

**VITOR TELLES ODAGUIRI**

**MODELAGEM E ESTRATÉGIA DE  
CONTROLE DO INVERSOR FONTE Z**

**JOINVILLE**

**2018**



**VITOR TELLES ODAGUIRI**

**MODELAGEM E ESTRATÉGIA DE CONTROLE  
DO INVERSOR FONTE Z**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

Coorientador: Fabrício Bradaschia

**JOINVILLE**

**2018**

Odaguiri, Vitor Telles

MODELAGEM E ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO INVERSOR FONTE  
Z / VITOR TELLES ODAGUIRI. - Joinville, 2018  
133 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

Coorientador: Fabrício Bradaschia

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado  
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,  
Joinville, 2018.

1. Inversor fonte Z. 2. Modelagem. 3. Estratégia  
de controle. 4. Controle digital. 5. Modulação máximo  
boost constante. I. Batschauer, Alessandro Luiz. II.  
Bradaschia, Fabrício. III. Universidade do Estado  
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV.  
Título

# **Modelagem e Estratégia de Controle do Inversor Fonte Z**

por

**Vitor Telles Odagui**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

## **MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Área de concentração em “Sistemas Eletroeletrônicos”  
e aprovada em sua forma final pelo

**CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA  
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.**



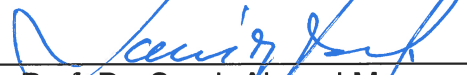
Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer  
CCT/UEDESC (Orientador/Presidente)



Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd  
CCT/UEDESC  
Membro da Banca Examinadora

*Videoconferência*

Prof. Dr. Fabrício Bradaschia – UFPE  
CCT/UEDESC (Coorientador)  
Membro da Banca Examinadora



Prof. Dr. Samir Ahmad Mussa  
UFSC  
Membro da Banca Examinadora

**Joinville, SC, 03 de maio de 2018.**



*Este trabalho é dedicado à minha família  
e às pessoas que fizeram parte da minha vida durante essa jornada.*



## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente agradeço o meu pai Walter Norio Odagui, a minha mãe Claudia Cristina Telles Odagui e o meu irmão Thiago Telles Odagui por sempre me apoiarem nessa jornada e estarem ao meu lado nas horas em que eu mais precisei.

Agradeço o meu orientador Alessandro Luiz Batschauer e o meu coorientador Fabrício Bradaschia pela paciência e pelo tempo que dedicaram no desenvolvimento desse trabalho. Muitas das ideias e contribuições dessa dissertação são frutos das nossas reuniões onde foi possível esclarecer muitas dúvidas, o que levou a evolução do meu conhecimento na área. Também agradeço pela amizade que nós criamos durante essa jornada.

Gostaria de agradecer o PROCAD (Programa Nacional de Cooperação Acadêmica) por patrocinar o meu intercâmbio para Recife, onde eu tive o prazer em aprender conceitos novos voltados à Eletrônica de Potência.

Agradeço os professores Marcelo Cabral Cavalcanti, Gustavo Medeiros de Souza Azevedo e Francisco Neves. As principais ideias desse trabalho são frutos dos conhecimentos adquiridos durante as aulas.

Agradeço aos meus amigos e colegas de trabalho Felipe Zoel Zimann, Everton Peres Correa, Gustavo Lambert, Rubens Tadeu Hock Jr., Marcos Vinicius Bressan, Danieal Castellain, Tiago Cardoso, Eduardo Vasconcelos Stangler e Márcio Rodrigo Santos de Carvalho pelo conhecimento técnico e pela amizade que construímos durante essa jornada.

Agradeço os estudantes da pós-graduação e os professores que compõem o grupo de pesquisa do núcleo de processamento de energia elétrica - nPEE. Agradeço também os bolsistas de trabalho e de iniciação científica.

Agradeço a Universidade do Estado de Santa Catarina, a Universidade Federal de Pernambuco, a Fapesc e a Fitej.



*“Os dias prósperos não vêm por acaso, nascem de muita fadiga e persistência.*

*Henry Ford*



## RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem e a estratégia de controle para o inversor fonte Z, a qual pode ser aplicada em um sistema de geração fotovoltaica. Nesse âmbito, o inversor fonte Z é dividido em dois estágios de conversão: c.c. - c.c. e c.c. - c.a.. Por meio da divisão do conversor em dois subsistemas, é possível desacoplar a razão cíclica de curto-circuito e o índice de modulação. Logo, a razão cíclica de curto-circuito corresponde à ação de controle do estágio c.c. - c.c. e o índice de modulação corresponde à ação de controle do estágio c.c. - c.a. Em virtude do desacoplamento das ações de controle, propõe-se duas novas funções de transferência,  $G_{v_{FV}}(s)$  e  $G_{\hat{v}_{ZO}}(s)$ , as quais apresentam dinâmicas simples e otimizam o projeto dos compensadores. A tensão na entrada da malha Z, a corrente nos indutores da malha Z, a tensão na saída da malha Z e as correntes nos indutores do filtro  $LC$  de saída, compõem as variáveis de controle do sistema. Por meio dessa estratégia, é possível controlar a tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ) de forma simples e inovadora, tal qual ainda não foi abordado na literatura. O projeto dos compensadores baseia-se na metodologia de controle digital, uma vez que a implementação experimental necessita de um DSC (*Digital Signal Controller*) para manter o sistema em operação. Os controladores são projetados no plano semicontínuo  $w$  através da transformada bilinear de *Tustin*. A estratégia de modulação máximo *boost* constante é escolhida para comandar os interruptores do inversor. Para validar as funções de transferências e a estratégia de controle proposta é montado um protótipo do inversor fonte Z trifásico, o qual atende as seguintes características: potência nominal igual a 4 kW, tensão de entrada igual a 350 V e tensão de saída igual a 127 V eficaz (entre fase e neutro). Entretanto, por motivo de disponibilidade de equipamentos do laboratório, os ensaios foram realizados em escala reduzida. Os resultados mostram-se satisfatórios, pois os controladores são capazes de seguir seus respectivos sinais de referência e apresentam um alto desempenho quanto à rejeição de distúrbios. O inversor é capaz de sintetizar na saída, correntes senoidais com taxa de distorção harmônica reduzida que estão em conformidade com a norma regulamentadora NBR16149. Observa-se também que a corrente na saída do inversor está em fase com a tensão da rede elétrica, garantindo um fator de deslocamento próximo ao unitário.

**Palavras-chave:** inversor fonte Z, modelagem, estratégia de controle, controle digital, modulação máximo *boost* constante.



## ABSTRACT

This work presents the models and the control strategy for Z-source inverter, in which can be applied in the photovoltaic generation system. Z-source inverter is separated in two conversion stages: DC-DC and DC-AC. By separating the converter in two subsystems, it is possible to decouple the shoot-through duty-cycle and modulation index. In this case, shoot-through duty-cycle represents the control signal of the DC-DC conversion and modulation index represents the control signal of the DC-CA conversion. By decoupling the modulation index from shoot-through duty-cycle, two new transfer functions are proposed,  $Gv_{FV}(s)$  and  $G\hat{v}_{ZO}(s)$ , in which have simple dynamic responses optimizing the controllers designing. Z-network input voltage, Z-network inductors current, Z-network output voltage, and inverter output currents correspond the system variables. Due this control method, it is possible to control Z-network input voltage ( $v_{FV}$ ) in a simple and original way, that it was not presented before in the literature. Compensators designing are achieved by digital control methodology, once, experimental implementation requires a DSC (Digital Signal Controller) to guarantee the system operation. The design is performed in the semicontinuous plane  $w$ , through Tustin bilinear transformation. Maximum constant boost control is applied as a modulation technique. In order to validate the proposed control strategy, a three-phase Z source inverter prototype was designed, in which comply with following requirements: nominal power equals 4 kW, input voltage equals 350 V and output voltage equals 127 V rms (between phase and neutral point). However, the experimental analysis is performed in reduced scale, because of availability of laboratory equipments. According to experimental results, the closed-loop control strategy is able to keep the stability of the system and demonstrate high capability for disturbance rejection. The inverter is able to synthesize sinusoidal output currents with low distortion harmonic which comply to the Brazilian standards. Also, it can be observed that inverter output current is in phase with grid voltage.

**Keywords:** Z-source inverter, models, control strategy, digital control, maximum constant boost modulation.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

|                                                                                                                                                                                                                          |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1 – Configuração comum de um sistema fotovoltaico de dois estágios. Se for retirado o filtro de entrada e o conversor <i>boost</i> , o sistema se torna de um estágio de conversão.                               | 36 |
| Figura 2 – Topologia do inversor <i>boost</i> .                                                                                                                                                                          | 37 |
| Figura 3 – Topologia do inversor fonte Z.                                                                                                                                                                                | 38 |
| Figura 4 – Estrutura básica do inversor fonte Z trifásico conectado a uma fonte de tensão c.c. e a uma carga <i>RL</i> trifásica.                                                                                        | 42 |
| Figura 5 – Circuito equivalente do ZSI operando nos estados de curto-circuito ( <i>shoot-through</i> ).                                                                                                                  | 43 |
| Figura 6 – Circuito equivalente do ZSI operando nos estados ativos.                                                                                                                                                      | 43 |
| Figura 7 – Circuito equivalente do ZSI operando nos estados de condução nulo.                                                                                                                                            | 44 |
| Figura 8 – Representação gráfica da modulação máximo <i>boost</i> constante com injeção de terceira harmônica.                                                                                                           | 48 |
| Figura 9 – Representação gráfica: (a) fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação e (b) esforço de tensão normalizado por $v_{FV}$ em função do fator <i>buck-boost</i> .                                   | 49 |
| Figura 10 – Circuito equivalente proposto por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005) utilizado na dedução dos modelos dinâmicos da malha Z.                                                                               | 50 |
| Figura 11 – Resposta em frequência da planta $Gv_C(s)$ proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005). Esta dinâmica relaciona a tensão nos capacitores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito.     | 51 |
| Figura 12 – Resposta em frequência da planta $Gv_{Ci}(s)$ proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005). Esta dinâmica relaciona a tensão nos capacitores da malha Z em função da corrente consumida pelo inversor. | 53 |
| Figura 13 – Representação do conversor fonte Z c.c. - c.c. alimentando uma carga <i>RL</i> .                                                                                                                             | 53 |
| Figura 14 – Resposta em frequência da função de transferência $Gv_C(s)$ proposta por Liu, Hu e Xu (2007). Esta dinâmica relaciona a tensão nos capacitores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito.      | 55 |
| Figura 15 – Resposta em frequência da função de transferência $Gi_L(s)$ proposta por Liu, Hu e Xu (2007). Esta dinâmica relaciona a corrente nos indutores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito.      | 56 |
| Figura 16 – Análise do inversor fonte Z em dois estágios de conversão, c.c. - c.c. e c.c. - c.a..                                                                                                                        | 57 |
| Figura 17 – Representação da estratégia de controle do estágio c.c. - c.a. proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).                                                                                           | 57 |

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 18 – Resposta em frequência da planta $G_{i_{cdq}}(s)$ proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).                                                                                                                                                                                        | 59 |
| Figura 19 – Resposta em frequência da planta $G_{v_{cdq}}(s)$ proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).                                                                                                                                                                                        | 60 |
| Figura 20 – Representação da estratégia de controle do estágio c.c. - c.c. proposta por (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007).                                                                                                                                                                           | 61 |
| Figura 21 – Resposta em frequência da planta $G_{i_L}(s)$ proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).                                                                                                                                                                                            | 62 |
| Figura 22 – Resposta em frequência da planta $G_{\hat{v}_{ZO}}$ proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).                                                                                                                                                                                      | 62 |
| Figura 23 – Esquemático de um sistema de geração fotovoltaica utilizando o inversor fonte Z.                                                                                                                                                                                                             | 66 |
| Figura 24 – Estratégia de controle em cascata do estágio c.c. - c.c. e do estágio c.c. - c.a..                                                                                                                                                                                                           | 67 |
| Figura 25 – Circuito equivalente do estágio c.c. - c.c..                                                                                                                                                                                                                                                 | 68 |
| Figura 26 – Circuito equivalente do estágio c.c. - c.c. do inversor fonte Z operando na etapa de curto-circuito.                                                                                                                                                                                         | 69 |
| Figura 27 – Circuito equivalente do estágio c.c. - c.c. do inversor fonte Z durante o vetor ativo.                                                                                                                                                                                                       | 70 |
| Figura 28 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle de corrente no indutor da malha Z. O modulador da razão cíclica de curto-circuito é representado em forma de diagrama de blocos.                                                                                                              | 73 |
| Figura 29 – Diagrama de blocos simplificado em laço fechado do controle de corrente no indutor da malha Z.                                                                                                                                                                                               | 74 |
| Figura 30 – Circuito equivalente do inversor fonte Z conectado a um conjunto de painéis fotovoltaicos, operando no estado ativo.                                                                                                                                                                         | 75 |
| Figura 31 – Diagrama de blocos do sistema que representa a dinâmica da tensão na entrada da malha Z.                                                                                                                                                                                                     | 76 |
| Figura 32 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle de tensão na entrada da malha Z. A malha interna de corrente pode ser substituída pelo inversor do ganho do sensor de corrente, ou seja, $\frac{1}{H_i}$ .                                                                                    | 76 |
| Figura 33 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle de tensão na entrada da malha Z com compensação <i>FeedForward</i> .                                                                                                                                                                          | 77 |
| Figura 34 – Representação simplificada do controle da tensão de entrada da malha Z.                                                                                                                                                                                                                      | 77 |
| Figura 35 – Inversor de tensão conectado a rede elétrica por meio de um filtro indutivo. É considerado que a tensão da rede é exatamente igual a tensão do PAC, e a impedância da rede é desprezada: (a) modelo completo do inversor, (b) modelo simplificado do inversor com as variáveis de interesse. | 79 |

|                                                                                                                                                                                                                                                              |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 36 – Diagrama de blocos que representa o comportamento dinâmico no domínio da frequência das correntes $i_d$ e $i_q$ . Observa-se que $i_d$ e $i_q$ estão mutuamente acopladas.                                                                       | 81  |
| Figura 37 – Diagrama de blocos simplificado da estratégia de controle das correntes $i_d$ e $i_q$ : (a) controle da corrente de eixo direto e (b) controle da corrente em quadratura.                                                                        | 82  |
| Figura 38 – Diagrama de blocos completo da estratégia de controle das correntes $i_d$ e $i_q$ .                                                                                                                                                              | 83  |
| Figura 39 – Circuito equivalente do ZSI operando durante o estado ativo. Os componentes $C_{FV}$ , $L_1$ e $L_2$ são substituídos por fontes ideais.                                                                                                         | 84  |
| Figura 40 – Diagrama de blocos que representa a dinâmica da tensão na saída da malha Z.                                                                                                                                                                      | 84  |
| Figura 41 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle da tensão na saída da malha Z.                                                                                                                                                                    | 86  |
| Figura 42 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle da tensão na saída da malha Z com a implementação da ação <i>FeedForward</i> .                                                                                                                    | 86  |
| Figura 43 – Diagrama de blocos simplificado em laço fechado do controle da tensão na saída da malha Z.                                                                                                                                                       | 87  |
| Figura 44 – Estrutura geral da estratégia de controle do inversor Fonte Z.                                                                                                                                                                                   | 88  |
| Figura 45 – Funcionamento do comando de curto-circuito.                                                                                                                                                                                                      | 89  |
| Figura 46 – Estrutura básica de uma malha de controle de corrente implementada digitalmente.                                                                                                                                                                 | 91  |
| Figura 47 – Fluxograma que representa a metodologia de controle de corrente e de tensão.                                                                                                                                                                     | 92  |
| Figura 48 – Estrutura básica de uma malha de controle de tensão implementada digitalmente.                                                                                                                                                                   | 93  |
| Figura 49 – Resposta em frequência da malha de controle da corrente $i_L$ . Diagrama de bode: da planta resultante $Gri_L(w)$ , do controlador $Ci_L(w)$ e do sistema resultante em malha aberta $Ci_L(w)Gri_L(w)$ .                                         | 95  |
| Figura 50 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão $v_{FV}$ . Diagrama de bode: da planta $Gv_{FV}(w)$ , do controlador $Cv_{FV}(w)$ e do sistema resultante em malha aberta $Cv_{FV}(w)Gv_{FV}(w)$ .                                         | 96  |
| Figura 51 – Resposta em frequência da malha de controle da corrente $i_d$ . Diagrama de bode: da planta resultante $Gri_d(w)$ , do controlador $Ci_d(w)$ e do sistema resultante em malha aberta $Ci_d(w)Gri_d(w)$ .                                         | 98  |
| Figura 52 – Análise no domínio da frequência da malha de controle da tensão $\hat{v}_{ZO}$ . Diagrama de bode: da planta $G\hat{v}_{ZO}(w)$ , do controlador $C\hat{v}_{ZO}(w)$ e do sistema resultante em malha aberta $C\hat{v}_{ZO}(w)G\hat{v}_{ZO}(w)$ . | 101 |
| Figura 53 – Protótipo do inversor fonte Z trifásico montado em laboratório.                                                                                                                                                                                  | 104 |
| Figura 54 – Diagrama elétrico da montagem experimental.                                                                                                                                                                                                      | 105 |

- Figura 55 – Formas de ondas em regime permanente: tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ , canal 1: 20V/div), corrente no indutor 1 da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 1A/div), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ , canal 2: 50V/div) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  de saída ( $i_u$ , canal 4: 5A/div). A escala horizontal é igual a 200 ms por divisão. . . . . 106
- Figura 56 – Formas de ondas em regime permanente: corrente no indutor  $L_1$  da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 500mA/div) e corrente no indutor  $L_2$  da malha Z ( $i_{L2}$ , canal 4: 500mA/div). A escala horizontal é igual a 20  $\mu$ s por divisão. . . . . 107
- Figura 57 – Formas de ondas em regime permanente: tensão no capacitor  $C_1$  da malha Z ( $v_{C1}$ , canal 3: 20V/div) e tensão no capacitor  $C_2$  da malha Z ( $v_{C2}$ , canal 4: 20V/div). A escala horizontal é igual a 4 ms por divisão. 108
- Figura 58 – Formas de ondas em regime permanente: corrente no indutor da fase  $u$  ( $i_u$ , canal 1: 2A/div), corrente no indutor da fase  $v$  ( $i_v$ , canal 3: 2A/div) e corrente no indutor da fase  $w$  ( $i_w$ , canal 4: 2A/div). A escala horizontal é igual a 4 ms por divisão. . . . . 109
- Figura 59 – Formas de ondas medidas experimentalmente, mediante a um degrau positivo na referência de tensão  $v_{FV}^*$ : tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ , canal 1: 20V/div), corrente no indutor 1 da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 1A/div), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ , canal 2: 50V/div) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  de saída ( $i_u$ , canal 4: 3A/div). A escala horizontal é igual a 200 ms por divisão. . . . . 110
- Figura 60 – Formas de ondas da simulação mediante a um degrau positivo na referência de tensão  $v_{FV}^*$ : (a) tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ), (b) corrente no indutor  $L_1$  da malha Z ( $i_{L1}$ ), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  ( $i_u$ ). . . 111
- Figura 61 – Formas de ondas medidas experimentalmente, mediante a um degrau positivo na referência de tensão  $\hat{v}_{ZO}^*$ : tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ , canal 1: 20V/div), corrente no indutor 1 da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 1A/div), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ , canal 2: 50V/div) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  de saída ( $i_u$ , canal 4: 3A/div). A escala horizontal é igual a 40 ms por divisão. . . . . 112
- Figura 62 – Formas de ondas da simulação mediante a um degrau positivo na referência de tensão  $\hat{v}_{ZO}^*$ : (a) tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ), (b) corrente no indutor  $L_1$  da malha Z ( $i_{L1}$ ), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  ( $i_u$ ). . . 113

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 63 – Formas de ondas mediante a um degrau na corrente de entrada $i_{FV}$ : tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ , canal 1: 50V/div), corrente no indutor 1 da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 2A/div), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ , canal 2: 50V/div) e corrente no indutor da fase $u$ do filtro $LC$ de saída ( $i_u$ , canal 4: 5A/div). A escala horizontal é igual a 400 ms por divisão. | 115 |
| Figura 64 – Formas de ondas da simulação mediante a um degrau na corrente de entrada $i_{FV}$ : (a) tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ), (b) corrente no indutor $L_1$ da malha Z ( $i_{L1}$ ), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) e corrente no indutor da fase $u$ do filtro $LC$ ( $i_u$ ).                                                                                                         | 116 |
| Figura 65 – Filtro passa baixa inserido na realimentação <i>FeedForward</i> da malha de controle da tensão $v_{FV}$ .                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 117 |
| Figura 66 – Formas de ondas em regime permanente: tensão da fase $u$ da rede ( $v_{ru}$ , canal 2: 84V/div) e corrente no indutor da fase $u$ do filtro $LC$ de saída ( $i_u$ , canal 4: 2A/div). A escala horizontal é igual a 4 ms por divisão.                                                                                                                                                                 | 118 |
| Figura 67 – Taxa de distorção harmônica da tensão da rede $v_{ru}$ e as características das harmônicas ímpares relativas a componente fundamental.                                                                                                                                                                                                                                                                | 119 |
| Figura 68 – Taxa de distorção harmônica da tensão da rede $v_{ru}$ e as características das harmônicas pares relativas a componente fundamental.                                                                                                                                                                                                                                                                  | 120 |
| Figura 69 – Taxa de distorção harmônica da corrente $i_u$ e as características das harmônicas ímpares relativas a componente fundamental.                                                                                                                                                                                                                                                                         | 122 |
| Figura 70 – Taxa de distorção harmônica da corrente $i_u$ e as características das harmônicas pares relativas a componente fundamental.                                                                                                                                                                                                                                                                           | 123 |



## LISTA DE TABELAS

|                                                                                                                                                                             |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tabela 1 – Parâmetros do conversor utilizados na análise em resposta em frequência das plantas. . . . .                                                                     | 52  |
| Tabela 2 – Parâmetros utilizados no projeto dos controladores do conversor. . . .                                                                                           | 94  |
| Tabela 3 – Equivalência entre as componentes harmônicas nos referenciais estacionário e síncrono. . . . .                                                                   | 99  |
| Tabela 4 – Parâmetros do controlador PI ressonante $Ci_d(w)$ . . . . .                                                                                                      | 100 |
| Tabela 5 – Principais componentes utilizados na montagem do protótipo. . . . .                                                                                              | 104 |
| Tabela 6 – Parâmetros utilizados nos ensaios experimentais. . . . .                                                                                                         | 105 |
| Tabela 7 – Parâmetros nominais do inversor fonte Z. . . . .                                                                                                                 | 105 |
| Tabela 8 – Especificação da corrente injetada na rede elétrica para inversores fotovoltaicos com potência inferior a 3 kW. Norma NBR16149, regulamentada pela ABNT. . . . . | 121 |



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

|                     |                                                                                               |
|---------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|
| $abc - \alpha\beta$ | Transformação de coordenadas de $abc$ para $\alpha\beta$                                      |
| $abc - dq$          | Transformação de coordenadas de $abc$ para $dq$                                               |
| ADC                 | <i>Analogic Digital Converter</i> - Conversor Analógico Digital                               |
| c.a.                | Corrente Alternada                                                                            |
| c.c.                | Corrente Contínua                                                                             |
| c.c.-c.a.           | Corrente Contínua para Corrente Alternada                                                     |
| c.c.-c.c.           | Corrente Contínua para Corrente Contínua                                                      |
| CSI                 | <i>Current Source Inverter</i> - Inversor Fonte de Corrente                                   |
| $dq - abc$          | Transformação de coordenadas de $dq$ para $abc$                                               |
| DSC                 | <i>Digital Signal Controller</i> - Controlador de Sinal Digital                               |
| FV                  | Fotovoltaico                                                                                  |
| IGBT                | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> - Transistor Bipolar de Gatilho Isolado              |
| MPPT                | <i>Maximum Power Point Tracking</i> - Rastreamento Ponto de Máxima Potência                   |
| PAC                 | Ponto de Acoplamento Comum                                                                    |
| PI                  | Controlador Proporcional Integral                                                             |
| PLL                 | <i>Phase-Locked Loop</i> - Malha Travada em Phase                                             |
| PWM                 | <i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso                                |
| SRF-PLL             | <i>Synchronous Reference Frame</i> - <i>PLL</i> - Sistema de Referência Síncrono - <i>PLL</i> |
| VSI                 | <i>Voltage Source Inverter</i> - Inversor Fonte de Tensão                                     |
| ZSC                 | <i>Z-Source Converter</i> - Conversor Fonte Z                                                 |
| ZSI                 | <i>Z-Source Inverter</i> - Inversor Fonte Z                                                   |
| $\alpha\beta - dq$  | Transformação de coordenadas de $\alpha\beta$ para $dq$                                       |



## LISTA DE SÍMBOLOS

|                    |                                                                                               |
|--------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|
| $C$                | Capacitância dos capacitores $C_1$ e $C_2$                                                    |
| $Ci(z)$            | Controlador de corrente genérico representada no domínio discreto                             |
| $Ci_d(s)$          | Controlador da corrente $i_d$                                                                 |
| $Ci_d(w)$          | Controlador da corrente $i_d$ representado no domínio semi-contínuo                           |
| $Ci_L(s)$          | Controlador da corrente $i_L$                                                                 |
| $Ci_L(w)$          | Controlador da corrente $i_L$ representado no domínio semi-contínuo                           |
| $C_f$              | Capacitor do filtro $LC$ de saída                                                             |
| $C_{FV}$           | Capacitor de entrada da malha Z                                                               |
| $Ci_q(s)$          | Controlador da corrente $i_q$                                                                 |
| $Cv(z)$            | Função de transferência de um controlador de tensão genérico representada no domínio discreto |
| $Cv_{FV}(s)$       | Controlador da tensão $v_{FV}$                                                                |
| $Cv_{FV}(w)$       | Controlador da tensão $v_{FV}$ representado no domínio semi-contínuo                          |
| $C\hat{v}_{ZO}(s)$ | Controlador da tensão $\hat{v}_{ZO}$                                                          |
| $C\hat{v}_{ZO}(w)$ | Controlador da tensão $\hat{v}_{ZO}$ representado no domínio $w$                              |
| $C_1$              | Capacitor 1 da malha Z                                                                        |
| $C_2$              | Capacitor 2 da malha Z                                                                        |
| $d_{ST}$           | Razão cíclica de curto-circuito                                                               |
| $D_{ST}$           | Parcela que representa o termo CC da razão cíclica $d_{ST}$                                   |
| $\tilde{d}_{ST}$   | Parcela que representa o termo CA da razão cíclica $d_{ST}$                                   |
| $D_{u1}$           | Diodo antiparalelo superior da fase $u$ do Inversor Fonte Z                                   |
| $D_{u2}$           | Diodo antiparalelo inferior da fase $u$ do Inversor Fonte Z                                   |
| $D_{v1}$           | Diodo antiparalelo superior da fase $v$ do Inversor Fonte Z                                   |
| $D_{v2}$           | Diodo antiparalelo inferior da fase $v$ do Inversor Fonte Z                                   |
| $D_{w1}$           | Diodo antiparalelo superior da fase $w$ do Inversor Fonte Z                                   |
| $D_{w2}$           | Diodo antiparalelo inferior da fase $w$ do Inversor Fonte Z                                   |

|                    |                                                                                                                              |
|--------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $D_1$              | Diodo da malha Z                                                                                                             |
| $f_a$              | Frequência de amostragem dos sinais de realimentação                                                                         |
| $f_s$              | Frequência de comutação do conversor                                                                                         |
| $f_r$              | Frequência da rede elétrica                                                                                                  |
| $G_{at}(s)$        | Função de transferência a qual representa o atraso computacional do microprocessador                                         |
| $G_{at}(z)$        | Função de transferência a qual representa o atraso computacional do microprocessador no domínio discreto                     |
| $G_{at}(w)$        | Função de transferência a qual representa o atraso computacional do microprocessador no domínio semi-contínuo                |
| $Gi(s)$            | Função de transferência de corrente genérica                                                                                 |
| $Gi(z)$            | Função de transferência de corrente genérica representada no discreto                                                        |
| $Gi_d(s)$          | Função de transferência a qual relaciona a corrente $i_d$ e a tensão $v'_{Ld}$                                               |
| $Gi_d(w)$          | Função de transferência a qual relaciona a corrente $i_d$ e a tensão $v'_{Ld}$ , no domínio semi-contínuo                    |
| $Gi_L(s)$          | Função de transferência a qual relaciona a corrente $i_L$ e a razão cíclica $d_{ST}$                                         |
| $Gi_L(w)$          | Função de transferência a qual relaciona a corrente $i_L$ e a razão cíclica $d_{ST}$ , representada no domínio semi-contínuo |
| $Gi_q(s)$          | Função de transferência a qual relaciona a corrente $i_q$ e a tensão $v'_{Lq}$                                               |
| $Gri_L(w)$         | Produto entre as plantas $Gi_L(w)$ e $G_{at}(w)$                                                                             |
| $Gv_C(s)$          | Função de transferência a qual relaciona a tensão $v_C$ e a corrente $i_i$                                                   |
| $G_v(s)$           | Função de transferência de tensão genérica                                                                                   |
| $Gv_{FV}(s)$       | Função de transferência a qual relaciona a tensão $v_{FV}$ e a corrente $i_L$                                                |
| $Gv_{FV}(w)$       | Função de transferência a qual relaciona a tensão $v_{FV}$ e a corrente $i_L$ , representada no domínio semi-contínuo        |
| $G\hat{v}_{ZO}(s)$ | Função de transferência a qual relaciona a tensão $\hat{v}_{ZO}$ e a corrente $i_i$                                          |
| $G\hat{v}_{ZO}(w)$ | Função de transferência a qual relaciona a tensão $\hat{v}_{ZO}$ e a corrente $i_i$ , representada no domínio $w$            |

|                  |                                                                                     |
|------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| $h$              | Ordem da componente harmônica                                                       |
| $Hi$             | Ganho do sensor de corrente                                                         |
| $Hv$             | Ganho do sensor de tensão                                                           |
| $\vec{i}$        | Correntes nos indutores do filtro $LC$ representadas vetorialmente                  |
| $i_C$            | Corrente nos capacitores da malha Z                                                 |
| $i_{C1}$         | Corrente no capacitor $C_1$                                                         |
| $i_{C2}$         | Corrente no capacitor $C_2$                                                         |
| $i_{cu}$         | Corrente no capacitor do filtro $LC$ da fase $u$                                    |
| $i_{cv}$         | Corrente no capacitor do filtro $LC$ da fase $v$                                    |
| $i_{cw}$         | Corrente no capacitor do filtro $LC$ da fase $w$                                    |
| $i_d$            | Corrente de eixo direto nos indutores do filtro $LC$                                |
| $i_d^*$          | Referência da corrente de eixo direto                                               |
| $\vec{i}_{dq}$   | Correntes de eixo direto e em quadratura representadas vetorialmente                |
| $\vec{i}_{dq}^*$ | Referencia das correntes de eixo direto e em quadratura representadas vetorialmente |
| $i_{FV}$         | Corrente fornecida por um conjunto de painéis fotovoltaico                          |
| $i_i$            | Fonte de corrente que representa o estágio CC-CA                                    |
| $I_i$            | Parcela que representa o termo CC da corrente $i_i$                                 |
| $\tilde{i}_i$    | Parcela que representa o termo CA da corrente $i_i$                                 |
| $i_L$            | Corrente nos indutores da malha Z                                                   |
| $i_L^*$          | Referência de corrente dos indutores da malha Z                                     |
| $I_L$            | Parcela que representa o termo CC da corrente $i_L$                                 |
| $\tilde{i}_L$    | Parcela que representa o termo CA da corrente $i_L$                                 |
| $i_{L1}$         | Corrente no indutor $L_1$ da malha Z                                                |
| $i_{L2}$         | Corrente no indutor $L_2$ da malha Z                                                |
| $i_q$            | Corrente de eixo em quadratura nos indutores do filtro $LC$                         |
| $i_q^*$          | Referência da corrente de eixo direto                                               |

|          |                                                                               |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------|
| $i_{ru}$ | Corrente injetada na fase $u$ da rede elétrica                                |
| $i_{rv}$ | Corrente injetada na fase $v$ da rede elétrica                                |
| $i_{rw}$ | Corrente injetada na fase $w$ da rede elétrica                                |
| $i_u$    | Corrente no indutor do filtro $LC$ da fase $u$                                |
| $i_v$    | Corrente no indutor do filtro $LC$ da fase $v$                                |
| $i_w$    | Corrente no indutor do filtro $LC$ da fase $w$                                |
| $K_{P1}$ | Ganho proporcional do controlador $Ci_L(w)$                                   |
| $K_{P2}$ | Ganho proporcional do controlador $Cv_{FV}(w)$                                |
| $K_{P3}$ | Ganho proporcional do controlador $Ci_a(w)$                                   |
| $K_{P4}$ | Ganho proporcional do controlador $C\hat{v}_{ZO}(w)$                          |
| $K_{ih}$ | Ganho proporcional do controlador ressoante                                   |
| $K_1$    | Ganho da portadora triangular utilizado na malha de controle do estágio CC-CC |
| $K_2$    | Ganho da portadora triangular utilizado na malha de controle do estágio CC-CA |
| $L$      | Indutância dos indutores $L_1$ e $L_2$                                        |
| $L_f$    | Indutância do filtro $LC$ de saída                                            |
| $L_r$    | Indutância equivalente da rede                                                |
| $L_1$    | Indutor 1 da malha Z                                                          |
| $L_2$    | Indutor 2 da malha Z                                                          |
| $P_i$    | Potência processada na entrada do conversor                                   |
| $P_O$    | Potência fornecida à rede elétrica                                            |
| $P_{ZO}$ | Potência na saída da malha Z                                                  |
| $r_C$    | Resistor série dos capacitores da malha Z                                     |
| $r_{C1}$ | Resistor sério do capacitor $C_1$                                             |
| $r_{C2}$ | Resistor série do capacitor $C_2$                                             |
| $R_f$    | Resistência do indutor do filtro $LC$ de saída                                |

|               |                                                                                     |
|---------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| $r_L$         | Resistor série dos indutores da malha Z                                             |
| $r_{L1}$      | Resistor série do indutor $L_1$                                                     |
| $r_{L2}$      | Resistor série do indutor $L_2$                                                     |
| $R_r$         | Resistência equivalente da rede                                                     |
| $r_T$         | Soma entre os resistores $r_C$ e $r_L$                                              |
| $S$           | Interruptor que representa o estágio CC-CA                                          |
| $S_{u1}$      | Interruptor superior da fase $u$ do Inversor Fonte Z                                |
| $S_{u2}$      | Interruptor inferior da fase $u$ do Inversor Fonte Z                                |
| $S_{v1}$      | Interruptor superior da fase $v$ do Inversor Fonte Z                                |
| $S_{v2}$      | Interruptor inferior da fase $v$ do Inversor Fonte Z                                |
| $S_{w1}$      | Interruptor superior da fase $w$ do Inversor Fonte Z                                |
| $S_{w2}$      | Interruptor inferior da fase $w$ do Inversor Fonte Z                                |
| $t$           | Variável que representa o tempo                                                     |
| $T_S$         | Período de comutação                                                                |
| $v_C$         | Tensão nos capacitores da malha Z                                                   |
| $V_C$         | Parcela que representa o termo CC da tensão $v_C$                                   |
| $\tilde{v}_C$ | Parcela que representa o termo CA da tensão $v_C$                                   |
| $v_{cd}$      | Tensão de eixo direto no capacitor do filtro $LC$                                   |
| $v_{cq}$      | Tensão de eixo em quadratura do capacitor do filtro $LC$                            |
| $v_{cu}$      | Tensão no capacitor do filtro $LC$ da fase $u$                                      |
| $v_{cv}$      | Tensão no capacitor do filtro $LC$ da fase $v$                                      |
| $v_{cw}$      | Tensão no capacitor do filtro $LC$ da fase $w$                                      |
| $v_{C1}$      | Tensão no capacitor $C_1$ da malha Z                                                |
| $v_{C2}$      | Tensão no capacitor $C_2$ da malha Z                                                |
| $v_d^*$       | Ação de controle normalizada da corrente do estágio CC-CA, referente ao eixo direto |
| $V_g$         | Tensão na entrada da malha Z                                                        |

|                          |                                                                                                                 |
|--------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $v_{FV}$                 | Tensão na entrada da malha Z                                                                                    |
| $v_h$                    | Tensão homopolar do inversor                                                                                    |
| $v_L$                    | Tensão nos indutores da malha Z                                                                                 |
| $\vec{v}_L$              | Tensões sintetizadas nos indutores do filtro $LC$ representadas vetorialmente                                   |
| $\vec{v}_{Ldq}$          | Tensões sintetizadas nos indutores do filtro $LC$ representadas vetorialmente em coordenadas $dq$               |
| $\vec{v}_{Ldq}'$         | Ações de controle das correntes de eixo direto e em quadratura, representadas vetorialmente em coordenadas $dq$ |
| $v_{Ld}$                 | Tensão de eixo direto sintetizada nos indutores do filtro $LC$                                                  |
| $v_{Ld}'$                | Ação de controle da malha de corrente do estágio CC-CA, referente ao eixo direto                                |
| $v_{Lq}$                 | Tensão de eixo direto sintetizada nos indutores do filtro $LC$                                                  |
| $v_{Lq}'$                | Ação de controle da malha de corrente do estágio CC-CA, referente ao eixo em quadratura                         |
| $v_{Lu}$                 | Tensão sintetizada no indutor do filtro da fase $u$                                                             |
| $v_{Lv}$                 | Tensão sintetizada no indutor do filtro da fase $v$                                                             |
| $v_{Lw}$                 | Tensão sintetizada no indutor do filtro da fase $w$                                                             |
| $\vec{v}_{L\alpha\beta}$ | Tensões sintetizadas nos indutores do filtro $LC$ representadas vetorialmente em coordenadas $\alpha\beta$      |
| $v_{L1}$                 | Tensão no indutor $L_1$                                                                                         |
| $v_{L2}$                 | Tensão no indutor $L_2$                                                                                         |
| $v_{n0}$                 | Tensão entre o neutro da rede e o ponto médio fictício do barramento CC do inversor                             |
| $v_q^*$                  | Ação de controle de corrente normalizada do estágio CC-CA, referente ao eixo em quadratura                      |
| $\vec{v}_r$              | Tensões da rede elétrica representadas vetorialmente                                                            |
| $v_{RC1}$                | Tensão no resistor série $r_{C1}$                                                                               |
| $v_{RC2}$                | Tensão no resistor série $r_{C2}$                                                                               |

|                          |                                                                                 |
|--------------------------|---------------------------------------------------------------------------------|
| $v_{RL1}$                | Tensão no resistor série $r_{L1}$                                               |
| $v_{RL2}$                | Tensão no resistor série $r_{L2}$                                               |
| $V_{ref}$                | Valor eficaz da tensão entre fase e neutro da rede elétrica                     |
| $v_{ru}$                 | Tensão na fase $u$ da rede elétrica                                             |
| $v_{rv}$                 | Tensão na fase $v$ da rede elétrica                                             |
| $v_{rw}$                 | Tensão na fase $w$ da rede elétrica                                             |
| $\vec{v}_{r\alpha\beta}$ | Tensão da rede elétrica representada vetorialmente em coordenadas $\alpha\beta$ |
| $v_{ST}^*$               | Ação de controle da malha de corrente do estágio CC-CC                          |
| $-v_{ST}^*$              | Ação de controle da malha de corrente do estágio CC-CC                          |
| $v_u$                    | Tensão sintetizada na saída do inversor, referente a fase $u$                   |
| $v_u^*$                  | Ação de controle de corrente normalizada do estágio CC-CA, referente à fase $u$ |
| $v_{u0}$                 | Tensão de polo da fase $u$                                                      |
| $v_v$                    | Tensão sintetizada na saída do inversor, referente a fase $v$                   |
| $v_v^*$                  | Ação de controle de corrente normalizada do estágio CC-CA, referente à fase $v$ |
| $v_{v0}$                 | Tensão de polo da fase $v$                                                      |
| $v_w$                    | Tensão sintetizada na saída do inversor, referente a fase $w$                   |
| $v_w^*$                  | Ação de controle de corrente normalizada do estágio CC-CA, referente à fase $w$ |
| $v_{w0}$                 | Tensão de polo da fase $w$                                                      |
| $V_T$                    | Valor de pico a pico da tensão da portadora triangular                          |
| $v_{ZO}$                 | Tensão na saída da malha Z                                                      |
| $\hat{v}_{ZO}$           | Valor de pico da tensão na saída da malha Z                                     |
| $\hat{v}_{ZO}^*$         | Referência do valor de pico da tensão na saída da malha Z                       |
| $z_1$                    | Zero do controlador $Ci_L(w)$                                                   |
| $z_2$                    | Zero do controlador $Cv_{FV}(w)$                                                |

|                             |                                                                |
|-----------------------------|----------------------------------------------------------------|
| $z_3$                       | Zero do controlador $Ci_d(w)$                                  |
| $z_4$                       | Zero do controlador $C\hat{v}_{ZO}(w)$                         |
| $\omega_{ch}$               | Frequência das bandas laterais do controlador ressonante       |
| $\omega_h$                  | Frequência de ressonância do controlador ressonante            |
| $\omega_r$                  | Frequência angular da rede elétrica                            |
| $\theta_r$                  | Ângulo da rede elétrica                                        |
| $\langle i_C \rangle_{T_S}$ | Valor médio instantâneo da corrente nos capacitores da malha Z |
| $\langle v_L \rangle_{T_S}$ | Valor médio instantâneo da tensão nos indutores da malha Z     |

## SUMÁRIO

|              |                                                                              |            |
|--------------|------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>1</b>     | <b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>                                                  | <b>35</b>  |
| 1.1          | OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO . . . . .                                           | 39         |
| 1.2          | ORGANIZAÇÃO TEXTUAL . . . . .                                                | 40         |
| <b>2</b>     | <b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .</b>                                       | <b>41</b>  |
| 2.1          | INVERSOR FONTE Z . . . . .                                                   | 41         |
| <b>2.1.1</b> | <b>Etapas de operação e ganho estático do ZSI . . . . .</b>                  | <b>42</b>  |
| <b>2.1.2</b> | <b>Modulação máximo boost constante . . . . .</b>                            | <b>46</b>  |
| 2.2          | MODELOS DINÂMICOS E ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO ZSI .                          | 49         |
| 2.3          | CONCLUSÃO . . . . .                                                          | 63         |
| <b>3</b>     | <b>ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO INVERSOR FONTE Z . . . . .</b>                  | <b>65</b>  |
| 3.1          | METODOLOGIA DE CONTROLE DO ESTÁGIO C.C. - C.C. . . . .                       | 67         |
| <b>3.1.1</b> | <b>Controle de corrente do estágio c.c. - c.c. . . . .</b>                   | <b>68</b>  |
| <b>3.1.2</b> | <b>Controle de tensão do estágio c.c. - c.c. . . . .</b>                     | <b>74</b>  |
| 3.2          | METODOLOGIA DE CONTROLE DO ESTÁGIO C.C. - C.A. . . . .                       | 78         |
| <b>3.2.1</b> | <b>Controle de corrente do estágio c.c. - c.a. . . . .</b>                   | <b>78</b>  |
| <b>3.2.2</b> | <b>Controle do barramento do estágio c.c. - c.a. . . . .</b>                 | <b>82</b>  |
| 3.3          | ESTRUTURA GERAL DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO IN-<br>VERSOR FONTE Z . . . . . | 87         |
| 3.4          | CONCLUSÃO . . . . .                                                          | 90         |
| <b>4</b>     | <b>PROJETO DOS CONTROLADORES DO INVERSOR FONTE Z .</b>                       | <b>91</b>  |
| 4.1          | PROJETO DOS CONTROLADORES DO ESTÁGIO C.C. - C.C. . . .                       | 94         |
| 4.2          | PROJETO DOS CONTROLADORES DO ESTÁGIO C.C. - C.A. . . .                       | 97         |
| 4.3          | CONCLUSÃO . . . . .                                                          | 102        |
| <b>5</b>     | <b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>                                    | <b>103</b> |
| 5.1          | ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDAS EM REGIME PERMANENTE                             | 106        |
| 5.2          | RESPOSTA DINÂMICA DOS CONTROLADORES . . . . .                                | 109        |
| 5.3          | ANÁLISE DA QUALIDADE DA ENERGIA ENTREGUE À REDE . .                          | 117        |
| 5.4          | CONCLUSÃO . . . . .                                                          | 124        |
| <b>6</b>     | <b>CONCLUSÃO GERAL . . . . .</b>                                             | <b>127</b> |
| 6.1          | SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS . . . . .                                   | 128        |
| 6.2          | PUBLICAÇÃO DO AUTOR RELACIONADA À DISSERTAÇÃO DE<br>MESTRADO . . . . .       | 129        |
|              | <b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>                                                 | <b>131</b> |



# 1 INTRODUÇÃO

Entre os anos de 2009 à 2014, a capacidade global instalada de energia fotovoltaica (FV) cresceu de 24 GW para 177 GW (LIU et al., 2016). O fator essencial desse crescimento é resultante da redução do preço e o aumento da eficiência dos módulos FV. Esse crescimento também ocorre em função da evolução dos conversores FV clássicos, os quais estão cada vez mais eficientes, robustos e acessíveis financeiramente (KOURO et al., 2015).

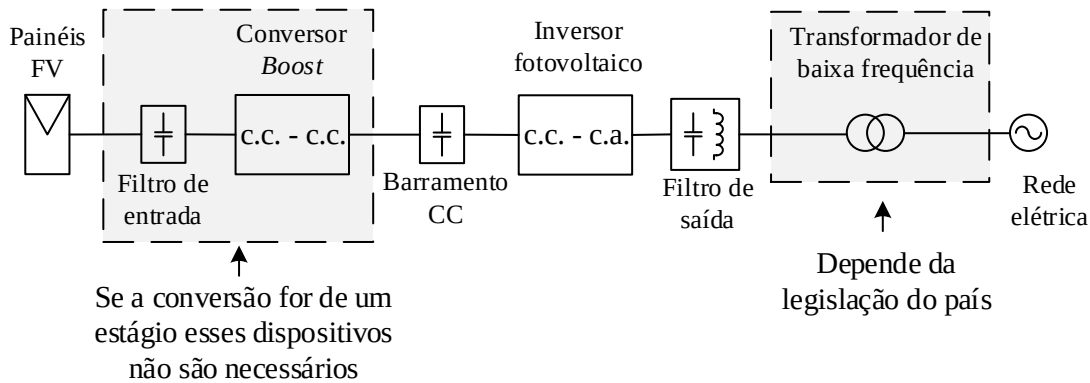
Outro fator importante na elevação da demanda das energias renováveis é atrelado à consciência ambiental de alguns países, os quais, estão evitando cada vez mais os combustíveis fósseis como fonte primária de energia. Nesse âmbito vem surgindo muitas regulamentações incentivando e acelerando o investimento no uso de energia limpa e renovável.

Os sistemas FV conectados à rede elétrica compõe 99 % do total enquanto os sistemas isolados (sistemas FV que usam baterias para armazenar a energia excedente) respondem pelo restante. Quando o sistema é conectado à rede não existe a necessidade de armazenamento de energia, pois o excedente é enviado à rede elétrica. O sistema FV conectado à rede não necessita de baterias, possui maior custo-benefício e demanda menor manutenção comparado com o sistema isolado. Esse fato, junto com a tendência na redução de custo do sistema, no desenvolvimento da tecnologia, na consciência ambiental e nas regulamentações governamentais que incentivam o uso de energias limpas, têm desencadeado o aumento na geração de energia fotovoltaica (KOURO et al., 2015).

Em função de todos os motivos citados, o estudo do processamento de energia a partir de fonte fotovoltaica tem sido o foco de diversos pesquisadores. Nesse âmbito, as duas configurações mais comuns que compõe o sistema de geração FV, utilizam um ou dois estágios de conversão (KOURO et al., 2015), (LIU et al., 2015), (ROMERO-CADAVAL et al., 2013). A escolha da configuração influencia diretamente no número de conversores utilizados, na quantidade de painéis FV, no custo, no volume e na eficiência do sistema.

A Figura 1 ilustra um sistema FV conectado à rede elétrica, a qual utiliza dois estágios de conversão. O arranjo de painéis gera uma corrente c.c. que depende da irradiância solar, da temperatura e da tensão nos terminais dos painéis. Essa corrente c.c. deve ser convertida em corrente c.a. através de um inversor de tensão (em inglês, *Voltage Source Inverter* - VSI). Esse inversor compreende o estágio de conversão c.c. - c.a. do sistema. O estágio c.c. - c.c. é, geralmente, composto por um filtro de entrada e pelo conversor *boost*. Esse estágio deve garantir o ponto de máxima potência do sistema, e também garantir o ganho de tensão entre o barramento c.c. e os terminais dos painéis (KOURO et al., 2015). Entre o inversor e a rede existe um filtro que pode ser composto por arranjo de indutores e capacitores. O transformador de baixa frequência é um elemento adicional, e o seu uso, depende da regulamentação de cada país (KOURO et al., 2015).

Figura 1 – Configuração comum de um sistema fotovoltaico de dois estágios. Se for retirado o filtro de entrada e o conversor *boost*, o sistema se torna de um estágio de conversão.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Retirando o conversor *boost* e o filtro de entrada do diagrama da Figura 1, a configuração resultante se torna um sistema de conversão de estágio único. Nesse caso, o inversor deve garantir a operação no ponto de máxima potência do painéis fotovoltaicos. Nesse arranjo, se o inversor for do tipo *buck*, é necessário inserir mais painéis em série comparado com o sistema de dois estágios, pelo fato que não é utilizado o conversor *boost* entre os painéis e o inversor.

Pelo fato que o estágio único de conversão elimina a utilização do conversor *boost*, este é propício para a redução do custo e do volume, além do mais, existe a possibilidade no aumento da eficiência global do sistema. Entretanto, a grande desvantagem dessa configuração é a necessidade de um maior número de painéis em série comparado com a solução de dois estágios. A associação de uma quantidade elevada de painéis em série não é recomendado por dois motivos (BRADASCHIA, 2012):

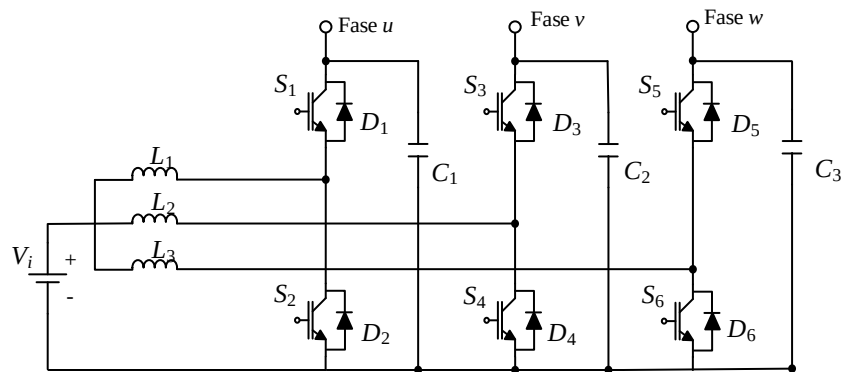
- Como todos os painéis FV estão conectados em série, uma falha grave em um deles como por exemplo conexão física, o caminho para a circulação de corrente é interrompido, ou seja, todo o sistema é comprometido em função de uma falha local.
- A operação do ponto de máxima potência do sistema pode ser comprometido devido ao sombreamento em apenas alguns painéis. Isso porque os painéis sombreados recebem menor irradiância e por consequência fornecem correntes reduzidas comparadas com os demais. Por consequência, a corrente fornecida é limitada pelos painéis que fornecem menor corrente, pois o arranjo é conectado em série.

Tendo em vista os motivos supracitados, uma solução em que seja capaz de associar as vantagens dos dois sistemas de conversão seria uma ótima opção em geração FV.

Uma opção existente na literatura, a qual, é capaz de elevar e inverter a tensão de entrada em um único estágio é o inversor *boost* (GIACOMINI, 2007). Esse inversor

consiste na associação em paralelo de três conversores c.c. - c.c. reversíveis em corrente do tipo *boost* como mostra a Figura 2. A fonte de tensão c.c. ( $V_i$ ) é comum para os três conversores. A saída do inversor não assume valores negativos em nenhum instante, mas possuem um valor c.c. que varia entre um valor máximo e um valor mínimo. As três fases são idênticas, exceto pela defasagem de  $120^\circ$ . Dessa forma a tensão entre as duas fases do inversor possuem valores positivos e negativos e o valor médio é nulo. Essa topologia

Figura 2 – Topologia do inversor *boost*.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

possui algumas vantagens (GIACOMINI, 2007):

- A fonte de entrada possui característica de corrente, proporcionando menores níveis de interferência eletromagnética;
- Esse inversor eleva a tensão ao nível desejado em um único estágio de conversão;
- Aumenta a eficiência global do sistema.

No entanto, algumas desvantagens podem ser citadas:

- Possui características não lineares para ganhos elevados;
- Exige um valor eficaz elevado na corrente de entrada;
- Necessita de três indutores robustos na entrada, aumentando o volume do sistema;
- Possui nível de estresse de tensão elevado nos semicondutores;
- Não é capaz de realizar a função *buck*.

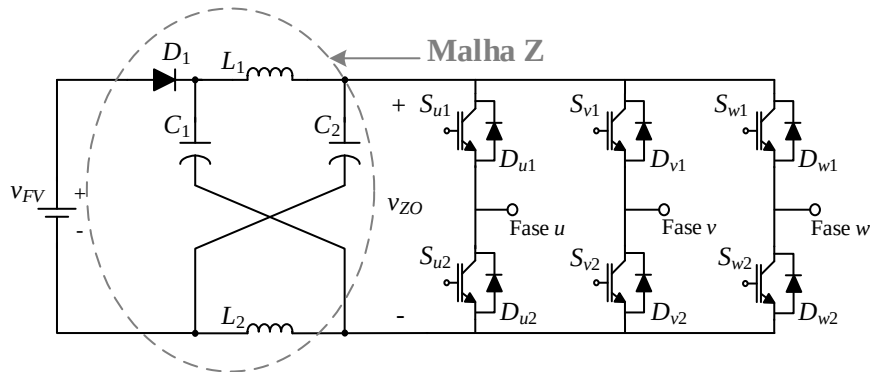
Tratando-se de geração fotovoltaica, os inversores baseados em fonte de impedância se destacam como sendo as topologias promissoras e competitivas perante as soluções existentes (LIU et al., 2011), (ZHOU; LIU; LI, 2013), (ELLABBAN; ABU-RUB, 2016), (LIU et al., 2016). O inversor fonte Z (em inglês *Z-Source Inverter - ZSI*) é o primeiro

conversor baseado em fonte de impedância que surgiu na literatura, e foi proposto por Peng em 2002. Esse é um inversor emergente com propriedades *buck-boost* de único estágio (PENG, 2002), (PENG, 2003). A topologia desse conversor pode ser vista na Figura 3.

Dois pares de capacitores e indutores conectados em X, os quais acoplam o circuito principal do inversor com a fonte c.c. ( $v_{FV}$ ), são denominados de malha Z. A partir de um novo estado de operação chamado de curto-circuito (*shoot-through*), o qual se caracteriza no acionamento simultâneo dos interruptores do mesmo braço, possibilita a elevação da tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) em relação a fonte entrada  $v_{FV}$ . O diodo  $D_1$  é parte integrante do ZSI e é essencial durante a função *boost*.

A propriedade *buck-boost* do ZSI é uma característica propícia para diminuir o volume do sistema, diminuir o custo e aumentar a eficiência, comparado com as soluções de dois estágios já existentes.

Figura 3 – Topologia do inversor fonte Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Além do inversor fonte Z, alguns conversores com características *buck-boost* podem ser citados (ELLABBAN; ABU-RUB, 2016): inversor fonte Z bidirecional (*Bidirectional Z-Source Inverter* - BZSI), inversor fonte Z de alto desempenho (*High-Performance Z-Source Inverter* - HP-ZSI), inversor fonte Z melhorado (*Improved Z-Source Inverter* - IZSI), inversor fonte Z melhorado e com alto desempenho (*High-Performance Improved Z-Source Inverter* - HP-IZSI), inversor fonte Z série (*Serie Z-Source Inverter* - SZSI), inversor ZSI-D, inversor quasi fonte Z (*Quasi-Z-Source Inverter* - QZSI), inversor quasi fonte Z bidirecional (*Bidirectional Quasi Z-Source Inverter* - BQZSI). Acima foram apresentadas algumas das topologias propostas na literatura, embora, existem mais variações baseados nesse conceito que não estão sendo citados nesse trabalho. Portanto, os conversores baseados em fonte de impedância representam uma tendência de pesquisa promissora.

Para integrar o ZSI em um sistema de geração fotovoltaica é necessário controlar algumas variáveis para garantir a estabilidade do sistema. Na literatura muitos trabalhos foram publicados com esse objetivo. No entanto, o que se observou, foi uma alta complexi-

dade em controlar esse conversor. Essa complexidade deriva-se principalmente na escolha dos modelos matemáticos e na estratégia de controle adotada. Entretanto, dependendo da estratégia de controle empregada, é possível utilizar modelos matemáticos simples, os quais, representam a dinâmica do sistema com precisão. Como consequência o projeto dos controladores se tornam demasiadamente simples.

O inversor fonte Z é uma descoberta recente e vem sendo apontado na literatura como uma topologia promissora em sistema de geração de energia fotovoltaica. Entretanto, ainda não surgiu uma publicação comprovando que o ZSI é capaz de reduzir o custo e o volume e aumentar a eficiência do sistema. Além do mais, por ser uma descoberta recente, o estudo envolvendo estratégias de controle e modelos dinâmicos ainda possui algumas lacunas.

Portanto, o objetivo principal desse trabalho é propor uma estratégia de controle adequada e simples para o ZSI trifásico, que possa ser aplicada em sistema de geração FV. Por meio da estratégia proposta, é possível controlar a tensão na entrada da malha Z de forma simples e inovadora, tal qual não foi apresentado em publicações anteriores. Em consequência duas funções de transferências inéditas são deduzidas:  $G_{v_{FV}}(s)$  e  $G_{\hat{v}_{ZO}}(s)$ .

## 1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

Apesar do número crescente dos artigos publicados relacionados à topologia e à aplicação do ZSI, ainda há uma carência de soluções relacionadas ao controle desse conversor, já que muitos dos trabalhos apresentam plantas complexas e não revelam detalhes da estratégia de controle adotada, principalmente quando a aplicação envolve geração de energia fotovoltaica. Portanto, esta é a motivação que leva aos objetivos dessa dissertação de mestrado, que são listados a seguir:

- Revisar detalhadamente o funcionamento do inversor fonte Z, enfatizando conceitos básicos, tais como: estrutura da topologia, etapas de operação, cálculo do ganho estático e estratégia de modulação.
- Revisar os modelos dinâmicos e as estratégias de controle apresentados na literatura, que envolvem aplicações em sistema fotovoltaico.
- Propor uma estratégia de controle, a qual simplifica os modelos dinâmicos do conversor e que seja aplicável em sistema de geração de energia fotovoltaica.
- Projetar os controladores das variáveis que compõe o sistema de controle.
- Validar experimentalmente a estratégia de controle proposta através de um protótipo montado em laboratório.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

Este trabalho é organizado da seguinte forma:

- **Capítulo 2** - Os aspectos mais importantes do ZSI são abordados: funcionamento do conversor, etapas de operação, análise do ganho estático do conversor e a estratégia de modulação que é empregada no trabalho. Também é apresentada uma breve revisão sobre os modelos matemáticos que representam a dinâmica do conversor e as principais estratégias de controle.
- **Capítulo 3** - São apresentadas a estratégia de controle proposta e os modelos dinâmicos que compõe o sistema do ZSI.
- **Capítulo 4** - É apresentado o projeto dos controladores no domínio discreto.
- **Capítulo 5** - Os resultados obtidos a partir dos ensaios experimentais são apresentados. Esse capítulo valida o desenvolvimento teórico do trabalho.
- **Capítulo 6** - São apresentadas as conclusões gerais e as sugestões para trabalhos futuros. A publicação do autor associada à Dissertação de Mestrado também é apresentada.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo tem como objetivo apresentar uma breve revisão do inversor fonte Z proposto por Peng (2002), sendo, portanto, abordados os seguintes assuntos: funcionamento do conversor, análise do ganho estático e o estudo da modulação máximo *boost* constate. Na sequência são apresentadas as estratégias de controle e os modelos matemáticos para essa topologia.

### 2.1 INVERSOR FONTE Z

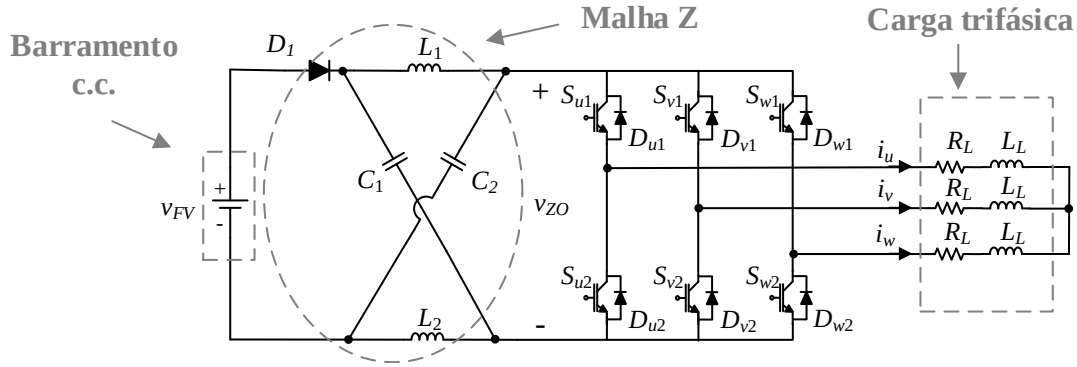
Na literatura existem dois tipos tradicionais de conversores c.c. - c.a., sendo esses o VSI (*Voltage Source Inverter* - Inversor Fonte de Tensão) e o CSI (*Current Source Inverter* - Inversor Fonte de Corrente). Geralmente, a tensão c.a. na saída do VSI é limitada à tensão de barramento c.c. (PENG, 2003). Logo, o VSI é um inversor do tipo *buck*, ou seja, abaixador de tensão. Em aplicações onde se deseja implementar uma tensão na saída com amplitude maior que a tensão de barramento c.c., geralmente, é utilizado um conversor *boost* entre o barramento c.c. e o VSI. No caso do CSI, a tensão c.a. na saída é superior a tensão do barramento c.c. que alimenta o indutor de entrada (PENG, 2003). E portanto, o CSI é um conversor do tipo *boost*. Quando se deseja uma tensão na saída menor que a tensão de entrada, geralmente se insere um conversor *buck* entre a fonte de entrada e o estágio de potência de saída.

O ZSI é uma topologia que não necessita desses estágios adicionais, pois esse consegue aplicar tensões superiores ou inferiores, na saída, em relação a tensão de entrada. Logo, esse conversor possui característica *buck-boost*, permitindo a operação como abaixador ou elevador de tensão. A Figura 4 ilustra a estrutura básica do ZSI trifásico conectado a uma fonte de tensão c.c. ( $v_{FV}$ ) e uma carga *RL* trifásica. Nesse caso, a ponte inversora trifásica é constituída por IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e diodos em anti-paralelo.

O barramento c.c. pode ser um banco de baterias, painéis fotovoltaicos, capacitores, células combustíveis, fonte de tensão ou até mesmo fonte de corrente. A malha Z é constituída pelos seguintes componentes: indutores  $L_1$  e  $L_2$ , capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e diodo  $D_1$ . Os indutores podem ser discretos ou acoplados e os capacitores podem ser do tipo eletrolíticos, pois a tensão sobre  $C_1$  e  $C_2$  são sempre unipolares (BRADASCHIA, 2012). O diodo  $D_1$  é conectado em série com a fonte  $v_{FV}$  e garante um único sentido de corrente. Esse diodo chega a conduzir e bloquear diversas vezes dentro de um período de comutação, e portanto, este deve possuir tempo de recuperação reversa reduzido. A variável  $v_{ZO}$  é extremamente importante, e representa a tensão na saída da malha Z.

Os inversores de tensão tradicionais possuem oito estados de operação, sendo, dois estados nulos e seis estados ativos. Os estados nulos não aplicam tensão sobre a carga, e

Figura 4 – Estrutura básica do inversor fonte Z trifásico conectado a uma fonte de tensão c.c. e a uma carga  $RL$  trifásica.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

por sua vez, a transferência de energia entre a fonte e a carga é nula. Os estados ativos, aplicam tensão na carga, e por consequência, ocorre transferência de energia entre a fonte e a carga. No caso do ZSI, além desses oito estados, surge um novo estado chamado de *shoot-through*, conhecido como estado de curto-circuito. O *shoot-through* resume-se na condução simultânea dos interruptores superiores e inferiores do inversor, e pode ser realizado em sete diferentes maneiras (PENG, 2003): curto-circuito em apenas um braço (três combinações possíveis), curto-circuito em dois braços (três combinações possíveis) e curto-circuito nos três braços (apenas uma combinação possível). Através do estado de curto-circuito o ZSI é capaz de elevar a tensão na saída.

### 2.1.1 Etapas de operação e ganho estático do ZSI

A Figura 5 ilustra o circuito equivalente do ZSI da Figura 4 operando nos estados de curto-circuito. O inversor trifásico e a carga são substituídos por um curto-circuito. Nessa configuração o capacitor  $C_1$  fica em paralelo com o indutor  $L_1$  e o capacitor  $C_2$  fica em paralelo com o indutor  $L_2$ . Assim, parte da energia armazenada nos capacitores é transferida para os indutores. A tensão na carga é nula, e portanto não há transferência de energia da fonte para a carga. Nessa etapa o diodo  $D_1$  está bloqueado.

Considerando que a malha Z é simétrica e sem perdas, as seguintes relações são verdadeiras:

$$\begin{aligned} v_{C1} &= v_{C2} = v_C , \\ v_{L1} &= v_{L2} = v_L . \end{aligned} \quad (2.1)$$

onde,  $v_C$  e  $v_L$  representam respectivamente as tensões nos capacitores e indutores da malha Z.

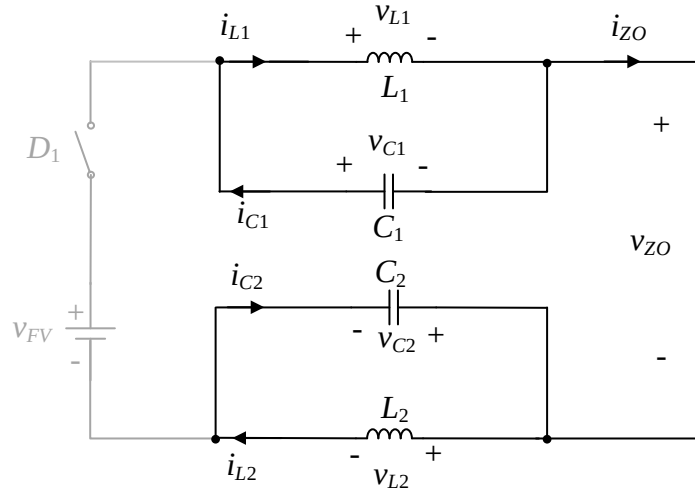
Realizando a análise das malhas de *Kirchhoff* no circuito da Figura 5, é possível obter as seguintes relações:

$$v_L = v_C , \quad (2.2)$$

$$v_{ZO} = 0, \quad (2.3)$$

onde,  $v_{ZO}$  denota a tensão na saída da malha Z. Segundo a expressão (2.3), a tensão na saída da malha Z é nula durante os estados de curto-circuito.

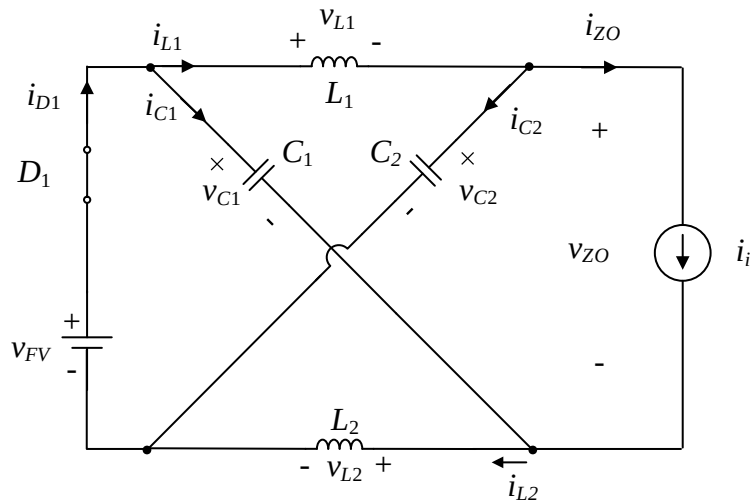
Figura 5 – Circuito equivalente do ZSI operando nos estados de curto-circuito (*shoot-through*).



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

A Figura 6 ilustra o circuito equivalente do ZSI da Figura 4 operando nos estados ativos. Nessa etapa é aplicada tensão na carga e, portanto, o inversor trifásico e a carga são substituídos pela fonte de corrente  $i_i$ . Os indutores da malha Z, junto com a fonte  $v_{FV}$ , transferem energia para a carga e para os capacitores da malha Z. Nessa etapa o diodo  $D_1$  entra em condução.

Figura 6 – Circuito equivalente do ZSI operando nos estados ativos.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Realizando a análise das malhas de *Kirchhoff* no circuito equivalente da Figura 6, têm-se as seguintes relações:

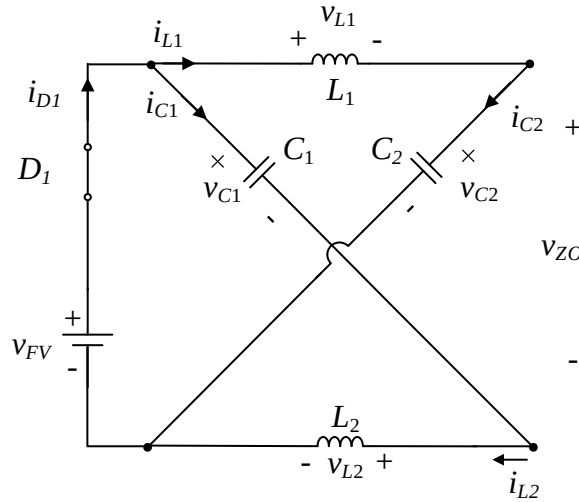
$$v_L = v_{FV} - v_C, \quad (2.4)$$

$$v_{ZO} = \hat{v}_{ZO} = v_C - v_L = 2v_C - v_{FV}. \quad (2.5)$$

onde a variável  $\hat{v}_{ZO}$  denota o valor de pico da tensão na saída da malha Z. Durante os estados ativos a tensão sobre a carga é igual ao valor de pico da tensão na saída da malha Z.

A Figura 7 ilustra o circuito equivalente do ZSI da Figura 4 operando nos estados nulos. Nessa configuração não há transferência de energia para carga, pois a tensão sobre a mesma é igual a zero e, portanto, a fonte de corrente  $i_i$  é desacoplada do circuito. No entanto, a fonte de tensão  $v_{FV}$  e os indutores permanecem transferindo energia para os capacitores e o diodo  $D_1$  permanece em condução. Realizando a análise de malhas, conclui-se que a tensão nos indutores da malha Z e a tensão na saída da malha Z são iguais a (2.4) e (2.5), respectivamente. Apesar da tensão na saída da malha Z ser igual a  $v_{ZO} = \hat{v}_{ZO} = 2v_C - v_{FV}$  durante os estados nulos, a tensão sobre a carga é nula.

Figura 7 – Circuito equivalente do ZSI operando nos estados de condução nulo.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Portanto, durante os estados de condução ativos e nulos a tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) possui um valor de pico  $\hat{v}_{ZO}$ , que é igual a  $2v_C - v_{FV}$ . E por outro lado, nos estados de curto-circuito, a tensão na saída da malha Z é nula. Dessa forma,  $v_{ZO}$  é um sinal pulsante que varia entre 0 à  $\hat{v}_{ZO}$ , e a sua frequência depende da frequência de comutação.

Sabe-se que durante os estados ativos e nulos a tensão nos indutores da malha Z é definida por (2.4) e durante os estados de curto-circuito a tensão nos indutores da malha

Z é igual a (2.2). Sendo assim, o valor médio da tensão nos indutores da malha Z dentro de um período de comutação é calculado conforme a relação:

$$\bar{v}_L = \frac{v_C t_{ST} + (v_{FV} - v_C) t_{on/off}}{T_S} = 0 , \quad (2.6)$$

onde  $t_{on/off}$  é o tempo em que o ZSI opera nos estados de condução ativos e nulos e  $t_{ST}$  é o tempo em que o ZSI opera nos estados de curto-circuito. A variável  $T_S$  corresponde ao período de comutação e pode ser calculada da seguinte maneira:

$$T_S = t_{on/off} + t_{ST} . \quad (2.7)$$

Realizando algumas manipulação algébricas na expressão (2.6) obtém-se:

$$v_C = \frac{t_{on/off}}{t_{on/off} - t_{ST}} v_{FV} . \quad (2.8)$$

A relação (2.8) denota o ganho estático da tensão nos capacitores da malha Z em relação a tensão de entrada.

O ganho estático da malha Z é definido pela razão entre o valor de pico da tensão na saída da malha Z ( $\hat{v}_{ZO}$ ) e a tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ). Conforme mencionado anteriormente,  $v_{ZO}$  é igual a zero durante os estados de curto-circuito, e portanto, o ganho estático da malha Z é definido apenas para os estados nulos e ativos. Dessa forma, ao substituir (2.8) em (2.5), obtém-se a seguinte relação:

$$\hat{v}_{ZO} = \frac{2t_{on/off} - t_{on/off} + t_{ST}}{t_{on/off} - t_{ST}} v_{FV} = \frac{T_S}{t_{on/off} - t_{ST}} v_{FV} . \quad (2.9)$$

Isolando  $t_{on/off}$  em (2.7) e substituindo em (2.9):

$$B = \frac{\hat{v}_{ZO}}{v_{FV}} = \frac{T_S}{T_S - 2t_{ST}} , \quad (2.10)$$

onde,  $B$  equivale ao ganho estático da malha Z e é conhecido na literatura como fator *boost* (PENG, 2003). Dividindo a equação (2.10) por  $T_S$ , obtém-se o fator *boost* em função da razão cíclica de curto-circuito:

$$B = \frac{v_{ZO}}{v_{FV}} = \frac{1}{1 - 2d_{ST}} . \quad (2.11)$$

O valor da razão cíclica de curto-circuito está limitado em  $0 \leq d_{ST} \leq 1$ , e o valor de  $B$  está limitado a estes dois intervalos:

$$\begin{aligned} 1 &\leq B < +\infty, \quad \text{se } 0 \leq d_{ST} < 0,5^-, \\ -\infty &< B \leq -1, \quad \text{se } 0,5^+ < d_{ST} \leq 1. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Na prática, o segundo intervalo em (2.12) não é utilizado, pois a tensão nos capacitores da malha Z e a tensão na saída inverteriam a polaridade em relação a tensão na entrada, danificando os interruptores do ZSI (BRADASCHIA, 2012). A partir de (2.11), conclui-se que, quanto maior o valor da razão cíclica de curto circuito  $d_{ST}$ , maior é o ganho estático da malha Z. É importante salientar que valores de  $d_{ST}$  próximos de 0,5 produzem tensões muito elevadas na saída da malha Z, o que pode danificar os interruptores do inversor. Na prática evita-se utilizar valores de  $d_{ST}$  próximos de 0,5.

Sebe-se que o *shoot-through* é responsável pelo ganho de tensão do ZSI, entretanto, é importante salientar que essa etapa produz o mesmo comportamento dos estados de condução nulos, ou seja, tensão nula na carga. Sendo assim, as técnicas de PWM (*Pulse Width Modulation* - modulação por largura de pulso) para o VSI podem ser adaptadas para o ZSI, apenas substituindo os estados nulos pelos estados de curto-circuito. Nesse âmbito, visto pela carga, é como se estivesse aplicando os estados de condução nulos e para a malha Z, é o instante em que o *boost* ocorre (BRADASCHIA, 2012).

Para o ZSI o valor de pico da tensão entre fase e neutro na carga é igual a (PENG, 2002):

$$\hat{v}_{un} = m \frac{\hat{v}_{ZO}}{2} = \underbrace{mB}_{B_B} \frac{v_{FV}}{2} = B_B \frac{v_{FV}}{2}, \quad (2.13)$$

onde  $B_B$  é o produto entre o índice de modulação  $m$  e o fator *boost*, e é conhecido na literatura como sendo o fator *buck-boost*.

### 2.1.2 Modulação máximo boost constante

Desde a publicação de Peng (2002), diversos trabalhos relacionados às técnicas de modulação para o ZSI foram desenvolvidos. Entre as estratégias apresentadas na literatura, algumas podem ser citadas: *boost* simples (PENG, 2002), (PENG, 2003), máximo *boost* (PENG; SHEN; QIAN, 2004), máximo *boost* constante (SHEN et al., 2006) e algumas técnicas envolvendo modulação por vetores espaciais (TRAN et al., 2007), (THANGAPRAKASH; KRISHNAN, 2010), (LIU et al., 2014), (HE; XU; CHEN, 2018).

O esforço de tensão nos interruptores do inversor depende da estratégia de modulação adotada (SHEN et al., 2006). Algumas modulações baseadas em vetores espaciais, apresentam melhor desempenho quanto aos esforços de tensão nos interruptores do inversor (LIU et al., 2014), entretanto, a implementação é mais complexa comparada com as modulações tradicionais baseadas em portadora triangular. Entre as modulações baseadas em portadora triangular, a máximo *boost* também possui um ótimo desempenho quanto

aos esforços de tensão, entretanto, apresenta oscilações de baixa frequência na tensão dos capacitores e na corrente dos indutores da malha Z, o que leva ao sobre-dimensionamento dos elementos passivos da malha Z (SHEN et al., 2006). A modulação máximo *boost* constante é uma modulação relativamente simples de implementar quando comparado com as modulações baseadas em vetores espaciais e possui um desempenho semelhante à modulação máximo *boost*, quanto aos esforços de tensão. Portanto, nesse trabalho é utilizada a modulação máximo *boost* constante para realizar os comandos dos interruptores.

Essa técnica é semelhante à técnica PWM senoidal com injeção de terceira harmônica empregada no VSI trifásico (HOULDSWORTH; GRANT, 1984). As três referências senoidais são defasadas de cento e vinte graus e são comparadas com uma portadora triangular. Caso o sinal de referência de um braço seja maior que a portadora triangular, o interruptor superior desse braço entra em condução e o interruptor inferior bloqueia (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002).

Para o ZSI é necessário adicionar sinais que geram estados de curto-circuito (SHEN et al., 2006). Esses estados não comprometem o funcionamento do inversor, pois são empregados durante os vetores nulos sem afetar os vetores ativos, os quais são responsáveis em gerar tensão na carga.

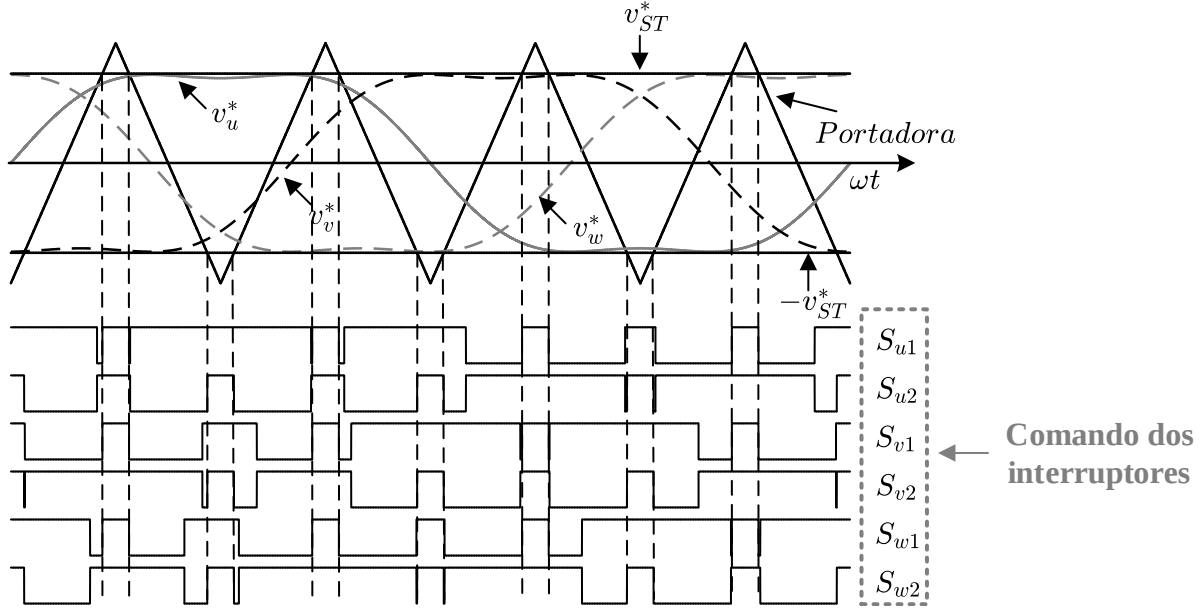
Quando a onda triangular é maior que o pico positivo ou menor que o pico negativo das referências  $v_u^*$ ,  $v_v^*$  e  $v_w^*$ , ocorre o estado nulo na saída do inversor. Para gerar o estado de curto-circuito basta comparar com a portadora triangular os sinais  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$ , como pode ser visto na Figura 8. O sinal  $v_{ST}^*$  deve ser maior ou igual ao valor de pico positivo das três referências, enquanto que, o sinal  $-v_{ST}^*$  deve ser menor ou igual ao valor de pico negativo das três referências. No instante em que a portadora triangular assume valores superiores à  $v_{ST}^*$  ou inferiores à  $-v_{ST}^*$  o estado de curto-circuito é aplicado na saída. Entretanto, quando a portadora for inferior à  $v_{ST}^*$  e superior à  $-v_{ST}^*$ , a modulação obedece a lógica do PWM do VSI convencional.

Segundo a Figura 8, entre as retas tracejadas estão os estados de curto-circuito sendo aplicados no ZSI, e os comandos dos interruptores também podem ser visualizados. Observa-se que o curto-circuito é aplicado durante o intervalo em que o inversor opera nos estados nulos. Se o índice de modulação  $m$  for máximo, os sinais  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$  estarão posicionados no pico e no vale da portadora triangular, respectivamente. Para essa condição o tempo em que é aplicado o estado de curto-circuito é zero. A medida que o índice de modulação  $m$  diminui, mais distante  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$  estão do pico e do vale da portadora, fazendo com que aumente o tempo de curto-circuito.

Na modulação máximo *boost* constante os estados de curto-circuito ocorrem duas vezes dentro de um período da portadora triangular. Portanto, a frequência em que ocorre o *shoot-through* é o dobro da frequência de comutação do ZSI.

A relação que define a máxima razão cíclica de curto-circuito em função do índice

Figura 8 – Representação gráfica da modulação máximo *boost* constante com injeção de terceira harmônica.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

de modulação é dada por (SHEN et al., 2006):

$$d_{STM_{ax}} = 1 - \frac{\sqrt{3}m}{2}, \quad (2.14)$$

onde,  $0 \leq m \leq 2/\sqrt{3}$ . A variável  $d_{STM_{ax}}$  representa o limite máximo da razão cíclica de curto-circuito para um determinado valor de índice de modulação. Substituindo (2.14) em (2.11), encontra-se a relação entre o fator *boost* e o índice de modulação (SHEN et al., 2006):

$$B = \frac{1}{\sqrt{3}m - 1}. \quad (2.15)$$

O esforço de tensão sobre os interruptores é igual a (SHEN et al., 2006):

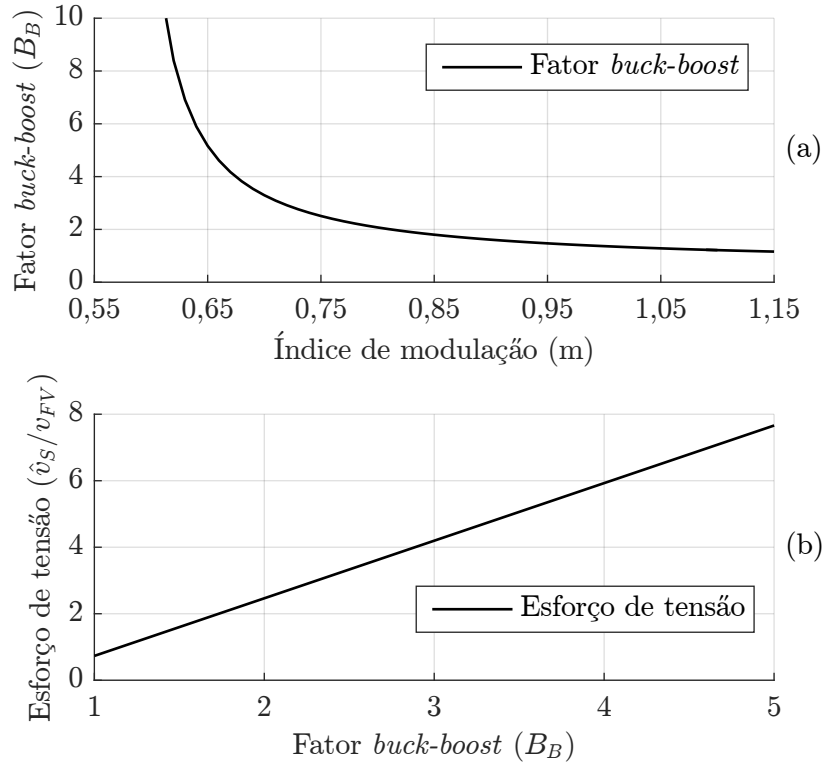
$$\hat{v}_S = Bv_{FV} = \frac{v_{FV}}{\sqrt{3}m - 1}. \quad (2.16)$$

A relação entre o fator *buck-boost* e o índice de modulação pode ser encontrada substituindo (2.15) em  $B_B = mB$ :

$$B_B = \frac{m}{\sqrt{3}m - 1}. \quad (2.17)$$

A Figura 9 (a) mostra a curva do fator *buck-boost* em função do índice de modulação do ZSI. Observa-se que o índice de modulação e o ganho do conversor são inversamente proporcionais. A Figura 9 (b) mostra o esforço de tensão nos interruptores do inversor em função do fator *buck-boost*. O esforço está normalizado em relação a tensão na entrada da malha Z. Observa-se que o esforço de tensão nos interruptores aumenta em função ganho do ZSI.

Figura 9 – Representação gráfica: (a) fator *buck-boost* em função do índice de modulação e (b) esforço de tensão normalizado por  $v_{FV}$  em função do fator *buck-boost*.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

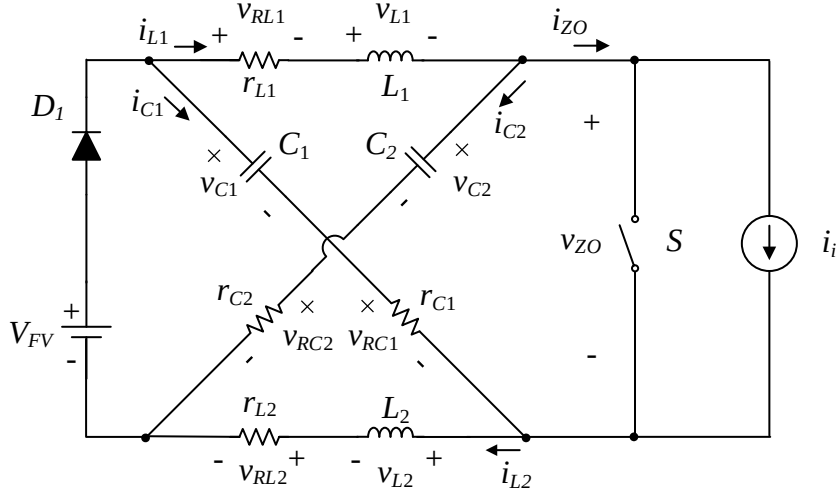
## 2.2 MODELOS DINÂMICOS E ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO ZSI

As pesquisas relacionadas à operação da malha Z em regime permanente e às estratégias de modulação voltadas para o ZSI foram apresentadas em (PENG, 2002), (PENG, 2003), (PENG; SHEN; QIAN, 2004), (LOH et al., 2005), (SHEN et al., 2006), e esses conceitos já estão bem consolidados na literatura. E obviamente, o estudo envolvendo as estratégias de controle e os modelos matemáticos para o ZSI tornariam uma nova tendência de pesquisa.

Nesse âmbito, Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005) propuseram modelar o comportamento dinâmico da malha Z utilizando o circuito equivalente apresentado na Figura 10. Nesse esquema, a fonte de corrente  $i_i$  e o interruptor  $S$  representam o inversor trifásico e a carga. Observa-se que as resistências séries dos capacitores e dos indutores da malha Z são parâmetros considerados no modelo.

Com base nas etapas de operação do modelo da Figura 10 e na análise de pequenos sinais, os autores propuseram diversas funções de transferências que representam as dinâmicas do conversor em condução contínua, entre essas, duas são apresentadas (GA-

Figura 10 – Circuito equivalente proposto por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005) utilizado na dedução dos modelos dinâmicos da malha Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

JANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2005):

$$G_{v_C}(s) = \frac{v_C(s)}{d_{ST}(s)} = \frac{(Ls + r_L + r_C) \cdot (I_i - 2I_L) + (1 - 2D_{ST}) \cdot (2V_C - V_{FV} - r_C I_i)}{LCs^2 + (r_L + r_C)Cs + (1 - 2D_{ST})^2}, \quad (2.18)$$

$$G_{v_{Ci}}(s) = \frac{v_C(s)}{i_i(s)} = -\frac{2(1 - D_{ST}) \cdot [Ls + r_L + r_C - r_C(1 - 2D_{ST})]}{LCs^2 + (r_L + r_C)Cs + (1 - 2D_{ST})^2}. \quad (2.19)$$

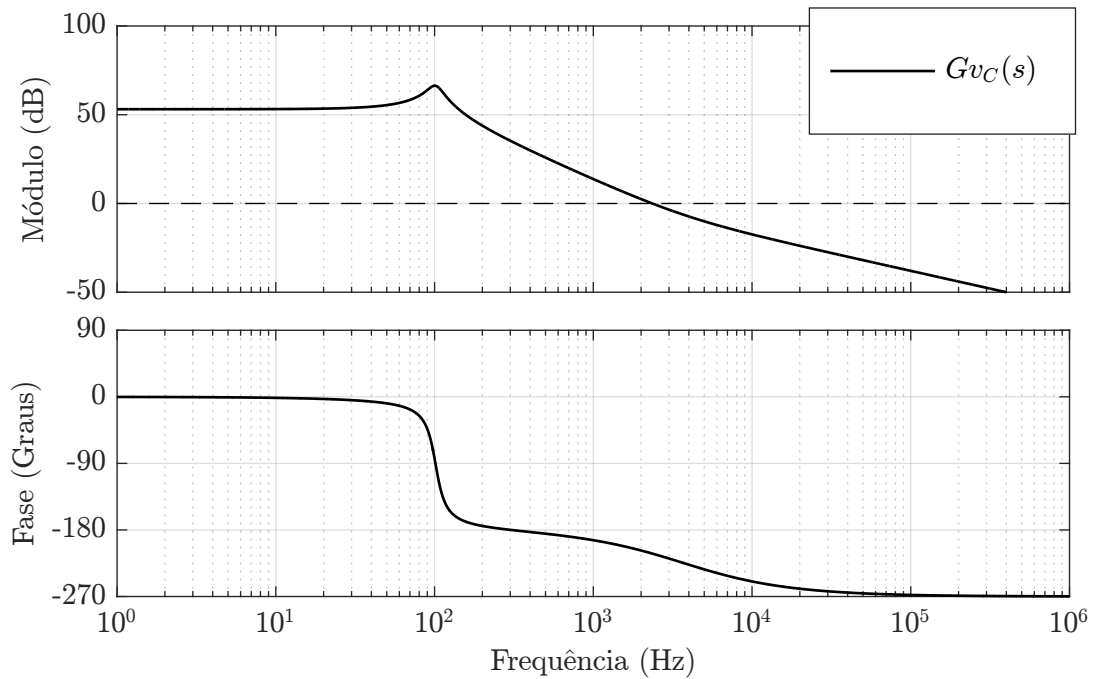
Onde,  $r_C = r_{C1} = r_{C2}$ ,  $r_L = r_{L1} = r_{L2}$ ,  $L = L_1 = L_2$  e  $C = C_1 = C_2$ . Portanto,  $r_C$  e  $r_L$  representam as resistências séries dos capacitores e dos indutores da malha Z, respectivamente,  $L$  e  $C$ , representam a indutância e a capacitância da malha Z, respectivamente. As variáveis,  $I_i$ ,  $I_L$ ,  $V_C$ ,  $V_{FV}$  e  $D_{ST}$  representam os valores nominais de operação da corrente consumida pelo inversor, da corrente nos indutores da malha Z, da tensão nos capacitores da malha Z, da tensão na entrada da malha Z e da razão cíclica de curto-circuito, respectivamente.

A expressão (2.18) relaciona a tensão no capacitor da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito, e a expressão (2.19) relaciona a tensão no capacitor da malha Z em função do valor médio da corrente consumida pelo inversor. Portanto, existe a possibilidade de controlar a tensão nos capacitores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito e em função da corrente consumida pelo inversor. Observa-se que as resistências parasitas dos elementos passivos da malha Z ( $r_C$  e  $r_L$ ) são parâmetros fundamentais nas equações (2.18) e (2.19). Sem esses parâmetros as funções de transferências ficariam com dinâmicas oscilatórias e sem amortecimento. Assim, é mais interessante em termos de modelagem e projeto considerar que a malha Z possui algum termo de amortecimento.

A função de transferência apresentada em (2.18) é estável pois os dois polos se localizam no semi-plano esquerdo, entretanto, existe um zero no semi-plano direito (GA-

JANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2005). Este zero, que também é conhecido na literatura como zero de fase não mínima, limita a banda passante do sistema, o que dificulta o projeto de um controlador com uma banda passante elevada e que garanta uma margem de fase adequada (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). A resposta em frequência da planta  $Gv_C(s)$  proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005) é ilustrada na Figura 11 e os parâmetros utilizados na função de transferência podem ser vistos na Tabela 1. Observa-se que em função da ordem da planta (segunda ordem) e do zero no semi-plano direito, a fase se desloca  $270^\circ$ .

Figura 11 – Resposta em frequência da planta  $Gv_C(s)$  proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005). Esta dinâmica relaciona a tensão nos capacitores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

A equação em (2.19) possui dinâmica de segunda ordem e é estável, e o zero dessa planta está localizado no semi-plano esquerdo (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2005). A resposta em frequência de (2.19) é apresentada na Figura 12. Nesse caso, a fase da planta possui um deslocamento de  $90^\circ$  e, por conseguinte, essa planta é mais fácil para projetar o controlador comparado com a planta (2.18). Sabe-se que a corrente  $i_i$  é proporcional a corrente na saída do inversor, e esta, é uma variável de controle importante. Entretanto, o autor não apresentou uma planta que relaciona a corrente  $i_i$  em função de alguma outra variável de controle.

Apesar dos autores apresentarem os modelos matemáticos que ditam a dinâmica da malha Z, não foi mencionado uma estratégia de controle para o conversor em análise. Além do mais, a tensão na entrada da malha Z foi considerada como sendo uma fonte

Tabela 1 – Parâmetros do conversor utilizados na análise em resposta em frequência das plantas.

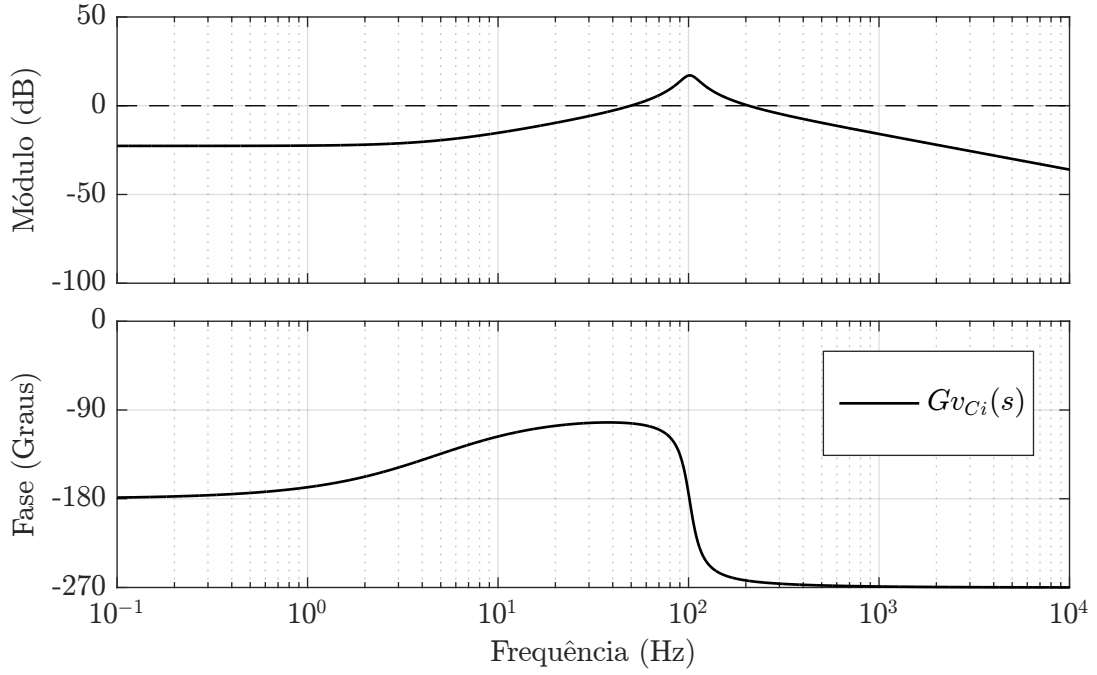
| Parâmetros     | Descrição                                                                 | Valor          |
|----------------|---------------------------------------------------------------------------|----------------|
| $V_{FV}$       | Tensão na entrada da malha Z                                              | 350 V          |
| $V_C$          | Valor médio da tensão nos capacitores da malha Z                          | 375 V          |
| $\hat{V}_{ZO}$ | Valor de pico da tensão na saída da malha Z                               | 450 V          |
| $V_{D1}$       | Queda de tensão no diodo $D_1$                                            | 1,1 V          |
| $I_L$          | Valor médio da corrente nos indutores da malha Z                          | 7 A            |
| $I_i$          | Valor médio da corrente consumida pelo inversor                           | 6,53 A         |
| $D_{ST}$       | Razão cíclica de curto-circuito                                           | 0,0625         |
| $C$            | Capacitância da malha Z                                                   | 940 $\mu$ F    |
| $r_C$          | Resistência dos capacitores da malha Z                                    | 250 m $\Omega$ |
| $L$            | Indutância da malha Z                                                     | 2 mH           |
| $r_L$          | Resistência dos indutores da malha Z                                      | 29 m $\Omega$  |
| $I_l$          | Valor médio da corrente na carga                                          | 6,53 A         |
| $L_l$          | Indutância da carga                                                       | 2 mH           |
| $R_l$          | Resistência da carga                                                      | 57,39 $\Omega$ |
| $L_f$          | Indutância do filtro LC                                                   | 1 mH           |
| $R_f$          | Resistência do filtro LC                                                  | 100 m $\Omega$ |
| $C_f$          | Capacitância do filtro LC                                                 | 22 $\mu$ F     |
| $K_{ip}$       | Ganho proporcional do controlador da malha interna do estágio c.c. - c.a. | 100            |
| $Ki_{Lp}$      | Ganho proporcional do controlador da malha interna do estágio c.c. - c.c. | 100            |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018

de tensão constante, e não foi apresentada uma equação que relaciona  $v_{FV}$  em função de uma variável do conversor. Em aplicações envolvendo geração de energia fotovoltaica é importante conhecer a dinâmica da tensão de entrada, pois os algoritmos de MPPT (*Maximum Power Point Tracking* - rastreamento do ponto de máxima potência) mudam com frequência o sinal de referência do barramento c.c., em função do ponto de operação dos painéis (ABU-RUB; MALINOWSKI; AL-HADDAD, 2014).

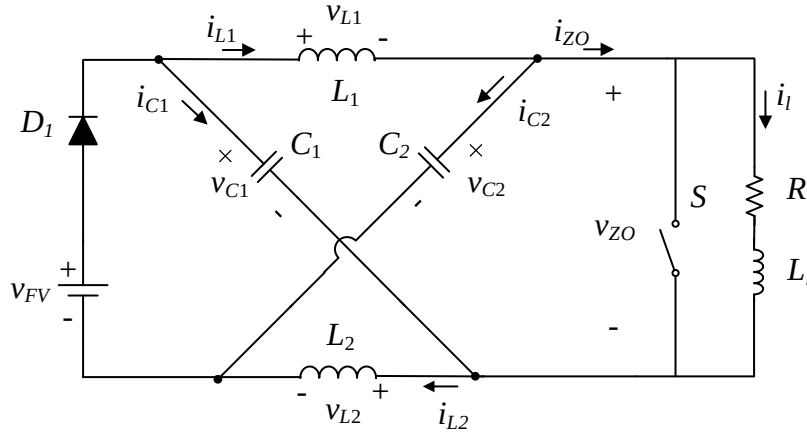
Após a publicação de Gajanayake, Liu, Hu e Xu (2007) propuseram novos modelos matemáticos capazes de descrever as dinâmicas do conversor fonte Z c.c. - c.c. (em inglês, *Z-Source Converter* - ZSC) operando em condução contínua. A Figura 13 ilustra o conversor fonte Z. Por meio da análise das etapas operação e empregando a técnica de pequenos sinais, os autores deduziram as seguintes relações:

Figura 12 – Resposta em frequência da planta  $Gv_{Ci}(s)$  proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005). Esta dinâmica relaciona a tensão nos capacitores da malha Z em função da corrente consumida pelo inversor.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Figura 13 – Representação do conversor fonte Z c.c. - c.c. alimentando uma carga  $RL$ .



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

$$Gv_C(s) = \frac{v_C(s)}{d_{ST}(s)} = \frac{(I_l - 2I_L)L_l L s^2 + X_1 s + (D'_{ST} - D_{ST}) \cdot (2V_C - V_{FV} + V_{D1})}{L_l L C s^3 + R_l L C s^2 + X_2 s + R_l (D_{ST} - D'_{ST})^2}, \quad (2.20)$$

$$Gi_L(s) = \frac{i_L(s)}{d_{ST}(s)} = \frac{(2V_C - V_{FV} + V_{D1})L_l L C s^3 + X_3 s^2 + X_4 s + X_5}{sL [L_l L C s^3 + R_l L C s^2 + X_2 s + R_l (D_{ST} - D'_{ST})^2]}, \quad (2.21)$$

$$X_1 = (I_l - 2I_L)R_l L + (D_{ST}' - D_{TS}) \cdot (2V_C - V_{FV} + V_{D1})L_l + LD_{ST}'(2V_C - V_{FV} + V_{D1}) , \quad (2.22)$$

$$X_2 = 2D_{ST}'^2 L + L_l(D_{ST} - D_{ST}')^2 , \quad (2.23)$$

$$X_3 = R_l LC(2V_C - V_{FV} + V_{D1}) + (I_l - 2I_L)L_l L(D_{ST} - D_{ST}') , \quad (2.24)$$

$$X_4 = (I_l - 2I_L)R_l L(D_{ST} - D_{ST}') , \quad (2.25)$$

$$X_5 = LD_{ST}'(2V_C - V_{FV} + V_{D1}) , \quad (2.26)$$

e

$$D_{ST}' = 1 - D_{ST} . \quad (2.27)$$

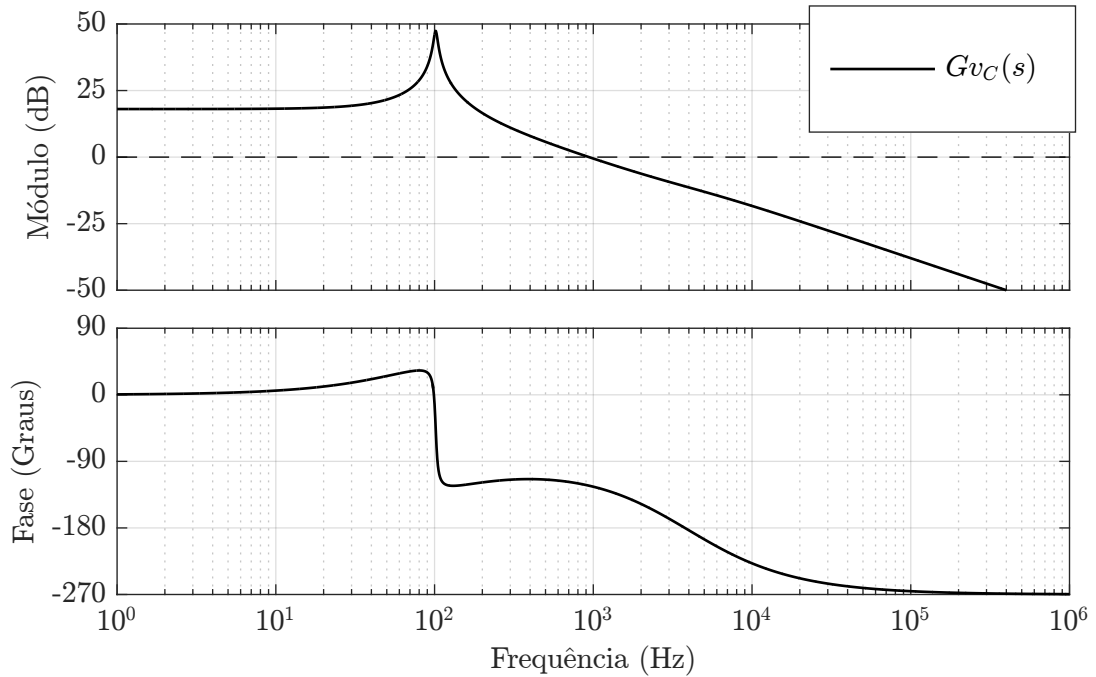
Onde,  $I_l$ ,  $L_l$ ,  $R_l$ ,  $D_{ST}$ ,  $L$  e  $C$ , representam a corrente na carga  $RL$ , a indutância da carga, a resistência da carga, a razão cíclica de curto-circuito, a indutância da malha Z e a capacitância da malha Z, respectivamente.

O modelo (2.20) relaciona a tensão nos capacitores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito, e o modelo (2.21) relaciona a corrente no indutor da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito. Dependendo da estratégia de controle adotada, o projetista deve optar por projetar o compensador com base em uma dessas duas plantas, sendo que essas dependem dos parâmetros da malha Z, da carga e da razão cíclica da curto-circuito (LIU; HU; XU, 2007). Os autores não consideram as resistências dos elementos passivos da malha Z para deduzir os modelos apresentados nas equações (2.20) e (2.21), embora consideram que a carga é uma impedância  $RL$ . Nesse caso, a resistência da carga é o elemento de amortecimento, o qual impede que as dinâmicas das funções de transferências sejam oscilatórias.

Tomando como exemplo a expressão (2.20), essa planta possui dinâmica de terceira ordem e dois zeros, sendo que, um desses zeros está alocado no semi-plano direito. A Figura 14 apresenta a resposta em frequência da expressão (2.20), e os parâmetros utilizados na função de transferência podem ser vistos na Tabela 1. Em função da ordem da planta e da existência de um zero de fase não mínima, a curva da fase tende a  $-270^\circ$ . Isso significa que o zero no semi-plano direito traz limitações na banda passante do sistema em malha fechada, o que dificulta o projeto de um controlador que garanta uma margem de fase adequada (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

A relação (2.21) corresponde a uma função de transferência de quarta ordem que possui três zeros no semi-plano esquerdo (LIU; HU; XU, 2007). Com base nos parâmetros da Tabela 1, é possível calcular a resposta em frequência da planta  $G_{iL}(s)$ , a qual, pode ser visualizada na Figura 15. Essa planta é estável e não possui zero no semi-plano direito, entretanto, a sua ordem é elevada.

Figura 14 – Resposta em frequência da função de transferência  $G_{v_C}(s)$  proposta por Liu, Hu e Xu (2007). Esta dinâmica relaciona a tensão nos capacitores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito.

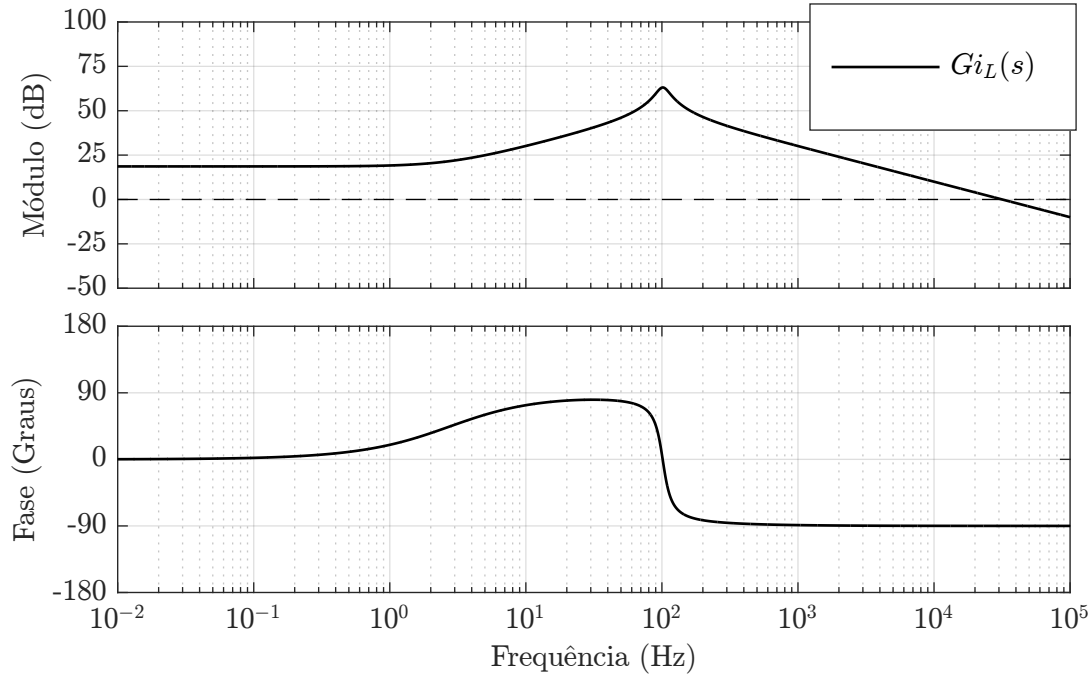


Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

As posições dos zeros e dos polos de (2.20) e (2.21) são alteradas em função dos parâmetros da malha Z, da razão cíclica de curto-circuito e do valor da carga. Portanto, o projetista deve dimensionar com cautela a estrutura de potência, através de variações paramétricas visando otimizar o projeto de controle (LIU; HU; XU, 2007), uma vez que essas plantas possuem ordem elevadas e as dinâmicas podem se tornar complexas. Entretanto, nem sempre é possível encontrar uma combinação de parâmetros acessíveis na prática, a qual otimiza o projeto de controle, já que o projeto físico do conversor depende de aspectos práticos, como por exemplo, valores comerciais dos elementos passivos e ativos, esforços de tensão e corrente, ondulação de corrente e tensão nos elementos passivos, potência do conversor, ganho estático adequado, eficiência do conversor e entre outros. Além do mais, os autores não propuseram uma estratégia de controle para o ZSC a qual pode ser empregada em um sistema de geração de energia fotovoltaica.

Em 2007, Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh propuseram analisar o inversor fonte Z em dois estágios de conversão distintos, c.c. - c.c. e c.c. - c.a.. O objetivo dessa análise é modelar a dinâmica do estágio c.c. - c.c. separadamente do estágio c.c. - c.a., para ter como resultado funções de transferências mais simples e, portanto, o ZSI pode ser considerado como sendo dois conversores independentes: VSI e conversor *boost*. Logo, é possível desacoplar o índice de modulação e a razão cíclica de curto-circuito, gerando duas ações de controle distintas. Nesse caso, o índice de modulação atua como sendo a

Figura 15 – Resposta em frequência da função de transferência  $Gi_L(s)$  proposta por Liu, Hu e Xu (2007). Esta dinâmica relaciona a corrente nos indutores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

ação de controle do VSI, e a razão cíclica de curto-circuito corresponde à ação de controle do conversor *boost*. Desta forma, dois controladores são designados para duas unidades independentes (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007).

Os elementos passivos da malha Z e o diodo  $D_1$  formam o estágio de conversão c.c. - c.c., conforme ilustra a Figura 16. O inversor trifásico, o filtro  $LC$  de saída e a carga compõe o estágio de conversão c.c. - c.a.. Os parâmetros  $L_f$ ,  $R_f$  e  $C_f$  correspondem a indutância do filtro, a resistência do filtro e a capacitância do filtro, respectivamente. No estudo desse modelo também considera-se as perdas nos indutores e nos capacitores da malha Z.

As variáveis que compõe o estágio c.c. - c.a. são: tensões no filtro  $LC$  ( $v_{cu}$ ,  $v_{cv}$  e  $v_{cw}$ ), correntes nos indutores do filtro  $LC$  ( $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ ), corrente nos capacitores do filtro  $LC$  ( $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  e  $i_{cw}$ ) e as correntes na carga ( $i_{lu}$ ,  $i_{lv}$  e  $i_{lw}$ ). Essas variáveis são transformadas em referencial síncrono (PARK, 1929), ou seja, as componentes de frequência fundamental se transformam em componentes c.c..

As variáveis que compõe o estágio c.c. - c.c. são: tensão na entrada da malha Z ( $V_{FV}$ ), tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  ( $v_{C1}$  e  $v_{C2}$ ), corrente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ) e o valor de pico da tensão na saída da malha Z ( $\hat{v}_{ZO}$ ) (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007).



de eixo direto da carga, segundo o diagrama,  $i_{ld}$  entra como uma perturbação no sistema. Com base no diagrama de blocos da Figura 17, é possível obter as seguintes funções de transferências:

$$G_{i_{cdq}}(s) = \frac{\vec{i}_{cdq}(s)}{\vec{d}_{dq}(s)} = \frac{\frac{\hat{V}_{ZO}}{2} C_f s}{L_f C_f s^2 + C_f R_f s + 1} , \quad (2.28)$$

$$G_{v_{cdq}}(s) = \frac{\vec{v}_{cdq}(s)}{\vec{i}_{cdq}(s)} = \frac{K_{ip} \frac{\hat{V}_{ZO}}{2}}{L_f C_f s^2 + \left( C_f R_f + K_{ip} \frac{\hat{V}_{ZO}}{2} C_f \right) s + 1} . \quad (2.29)$$

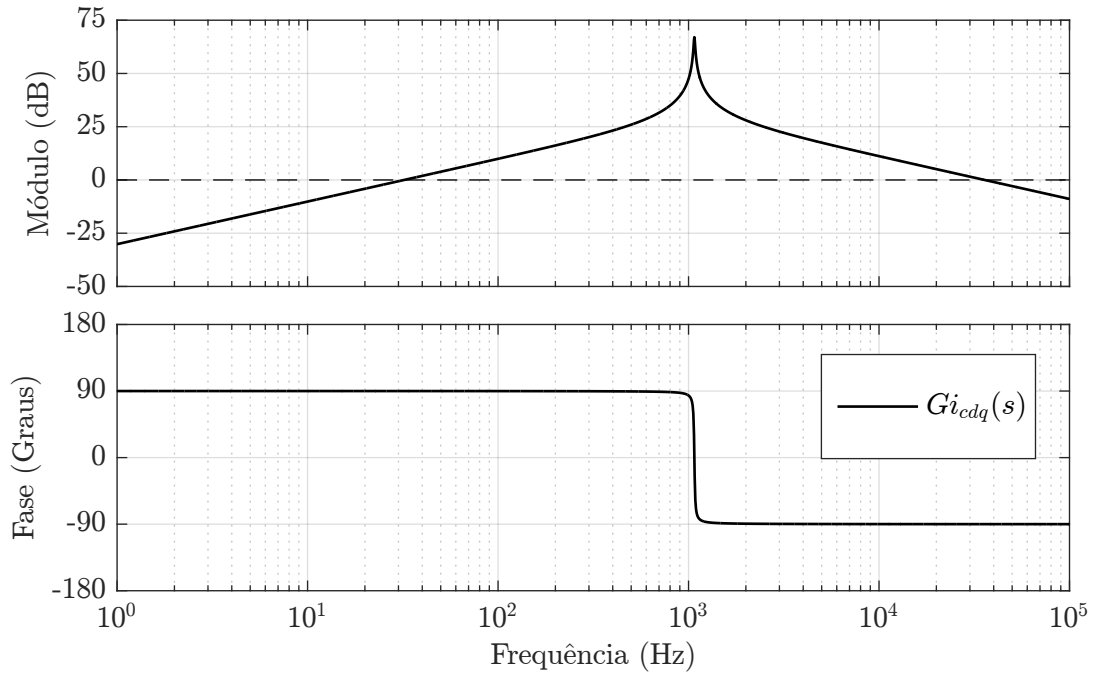
A relação (2.28) descreve a dinâmica da corrente nos capacitores do filtro  $LC$  em função da razão cíclica. A variável  $\vec{d}_{dq}$  é uma representação vetorial das razões cíclicas e são proporcionais ao índice de modulação do VSI. Essa função de transferência possui dois polos no semi-plano esquerdo e um zero na origem, ou seja, é estável e não possui efeitos de fase não-mínima. Os autores consideram o ganho do sensor de corrente unitário, e portanto, esse valor não altera os parâmetros da planta.

A resposta em frequência de (2.28) pode ser visualizada na Figura 18, e os parâmetros utilizados para gerar o diagrama encontram-se na Tabela 1. Essa função de transferência possui ganhos reduzidos em frequências baixas, esse fenômeno ocorre devido à existência de um zero na origem. Observa-se que existem duas frequência de cruzamento por zero, em 30 Hz e em 35,4 kHz. A frequência de ressonância é igual a 1,1 kHz. A fase da planta inicia em  $90^\circ$  e a medida que a frequência aumenta esta tende a  $-90^\circ$ . Para reduzir a banda passante da malha de corrente, os autores optaram por utilizar um controlador do tipo proporcional. Esse controlador é suficiente para estabilizar o sistema, entretanto, não garante erro nulo em regime permanente (NISE, 2012).

A relação (2.29) representa a função de transferência da malha externa, a qual descreve a dinâmica da tensão nos capacitores do filtro  $LC$  em função da corrente nos capacitores do filtro  $LC$ . A variável  $K_{ip}$  corresponde ao ganho proporcional do controlador da malha interna de corrente. Essa função de transferência possui dois polos no semi-plano esquerdo, e portanto isso garante uma faixa de estabilidade, o que facilita o projeto do controlador. Os autores consideram unitário o ganho do sensor de tensão, desta forma, esse valor não altera os parâmetros da planta.

A resposta em frequência de (2.29) pode ser vista na Figura 19 e os parâmetros os quais definem a planta encontram-se na Tabela 1. A medida que a frequência tende a zero, o ganho converge para 87 dB. Em 0,3 Hz o ganho é atenuado com uma inclinação igual a  $-20$  dB/dec, e essa inclinação é mantida durante 6 décadas aproximadamente. Em 1,97 MHz o ganho é atenuado com uma inclinação igual a  $-40$  dB/dec. Entre uma faixa de frequência de 10 Hz à 100 kHz a fase da planta permanece em  $-90^\circ$ , o que tornam simples o projeto do controlador de tensão, pois, a dinâmica dessa malha deve possuir uma banda passante reduzida, pelo menos uma década abaixo com relação a malha interna de corrente (OLIVEIRA, 2001).

Figura 18 – Resposta em frequência da planta  $G_{i_{cdq}}(s)$  proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).



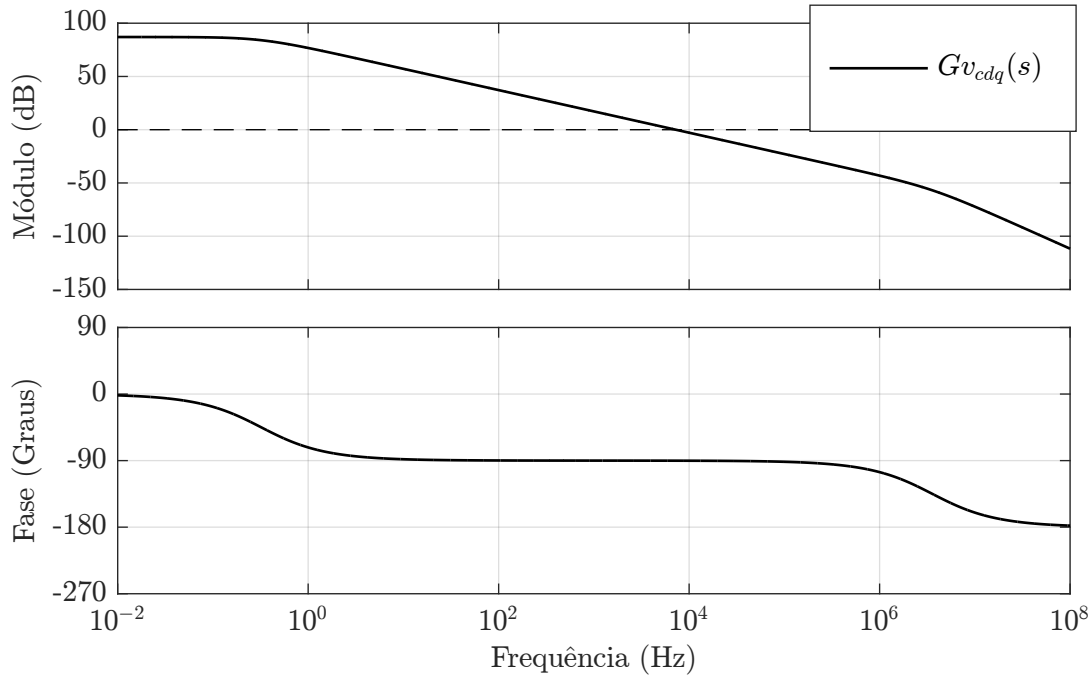
Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

O distúrbio de tensão do estágio c.c. - c.a. deve ter mínimo efeito no estágio c.c. - c.c., exceto para mudança na corrente de carga, a qual pode alterar a corrente nos indutores da malha Z. Entretanto, a variação na corrente da carga  $i_{ld}$  é considerada como sendo uma perturbação e pode ser compensada. No entanto, para prevenir conflitos entre os controladores do estágio c.c. - c.c. e c.c. - c.a., a dinâmica da tensão no estágio c.c. - c.c. deve ser consideravelmente mais lenta que a dinâmica da tensão do estágio c.c. - c.a. (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007).

O controle da tensão do estágio c.c. - c.c. é realizado regulando a tensão na saída da malha Z. Em 2005, Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh apresentam a função de transferência que relaciona a tensão na saída da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito, a qual pode ser visualizada na relação (2.18). Essa planta possui característica de fase não mínima, e portanto, o projeto do controlador deve ser realizado com cautela. Para evitar os efeitos de fase não mínima, os autores propuseram regular a tensão na saída da malha Z utilizando a estratégia de controle em cascata. Nesse caso, duas malhas de controle são necessárias, uma malha interna que controla a corrente nos indutores da malha Z, e uma malha externa que controla a tensão na saída da malha Z. O diagrama de blocos que resume essa estratégia pode ser visto na Figura 20.

Onde,  $V_{11} = 2V_c - V_{FV} - I_i r_C$  e  $I_{11} = 2I_L - I_i$ . Nesse âmbito, os autores apresentam

Figura 19 – Resposta em frequência da planta  $Gv_{cdq}(s)$  proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

as seguintes funções de transferências:

$$Gi_L(s) = \frac{i_L(s)}{d_{ST}(s)} = \frac{V_{11}Cs + (1 - 2D_{ST})I_{11}}{LCs^2 + (r_C + r_L)Cs + (1 - 2D_{ST})^2}, \quad (2.30)$$

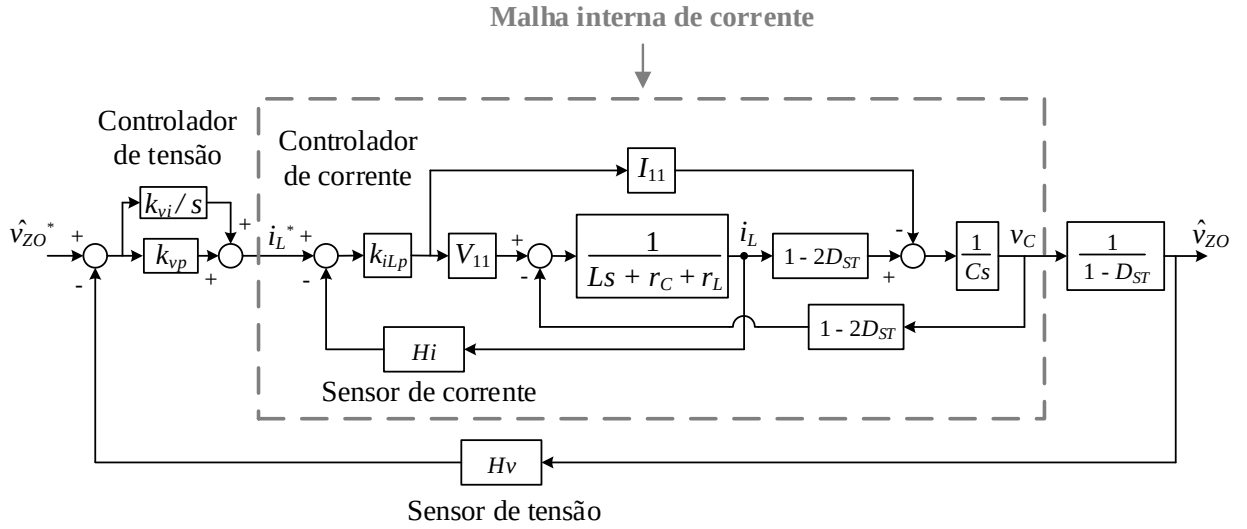
$$G\hat{v}_{ZO}(s) = \frac{\hat{v}_{ZO}(s)}{i_L(s)} = \frac{[Ki_{Lp}V_{11}(1 - 2D_{ST}) - I_{11}(r_L + r_C) - I_{11}Ls]}{(1 - D_{ST})[LCs^2 + X_6Cs + (1 - 2D_{ST})^2]}, \quad (2.31)$$

$$X_6 = r_C + r_L + 2Ki_{Lp}V_{11}(1 - 2D_{ST}). \quad (2.32)$$

A relação (2.30) descreve a dinâmica da corrente nos indutores da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito. Essa função possui dois polos e um zero no semi-plano esquerdo, ou seja, é estável e não possui dinâmica de fase não mínima. O diagrama de bode de (2.30) é apresentado na Figura 21. A frequência de ressonância e a frequência de cruzamento por zero são iguais a 100 Hz e 30 kHz, respectivamente. A fase da planta tende a  $-90^\circ$  a medida que a frequência tende ao infinito. Portanto, para regular as correntes nos indutores da malha Z, os autores optaram por utilizar um controlador proporcional, que é capaz de manter a estabilidade do sistema, porém, não garante erro nulo em regime permanente. O ganho do sensor de corrente é considerado unitário, e portanto, esse valor não altera os parâmetros da planta.

A relação (2.31) descreve a dinâmica do valor de pico da tensão na saída da malha Z em função das correntes nos indutores da malha Z. A variável  $Ki_{Lp}$  é o ganho proporcional do controlador da malha interna de corrente (verificar a Figura 20). O diagrama de bode

Figura 20 – Representação da estratégia de controle do estágio c.c. - c.c. proposta por (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007).

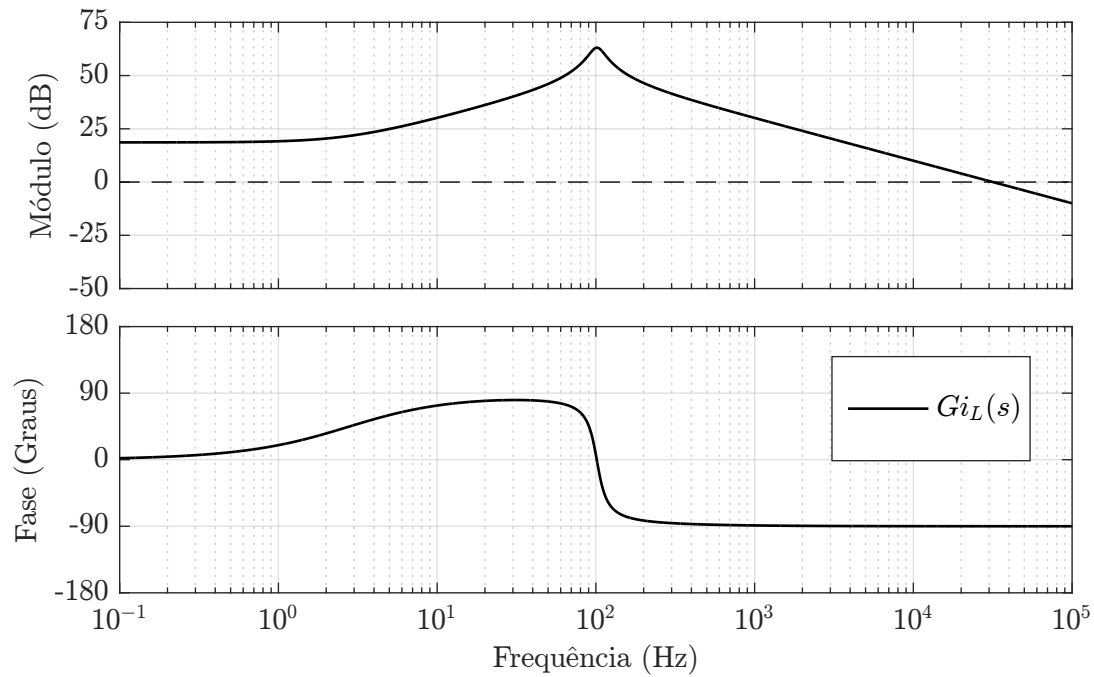


Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

da relação (2.31) pode ser visto na Figura 22. A planta possui dois polos no semi-plano esquerdo e um zero no semi-plano direito. Os autores justificam a utilização do controle em cascata para não precisar lidar com a planta (2.18), pois esta possui características de fase não mínima. Porém, constata-se que (2.31) possui zero no semi-plano esquerdo. Entretanto, esse zero se localiza em 3,76 kHz, e a sua influência sobre a fase inicia-se uma década antes (376 Hz). A banda passante da malha externa deve ser lenta e menor que 376 Hz para evitar conflito entre as dinâmicas dos estágios c.c. - c.c. e c.c. - c.a. (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007). E por esse motivo, o zero no semi-plano direito não traz complicações no projeto do controle, uma vez que a sua influência é perceptível nas frequências as quais o controle da malha externa não opera.

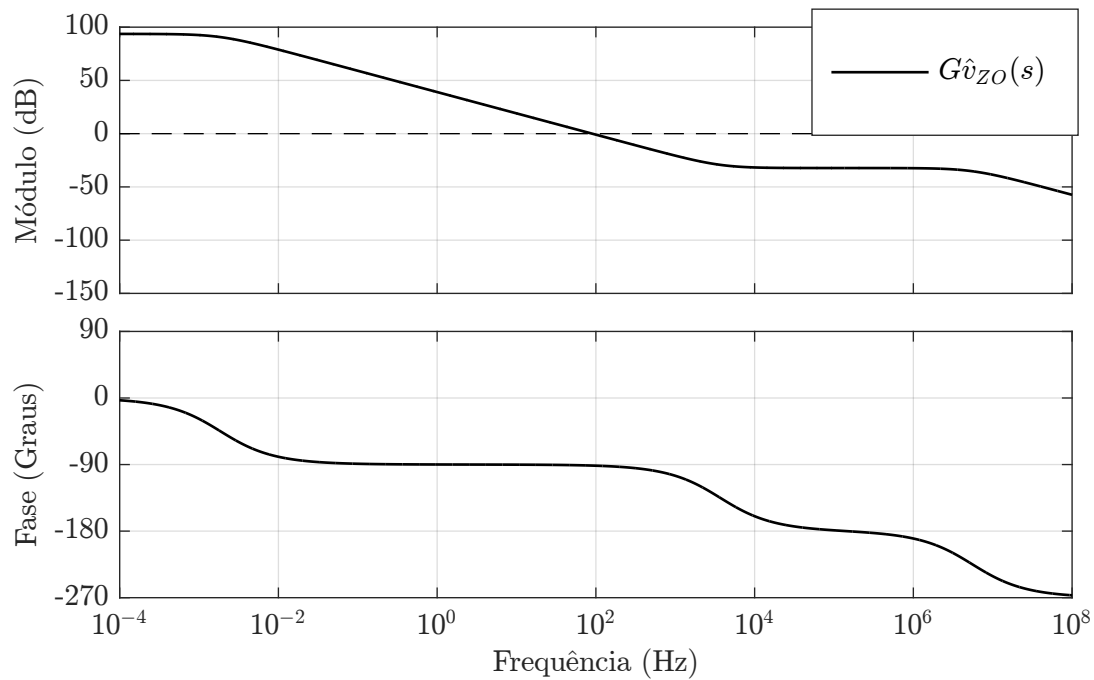
Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007) propuseram uma metodologia a qual é possível analisar o ZSI em dois sistemas independentes, proporcionando o desacoplamento da dinâmica da malha Z com a dinâmica da carga. No entanto, não foi apresentado uma metodologia para controlar a corrente nos indutores do filtro  $LC$  ( $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ ) e a tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ). O controle das correntes  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  é um pré-requisito básico em geração de energia fotovoltaica, pois as normas existentes regulamentam a qualidade mínima dessas correntes. O controle da tensão  $v_{FV}$  também é indispensável pois, a referência dessa variável é constantemente alterada para garantir a operação no ponto de máxima potência do sistema (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011), (ABURUB; MALINOWSKI; AL-HADDAD, 2014).

Figura 21 – Resposta em frequência da planta  $G_{i_L}(s)$  proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Figura 22 – Resposta em frequência da planta  $G_{\hat{v}_{ZO}}(s)$  proposta por Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007).



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

## 2.3 CONCLUSÃO

O ZSI é um conversor emergente com propriedades *buck-boost* em apenas um único estágio. A malha Z acopla a fonte de entrada com circuito principal do inversor. Os estados de curto-circuito são responsáveis em realizar a função *boost* do conversor. Com a descrição do circuito equivalente e das etapas de operação é possível deduzir as relações do ganho estático da malha Z e do fator *buck-boost* em função da razão cíclica de curto-circuito. A técnica máximo *boost* constante é apresentada e verifica-se uma certa semelhança com a modulação PWM senoidal com injeção de terceira harmônica, baseado em portadora triangular. Entretanto, dois sinais adicionais são fundamentais,  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$ , os quais são responsáveis em gerar os estados de curto-circuito.

Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2005) apresentaram os modelos matemáticos que descrevem a dinâmica da malha Z, incluindo as perdas nos elementos passivos. Entretanto, a tensão na entrada da malha Z é considerada como sendo uma fonte de tensão constante, e não é apresentada uma equação que relaciona a tensão na entrada da malha Z em função de uma variável de controle.

Liu, Hu e Xu (2007) também propuseram equações analíticas para representar o comportamento dinâmico da malha Z, porém, nesses modelos há o desacoplamento entre as dinâmicas da malha Z e da carga, resultando em funções de transferências de ordens elevadas. As posições dos zeros e dos polos são dependentes dos parâmetros da malha Z e dos estados de operação do conversor. Sob essas circunstâncias, existe o compromisso em projetar a estrutura de potência do conversor visando otimizar as funções de transferências resultantes. Portanto, esses modelos, são de certa forma difíceis de operar, pois o projeto do controlador é fortemente dependente do projeto da estrutura de potência.

Gajanayake, Vilathgamuwa e Loh (2007) propuseram uma metodologia que permite analisar o ZSI como dois sistemas independentes, possibilitando o desacoplamento da dinâmica da malha Z com a dinâmica da carga, resultando em funções de transferências simples. No entanto, não é apresentada uma metodologia para controlar a corrente nos indutores do filtro *LC* ( $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ ) e a tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ), as quais são variáveis extremamente importantes em sistema de geração de energia fotovoltaica.

Alguns requisitos devem ser considerados quando o inversor fonte Z é utilizado em geração fotovoltaica: manter reguladas a tensão na entrada e na saída da malha Z, manter estáveis as tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e as correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , garantir que a corrente entregue à rede elétrica atenda a qualidade mínima estipulada pelas normas regulamentadoras e garantir uma capacidade elevada de rejeição à distúrbios. Porém, em nenhum dos trabalhos citados são abordados uma estratégia de controle para o ZSI capaz de atender simultaneamente à esses requisitos. Esse trabalho tem como objetivo propor uma estratégia de controle capaz satisfazer todas as condições supracitadas.



### 3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO INVERSOR FONTE Z

Este capítulo tem como objetivo apresentar a estratégia de controle para o inversor fonte Z, a qual pode ser aplicada em um sistema de geração fotovoltaica. As funções de transferências que compõem o sistema são apresentadas, por meio dos circuitos equivalentes resultantes e da análise das etapas de operação do conversor.

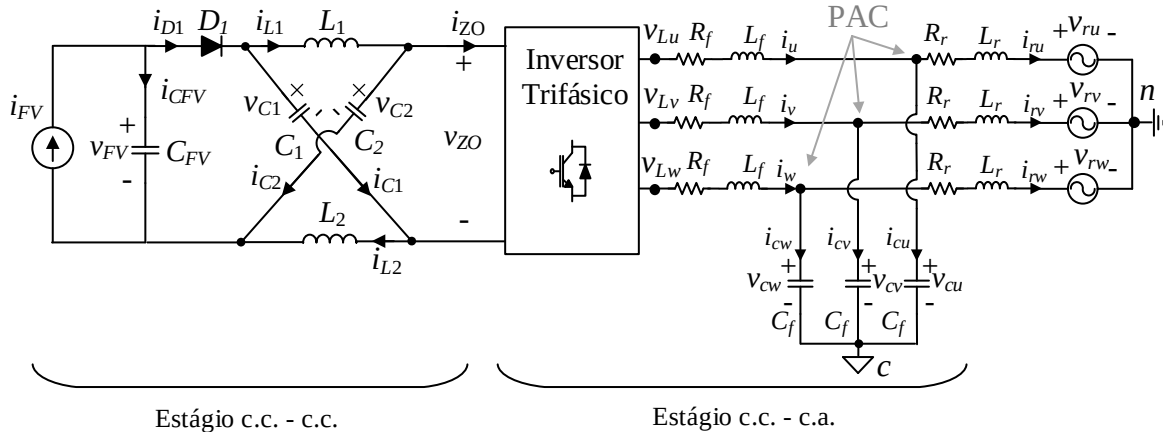
Considere o circuito ilustrado na Figura 23, o qual representa um sistema de geração fotovoltaica utilizando o inversor fonte Z. A entrada da malha Z é conectada em paralelo com a fonte de corrente  $i_{FV}$  e com o capacitor  $C_{FV}$ . Neste diagrama a fonte  $i_{FV}$  representa a corrente fornecida pelos módulos FV e a variável  $v_{FV}$  corresponde a tensão na entrada da malha Z. As correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  e as tensões  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$ , correspondem respectivamente, as corrente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  e as tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Sendo assim, os elementos da malha Z, incluindo a fonte de corrente  $i_{FV}$  formam o estágio de conversão c.c. - c.c.. Nesse estágio, as variáveis que representam o sistema são:  $i_{FV}$ ,  $v_{FV}$ ,  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ .

A saída do inversor trifásico é conectada à rede elétrica através de um filtro  $LC$ . Sendo que,  $L_f$  representa as indutâncias do filtro e  $C_f$  representa as capacitâncias do filtro. O parâmetro  $R_f$  denota as perdas nas indutâncias. A rede elétrica é modelada através das três fontes de tensão  $v_{ru}$ ,  $v_{rv}$  e  $v_{rw}$  e os componentes  $L_r$  e  $R_r$  determinam as indutâncias e as resistências da rede elétrica. As correntes produzidas pelo inversor trifásico são denominadas por  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ , e as tensões sintetizadas nos indutores do filtro de saída são representadas pelas variáveis  $v_{Lu}$ ,  $v_{Lv}$  e  $v_{Lw}$ . As correntes que circulam pelos capacitores do filtro são definidas por  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  e  $i_{cw}$  e as correntes que o inversor injeta na rede elétrica são determinadas por  $i_{ru}$ ,  $i_{rv}$  e  $i_{rw}$ . O ponto de acoplamento comum, também conhecido como PAC, é o ponto de conexão entre o filtro de saída do inversor com a rede elétrica. Portanto, as tensões no PAC, que é igual a tensão nos capacitores do filtro  $LC$ , são representadas pelas variáveis  $v_{cu}$ ,  $v_{cv}$  e  $v_{cw}$ . Nesse âmbito, define-se que o estágio de conversão c.c. - c.a. é composto pelo inversor trifásico, pelo filtro  $LC$  e pela rede elétrica, e as variáveis que representam o sistema são:  $v_{ru}$ ,  $v_{rv}$ ,  $v_{rw}$ ,  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ,  $v_{Lu}$ ,  $v_{Lv}$ ,  $v_{Lw}$ ,  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$ ,  $i_{cw}$ ,  $i_{ru}$ ,  $i_{rv}$ ,  $i_{rw}$ ,  $v_{cu}$ ,  $v_{cv}$  e  $v_{cw}$ . A tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) representa o barramento c.c. do estágio c.c. - c.a..

No circuito apresentado na Figura 23, as correntes  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  devem ser controladas de maneira a regular o valor de pico da tensão na saída da malha Z ( $\hat{v}_{ZO}$ ), e assim garantir um fluxo de potência em direção a rede elétrica. Outro ponto importante é o controle da variável  $v_{FV}$ , pois a máxima potência drenada dos módulos FV depende da amplitude de  $v_{FV}$ , e esse valor é atualizado de acordo com o algoritmo de MPPT (ABU-RUB; MALINOWSKI; AL-HADDAD, 2014).

A proposta desse trabalho é controlar o estágio c.c. - c.a. de forma independente do estágio c.c. - c.c., como é realizado em sistemas fotovoltaicos de dois estágios, o qual é

Figura 23 – Esquemático de um sistema de geração fotovoltaica utilizando o inversor fonte Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

utilizado um conversor do tipo *boost* em cascata com um conversor VSI convencional. A razão cíclica do conversor *boost* controla a tensão nos painéis fotovoltaicos e o barramento CC do inversor é controlado através da corrente fornecida à rede elétrica (ABU-RUB; MALINOWSKI; AL-HADDAD, 2014). Nesse exemplo existem duas variáveis de controle: a razão cíclica do conversor *boost* e o índice de modulação do VSI.

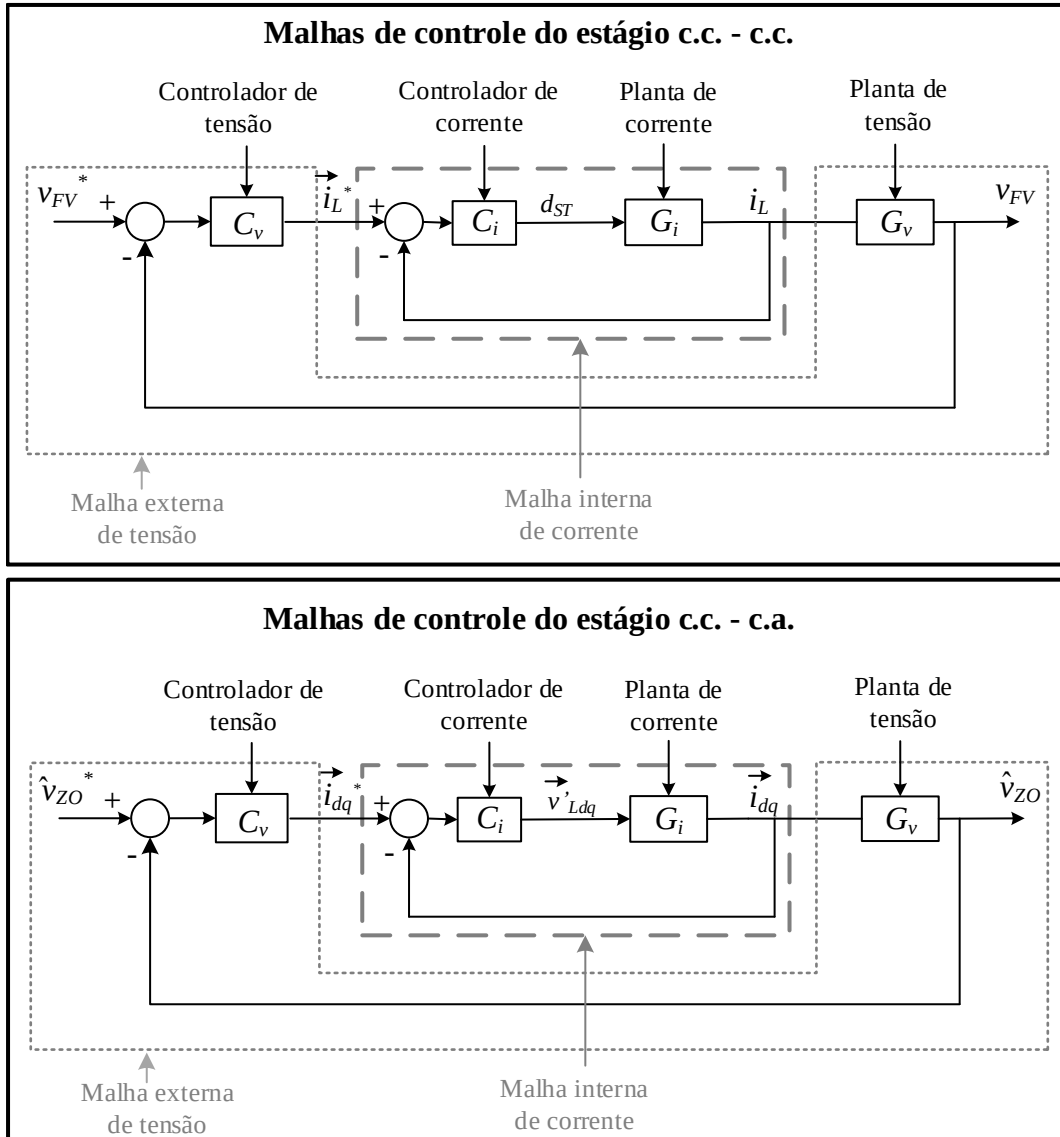
No caso do ZSI, a tensão sobre o capacitor de entrada ( $v_{FV}$ ) e a corrente nos indutores da malha Z ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ) correspondem as variáveis de controle do estágio c.c. - c.c.. O objetivo é empregar plantas simples e assim facilitar o projeto do controlador. Sendo assim, o controle das variáveis do estágio c.c. - c.c. é realizado utilizando uma estratégia de controle em cascata, como mostra a Figura 24. Nessa estratégia a tensão  $v_{FV}$  é controlada mediante a uma malha interna de corrente. O erro entre a referência de tensão e o valor lido é processado pelo controlador de tensão, sendo que a saída desse controlador equivale ao sinal de referência ( $i_L^*$ ) da malha interna de corrente (malha que controla as correntes nos indutores da malha Z). A malha de corrente compara o sinal lido com o sinal de referência, e assim o controlador de corrente gera a ação de controle definida pela razão cíclica de curto-circuito ( $d_{ST}$ ). A planta de corrente sob a influência de  $d_{ST}$  gera o sinal de corrente no indutor da malha Z. Por fim, a planta de tensão sob a influência de  $i_L$  gera o sinal de tensão desejado.

O estágio c.c. - c.a. também é controlado utilizando a estratégia de controle em cascata, como mostra a Figura 24. A corrente na saída do inversor é regulada utilizando o referencial em sincronismo com o ângulo da tensão no PAC, ou seja, as variáveis  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  são convertidas em  $i_d$  e  $i_q$  (corrente de eixo direto e eixo em quadratura). O valor de pico da tensão na saída da malha Z é controlado através das correntes  $\vec{i}_{dq}$ . O controlador de tensão gera as referências  $\vec{i}_{dq}^*$  para a malha interna de corrente. A malha de corrente compara os sinais lidos com os sinais de referência, e o controlador de corrente gera as

ações de controle definidas por  $\vec{v}'_{Ldq}$ . A planta de corrente sob a influência do controlador gera o sinal de corrente na saída do inversor. Por fim, a planta de tensão sob a influência de  $\vec{i}_{dq}$  gera o sinal de tensão desejado.

É importante ressaltar que as malhas do estágio c.c. - c.c. e do estágio c.c. - c.a. operam de forma independente e, portanto, a razão cíclica de curto-circuito ( $d_{ST}$ ) e as ações de controle ( $\vec{v}'_{Ldq}$ ) devem ser desacopladas.

Figura 24 – Estratégia de controle em cascata do estágio c.c. - c.c. e do estágio c.c. - c.a..



Fonte: elaborada pelo autor, 2017.

### 3.1 METODOLOGIA DE CONTROLE DO ESTÁGIO C.C. - C.C.

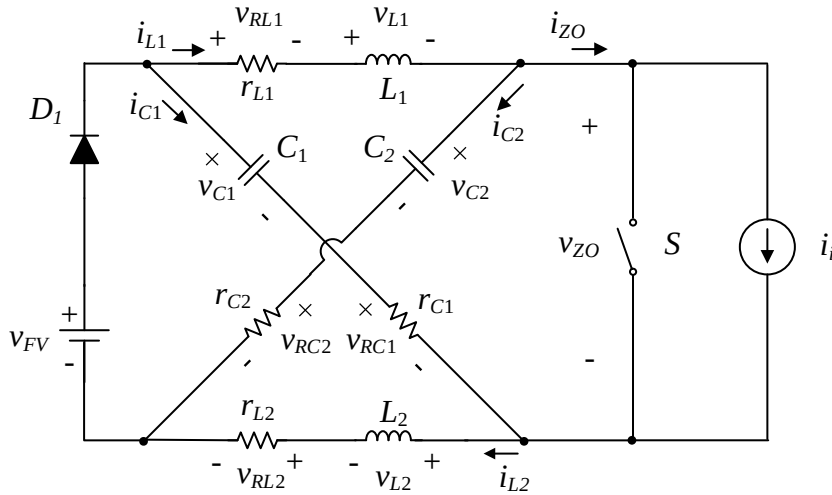
Essa seção tem como objetivo apresentar a metodologia de controle do estágio c.c. - c.c. do ZSI. As variáveis envolvidas nesse estudo são a tensão na entrada da malha Z e a

corrente nos indutores da malha Z. É visto que o controle de  $v_{FV}$  é realizado indiretamente através de  $i_L$ . Por esse motivo, previamente é apresentada a estrutura de controle de  $i_L$  e, em seguida, é abordado o método de controle de  $v_{FV}$ .

### 3.1.1 Controle de corrente do estágio c.c. - c.c.

O circuito equivalente do estágio c.c. - c.c. é apresentado na Figura 25. A fonte de corrente  $i_{FV}$  e o capacitor  $C_{FV}$  da Figura 23 são substituídos pela fonte de tensão  $v_{FV}$  pois, considera-se que a tensão na entrada da malha Z é uma variável controlada. A fonte de corrente  $i_i$  junto com o interruptor  $S$  representam o estágio c.c. - c.a.. Quando o interruptor  $S$  está conduzindo, o conversor aplica o curto-circuito de braço e os indutores armazenam energia através dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Por outro lado, quando o interruptor está bloqueado (estados ativo e nulo, nesse caso não se aplica o curto-circuito de braço), os indutores e a fonte de entrada fornecem energia à carga. Portanto, é possível controlar  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  a partir da razão cíclica de curto-circuito. Dessa forma, antes de abordar a estratégia de controle, necessita-se introduzir o modelo matemático que relaciona a corrente no indutor pela razão cíclica de curto-circuito.

Figura 25 – Circuito equivalente do estágio c.c. - c.c..



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Para deduzir esse modelo é necessário analisar as etapas de operação do circuito da Figura 25. O ZSI possui três estados dentro de um período de comutação: estado de curto-circuito, o estado ativos e o estado nulo. Para simplificar o modelo, apenas os estados ativo e de curto-circuito são utilizados na análise (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007).

A Figura 26 ilustra o circuito equivalente do conversor na epata de curto-circuito. Esta etapa é definida entre o instante de tempo igual a  $0 < t < d_{ST}T_S$ , onde  $T_S$  equivale

ao período de comutação. Observa-se que o interruptor  $S$  e o diodo  $D_1$  estão conduzindo. Nessa etapa a fonte de corrente  $i_i$  e a fonte de tensão  $v_{FV}$  estão desacopladas da malha Z. Realizando a análise dos nós obtém-se as expressões das correntes que circulam pelos capacitores da malha Z:

$$i_{C1} = -i_{L1}, \quad (3.1)$$

$$i_{C2} = -i_{L2}. \quad (3.2)$$

Realizando a análise de malha no circuito da Figura 26 obtém-se as seguintes relações:

$$v_{L1} = v_{C1} + v_{RC1} - v_{RL1} = v_{C1} + r_{C1}i_{C1} - r_{L1}i_{L1}, \quad (3.3)$$

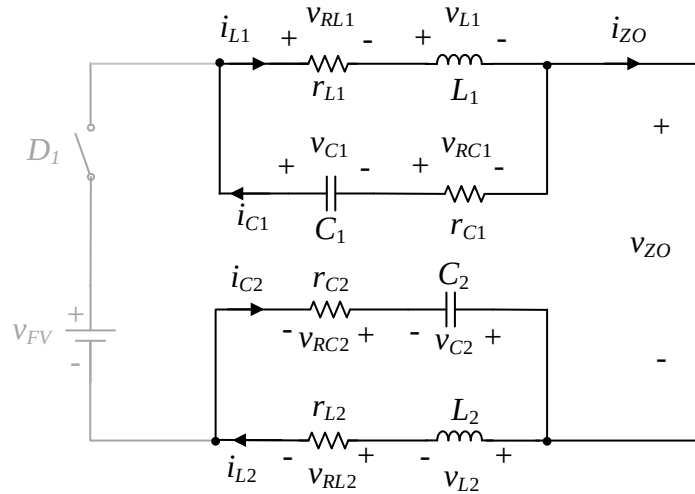
$$v_{L2} = v_{C2} + v_{RC2} - v_{RL2} = v_{C2} + r_{C2}i_{C2} - r_{L2}i_{L2}, \quad (3.4)$$

substituindo (3.1) em (3.3) e (3.2) em (3.4) é possível obter as expressões das tensões nos indutores da malha Z durante a etapa de curto-circuito:

$$v_{L1} = v_{C1} - (r_{C1} + r_{L1})i_{L1}, \quad (3.5)$$

$$v_{L2} = v_{C2} - (r_{C2} + r_{L2})i_{L2}. \quad (3.6)$$

Figura 26 – Circuito equivalente do estágio c.c. - c.c. do inversor fonte Z operando na etapa de curto-circuito.

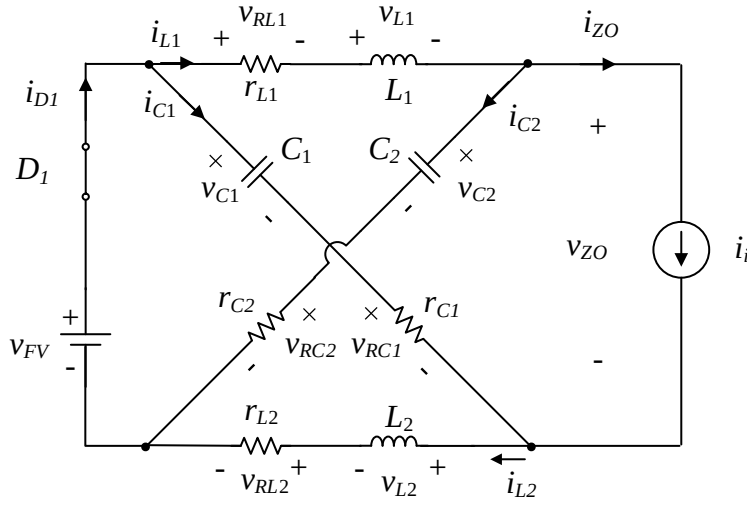


Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

A Figura 27 ilustra o circuito equivalente do conversor durante o vetor ativo. Esse intervalo de tempo é definido por:  $d_{ST}T_S < t < T_S$ . O interruptor  $S$  e o diodo  $D_1$  conduzem durante essa etapa, e as fontes  $v_{FV}$  e  $i_i$  estão conectadas à malha Z. Realizando a análise dos nós no circuito é possível obter as expressões das correntes nos capacitores da malha Z:

$$i_{C1} = i_{L2} - i_i, \quad (3.7)$$

Figura 27 – Circuito equivalente do estágio c.c. - c.c. do inversor fonte Z durante o vetor ativo.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

$$i_{C2} = i_{L1} - i_i. \quad (3.8)$$

Utilizando a análise das malhas, obtém-se as expressões das tensões nos indutores da malha Z:

$$v_{L1} = v_{FV} - v_{C2} - v_{RC2} - v_{RL1} = v_{FV} - v_{C2} - r_{C2}i_{C2} - r_{L1}i_{L1}, \quad (3.9)$$

$$v_{L2} = v_{FV} - v_{C1} - v_{RC1} - v_{RL2} = v_{FV} - v_{C1} - r_{C1}i_{C1} - r_{L2}i_{L2}. \quad (3.10)$$

Substituindo (3.7) em (3.10) e (3.8) em (3.9) é possível obter as expressões da tensão nos indutores da malha Z durante a etapa do vetor ativo:

$$v_{L1} = v_{FV} - v_{C2} - (r_{C2} + r_{L1})i_{L1} + r_{C2}i_i, \quad (3.11)$$

$$v_{L2} = v_{FV} - v_{C1} - (r_{C1} + r_{L2})i_{L2} + r_{C1}i_i. \quad (3.12)$$

Considerando que a malha Z é simétrica, é possível afirmar que:  $C_1 = C_2 = C$ ,  $r_{C1} = r_{C2} = r_C$ ,  $r_{L1} = r_{L2} = r_L$ ,  $i_{L1} = i_{L2} = i_L$ ,  $i_{C1} = i_{C2} = i_C$ ,  $v_{L1} = v_{L2} = v_L$  e  $v_{C1} = v_{C2} = v_C$ . Portanto, a partir de (3.1), (3.2), (3.5), (3.6), (3.7), (3.8), (3.11) e (3.12), chega-se nas seguintes relações:

$$i_C = -i_L, \quad (3.13)$$

$$v_L = v_C - r_T i_L, \quad (3.14)$$

$$i_C = i_L - i_i, \quad (3.15)$$

$$v_L = v_{FV} - v_C - r_T i_L + r_C i_i. \quad (3.16)$$

Onde,  $r_T$  é definido por  $r_T = r_C + r_L$ . As relações (3.13) e (3.14) representam respectivamente a corrente nos capacitores e a tensão nos indutores da malha Z durante a etapa de curto-circuito. E as expressões (3.15) e (3.16) representam respectivamente a corrente nos capacitores e a tensão nos indutores da malha Z durante o vetor ativo.

O valor médio instantâneo da tensão no indutor dentro de uma período de comutação pode ser calculado da seguinte forma:

$$\langle v_L \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{d_{ST}T_S} (v_C - r_T i_L) dt + \int_{d_{ST}T_S}^{T_S} (v_{FV} - v_C - r_T i_L + r_C i_i) dt \right], \quad (3.17)$$

$$\langle v_L \rangle_{T_S} = (v_C - r_T i_L) d_{ST} + (v_{FV} - v_C - r_T i_L + r_C i_i) (1 - d_{ST}).$$

Também é possível reescrever o valor médio instantâneo da tensão nos indutores conforme a expressão:

$$\langle v_L \rangle_{T_S} = L \frac{di_L}{dt}. \quad (3.18)$$

Substituindo (3.18) em (3.17), obtém-se:

$$L \frac{di_L}{dt} = (v_C - r_T i_L) d_{ST} + (v_{FV} - v_C - r_T i_L + r_C i_i) (1 - d_{ST}). \quad (3.19)$$

O valor médio instantâneo da corrente nos capacitores da malha Z dentro de um período de comutação é dado por:

$$\langle i_C \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{d_{ST}T_S} -i_L dt + \int_{d_{ST}T_S}^{T_S} (i_L - i_i) dt \right], \quad (3.20)$$

$$\langle i_C \rangle_{T_S} = -i_L d_{ST} + (i_L - i_i) (1 - d_{ST}).$$

Também é possível reescrever o valor médio instantâneo da corrente nos capacitores conforme a expressão:

$$\langle i_C \rangle_{T_S} = C \frac{dv_C}{dt}. \quad (3.21)$$

Substituindo (3.21) em (3.20) obtém-se a seguinte relação:

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_L d_{ST} + (i_L - i_i) (1 - d_{ST}). \quad (3.22)$$

Considera-se o efeito de uma pequena variação, ou seja, aplicando uma pequena perturbação no sistema, pode reescrever o sinal como seu valor médio e mais uma pequena variação. Aplicando-se um pequena perturbação em torno de um ponto quiescente de operação na razão cíclica de curto-circuito e verificando o efeito desta ação nas variáveis de interesse ( $v_C$ ,  $i_L$  e  $i_i$ ), pode-se obter uma equação linearizada do comportamento do conversor:

$$v_C = (\tilde{v}_C + V_C), \quad (3.23)$$

$$i_L = (\tilde{i}_L + I_L), \quad (3.24)$$

$$d_{ST} = (\tilde{d}_{ST} + D_{ST}), \quad (3.25)$$

$$i_i = (\tilde{i}_i + I_i). \quad (3.26)$$

A notação  $\tilde{\phantom{x}}$  indica que a grandeza foi perturbada. As variáveis em maiúsculas representam o valor médio do sinal. Substituindo as equações (3.23), (3.24), (3.25) e (3.26) em (3.19), desprezando os termos de segunda ordem e realizando algumas manipulações algébricas, tem-se:

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = -r_T \tilde{i}_L + (2D_{ST} - 1) \tilde{v}_C + (2V_C - V_{FV} - r_C I_i) \tilde{d}_{ST}. \quad (3.27)$$

A expressão (3.27) representa o modelo em pequenos sinais da corrente no indutor da malha Z. Substituindo (3.23), (3.24), (3.25) e (3.26) em (3.22), desprezando os termos de segunda ordem e realizando algumas manipulações algébricas, calcula-se o modelo de pequenos sinais da tensão no capacitor da malha Z:

$$C \frac{d\tilde{v}_C}{dt} = (1 - 2D_{ST}) \tilde{i}_L + (I_i - 2I_L) \tilde{d}_{ST}. \quad (3.28)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.27) e (3.28), obtém-se as seguintes relações:

$$sL i_L(s) = -r_T i_L(s) + (2D_{ST} - 1) v_C(s) + (2V_C - V_{FV} - r_C I_i) d_{ST}(s), \quad (3.29)$$

$$sC v_C(s) = (1 - 2D_{ST}) i_L(s) + (I_i - 2I_L) d_{ST}(s). \quad (3.30)$$

A relação (3.29) representa o modelo matemático de pequenos sinais da corrente no indutor no domínio da frequência. E a relação (3.30) representa o modelo matemático de pequenos sinais da tensão no capacitor no domínio da frequência. Isolando a variável  $v_C(s)$  em (3.30) e substituindo em (3.29), chega-se na função de transferência que descreve a dinâmica da corrente no indutor da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007):

$$G_{i_L}(s) = \frac{i_L(s)}{d_{ST}(s)} = \frac{V_{11}Cs + (1 - 2D_{ST}) I_{11}}{LCs^2 + r_TC s + (1 - 2D_{ST})^2}, \quad (3.31)$$

onde,  $V_{11} = 2V_C - V_{FV} - r_C I_i$  e  $I_{11} = 2I_L - I_i$ , e:

$$V_C = \frac{(1 - D_{ST})}{(1 - 2D_{ST})} V_{FV}, \quad (3.32)$$

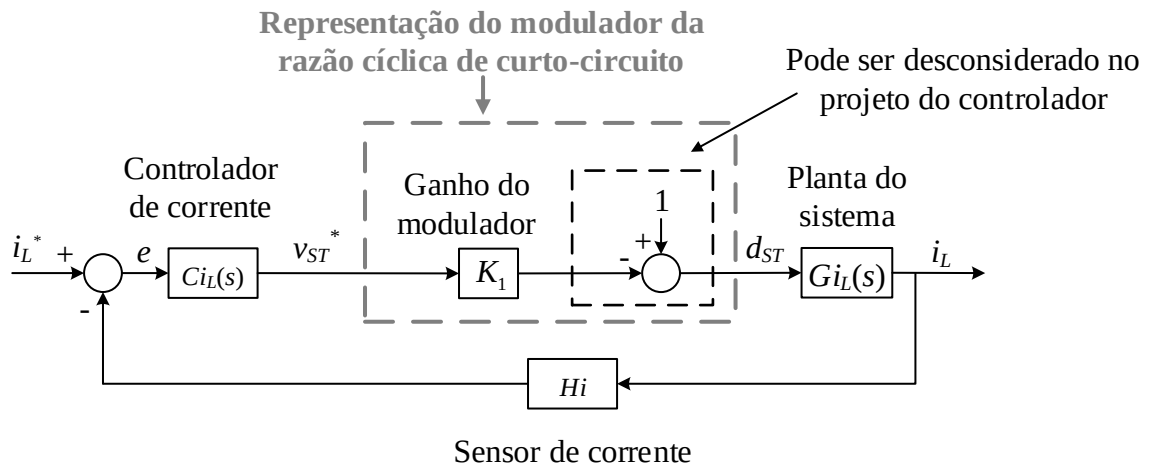
$$I_i = \frac{(1 - 2D_{ST})}{(1 - D_{ST})} I_L. \quad (3.33)$$

Observa-se que a função de transferência em (3.31) possui característica de segunda ordem. Além disso as variáveis  $V_{11}$  e  $I_{11}$  sempre assumem valores positivos quando o ZSI estiver operando em modo *boost*. E também  $r_T I_{11}$  é desprezível em relação a  $V_{11}(1 - 2D_{ST})$  (GAJANAYAKE; VILATHGAMUWA; LOH, 2007). Portanto, essa planta é de fase mínima. Essa característica simplifica o controle da planta, pois apenas um controlador do tipo proporcional mais integral é suficiente para estabilizar o sistema.

Por ter assumido que a malha Z é simétrica, necessita apenas controlar a corrente em um indutor pois o mesmo comportamento dinâmico é imposto na corrente do segundo indutor.

A Figura 28 ilustra o diagrama de blocos em laço fechado do controle da corrente  $i_L$ . A corrente medida pelo sensor  $Hi$  é comparada com o valor de referência gerando um sinal de erro, o qual é compensado através do controlador. A saída do compensador gera a ação de controle definida por  $v_{ST}^*$ . A razão cíclica de curto-circuito  $d_{ST}$  é gerada após a passagem do sinal  $v_{ST}^*$  pelo modulador PWM. Por fim, a razão cíclica de curto-circuito interage na planta do sistema gerando o sinal desejado na saída da malha.

Figura 28 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle de corrente no indutor da malha Z. O modulador da razão cíclica de curto-circuito é representado em forma de diagrama de blocos.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

A equação que relaciona a ação de controle  $v_{ST}^*$  e a razão cíclica de curto-circuito  $d_{ST}$  é dada por:

$$d_{ST} = 1 - K_1 v_{ST}^*, \quad (3.34)$$

e

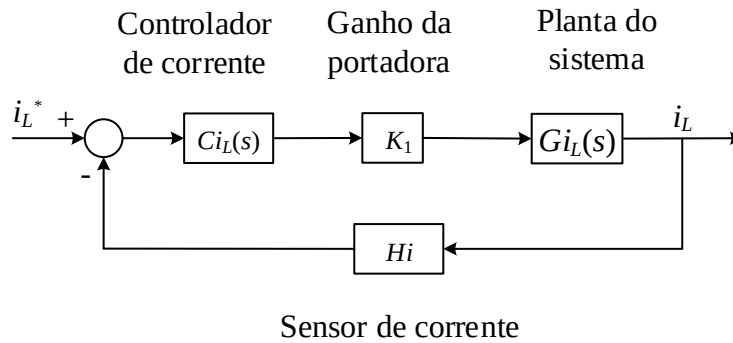
$$K_1 = \frac{1}{0,5V_T} , \quad (3.35)$$

onde,  $V_T$  é o valor de pico a pico da portadora triangular. A variável  $K_1$  representa o ganho do modulador da razão cíclica de curto-circuito. Em conversores tradicionais do tipo c.c. - c.c., o ganho do modulador PWM é dado pelo inverso do valor de pico a pico da portadora triangular, mas para o conversor ZSI existe uma particularidade que é explicada na seção 3.3.

O modulador PWM é representado no diagrama de blocos da Figura 28. A constante "1", e o sinal negativo são particularidades da modulação do ZSI, que servem para representar de forma analítica a modulação de curto-circuito. Sendo assim, esses termos são consequências naturais da modulação e não são necessários inseri-los na implementação do sistema. Logo, apenas a variável  $K_1$  é considerada no projeto do controle, pois o restante são termos que não afetam a função de transferência em malha aberta. Casos similares ocorrem em diagramas de blocos dos conversores c.c. - c.a..

Sabendo disso, o diagrama de blocos da Figura 28 pode ser simplificado como ilustra a Figura 29. Um controlador do tipo PI (proporcional mais integral) é suficiente para manter a estabilidade do sistema com erro nulo em regime permanente.

Figura 29 – Diagrama de blocos simplificado em laço fechado do controle de corrente no indutor da malha Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Caso seja escolhido utilizar controle digital ao invés do analógico, é possível projetar os controladores considerando unitário os ganhos do sensor de corrente e do modulador PWM, embora, essas variáveis devem ser compensadas no código do microcontrolador, o qual as malhas de controle são implementadas.

### 3.1.2 Controle de tensão do estágio c.c. - c.c.

Seja o circuito apresentado na Figura 30, o qual representa o inversor fonte Z operando no estado ativo e conectado à um conjunto de painéis fotovoltaicos. Aplicando

a lei dos nós na entrada da malha Z, chega-se na seguinte relação:

$$\begin{aligned} i_{FV} &= i_{CFV} + i_{L1} + i_{C1}, \\ C_{FV} \frac{dv_{FV}}{dt} &= i_{FV} - i_{L1} - C_1 \frac{dv_{C1}}{dt}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Considerando que as tensões  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  são variáveis controladas por uma malha independente, é possível assumir que os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  se comportam como uma fonte de tensão. Neste cenário, se houver perturbação nas variáveis  $i_{FV}$  e  $i_{L1}$ , a taxa de variação em  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  é mínima, o que torna possível desprezar a corrente  $i_{C1}$  na equação (3.36). Portanto, é possível reescrever a relação (3.36) da seguinte forma:

$$\begin{aligned} i_{FV} &= i_{CFV} + i_{L1}, \\ C_{FV} \frac{dv_{FV}}{dt} &= i_{FV} - i_{L1}. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Considerando que a malha Z é simétrica e sem perdas, é possível reescrever (3.37) como sendo:

$$C_{FV} \frac{dv_{FV}}{dt} = i_{FV} - i_L. \quad (3.38)$$

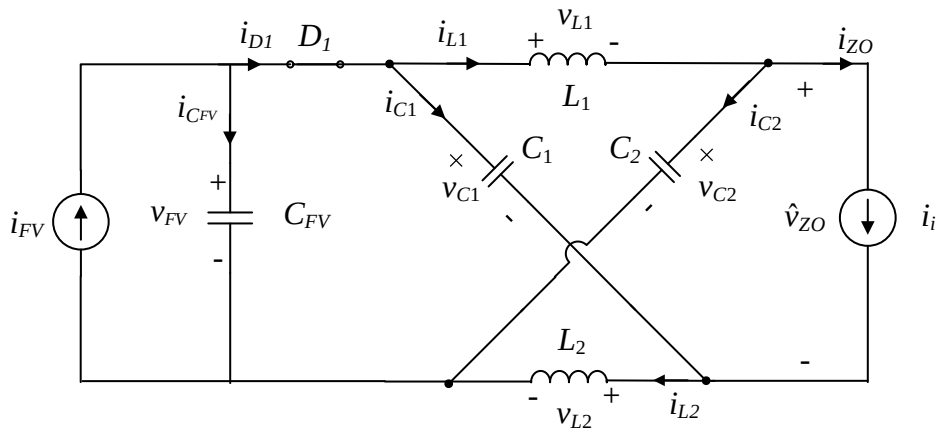
Aplicando a transformada de Laplace e isolando a variável  $v_{FV}(s)$  em (3.38), chega-se em:

$$v_{FV}(s) = \frac{i_{FV}(s) - i_L(s)}{sC_{FV}}. \quad (3.39)$$

A função de transferência que relaciona  $v_{FV}(s)$  e  $i_L(s)$  é igual a:

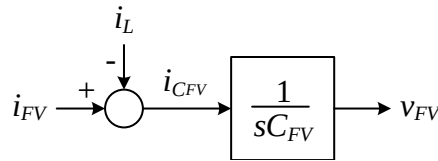
$$G_{FV}(s) = \frac{v_{FV}(s)}{i_L(s)} = \frac{-1}{sC_{FV}}. \quad (3.40)$$

Figura 30 – Circuito equivalente do inversor fonte Z conectado a um conjunto de painéis fotovoltaicos, operando no estado ativo.



A partir da consideração que  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  se comportam como uma fonte de tensão, a análise do sistema se torna simples, pois, de acordo com a relação (3.40), a planta do sistema é equivalente a um integrador puro. O diagrama de blocos que representa a relação (3.39) pode ser visto na Figura 31. A diferença entre as correntes  $i_{FV}$  e  $i_L$  resulta na corrente  $i_{CFV}$ , sendo que, o produto desta variável com a planta do sistema resulta na tensão  $v_{FV}$ . Por consequência, é possível controlar a tensão  $v_{FV}$  indiretamente, controlando o valor médio da corrente  $i_L$ . Para isso, propõe-se utilizar a técnica do controle em cascata.

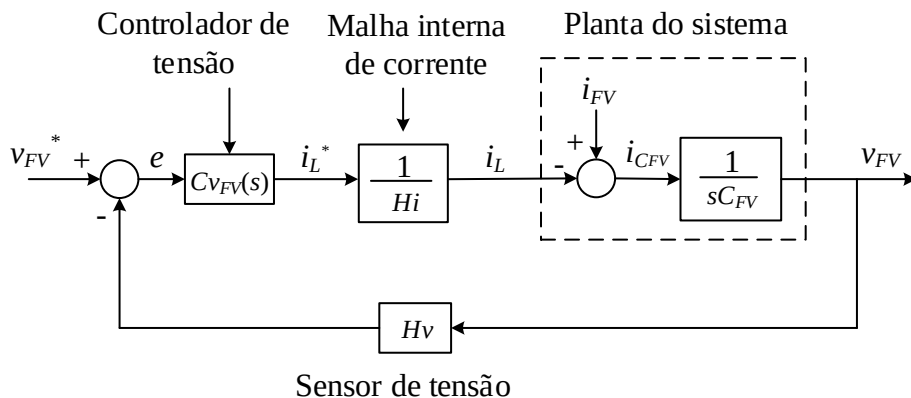
Figura 31 – Diagrama de blocos do sistema que representa a dinâmica da tensão na entrada da malha Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

O diagrama de blocos que resume a estratégia de controle em cascata pode ser visto na Figura 32. Neste diagrama, a tensão na entrada da malha Z é comparada com o sinal de referência. O compensador atua de forma a gerar um sinal de referência  $i_L^*$  para a malha interna de corrente. A banda passante da malha de corrente deve ser maior que a banda passante da malha de tensão, e para pequenas perturbações, a malha de corrente age instantaneamente. Desse modo, assume-se que a malha interna de corrente é equivalente ao inverso do ganho do sensor de corrente, como mostra o diagrama de blocos da Figura 32.

Figura 32 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle de tensão na entrada da malha Z. A malha interna de corrente pode ser substituída pelo inverso do ganho do sensor de corrente, ou seja,  $\frac{1}{Hi}$ .

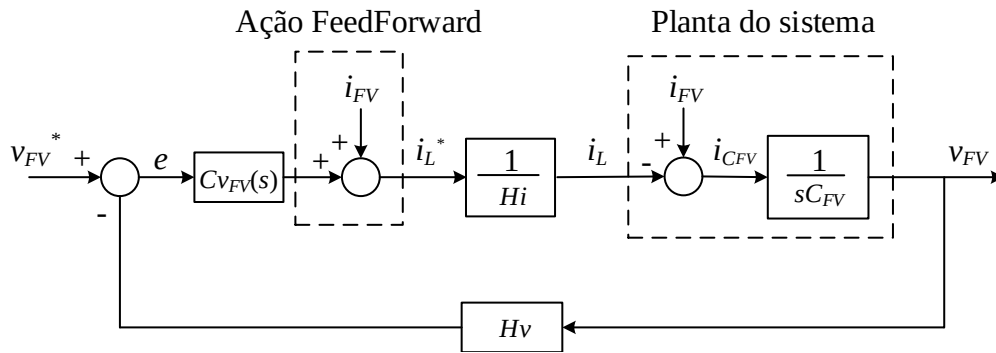


Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Para melhorar a resposta dinâmica do sistema e também melhorar a rejeição à distúrbios referente a corrente  $i_{FV}$ , propõe-se utilizar a compensação *FeedForward* como ilustra a Figura 33. Considerando que a ação *FeedForward* é capaz de rejeitar bem os distúrbios e que a malha de corrente é uma função de transferência com o ganho do sensor de corrente, é possível redesenhar o diagrama de blocos segundo a Figura 34.

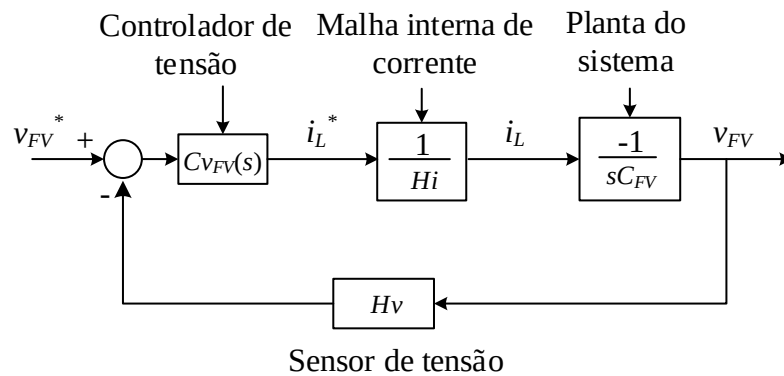
A partir de todas as simplificações realizadas, verifica-se que o controle da tensão na entrada da malha Z se torna muito simples, similar ao método empregado para controlar a tensão no barramento de um inversor trifásico convencional. Apenas um controlador do tipo proporcional integral é suficiente para regular a tensão de interesse. Desse modo, verifica-se que não é necessário empregar técnicas de controle complexas para regular as variáveis de interesse do estágio c.c. - c.c..

Figura 33 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle de tensão na entrada da malha Z com compensação *FeedForward*.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Figura 34 – Representação simplificada do controle da tensão de entrada da malha Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

### 3.2 METODOLOGIA DE CONTROLE DO ESTÁGIO C.C. - C.A.

O objetivo dessa seção é apresentar a estratégia de controle do estágio c.c. - c.a. do ZSI. As variáveis envolvidas nesse estudo são o valor de pico da tensão na saída da malha Z e a corrente na saída do inversor trifásico. É visto que a tensão  $\hat{v}_{ZO}$  pode ser controlada indiretamente através das correntes  $i_j$ , em que  $j = \{u, v, w\}$ . Portanto previamente, sugere-se estudar a estratégia de controle das correntes na saída do inversor.

#### 3.2.1 Controle de corrente do estágio c.c. - c.a.

Seja o circuito apresentado na Figura 35 (a), o qual representa o modelo de um inversor de tensão conectado a rede elétrica por meio das impedâncias do filtro indutivo  $L_f$  e  $R_f$ . O filtro capacitivo na saída do inversor representado na Figura 23 é desconsiderado para simplificar a análise, sendo assim, nesse modelo considera-se que a tensão do PAC é exatamente a mesma da rede. As fontes de tensão  $v_{rj}$ , representam a tensão da rede. A impedância da rede é desprezada, devido aos seus baixos valores comparados com a impedância do filtro. Neste caso, considera-se que a tensão na saída da malha Z é uma fonte de tensão  $\hat{v}_{ZO}$ . Para sintetizar as correntes no filtro do inversor ( $i_j$ ), é necessário implementar um controle de corrente adequado.

A Figura 35 (b) exibe todas as variáveis de interesse para o controle das correntes na saída do inversor. Observa-se que o inversor trifásico pode ser representado por três fontes de tensão conectadas em estrela, tendo como ponto comum, o ponto central fictício da fonte de tensão  $\hat{v}_{ZO}$ , chamado de 0. As tensões das fontes conectadas em estrela são as tensões de polo do inversor ( $v_{j0}$ ). As tensões  $v_{Lj}$ , assim como as tensões  $v_{rj}$  são definidas em relação ao ponto  $n$  (ponto neutro da rede). As correntes  $i_j$  são as que circulam nos indutores do filtro de saída.

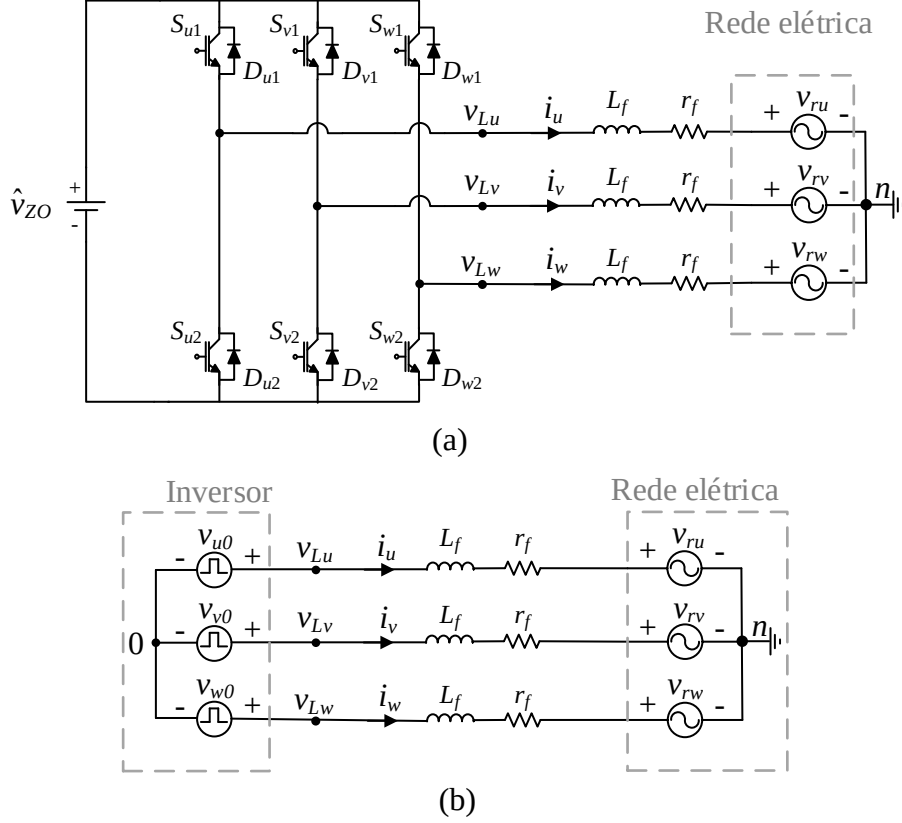
Usando a análise das malhas proposta por Kirchhoff na Figura 35 (b), é possível deduzir as tensões sintetizadas na saída do inversor ( $v_j$ , essas tensões são definidas em relação ao ponto 0) em função das tensões no filtro de saída ( $v_{Lj}$ ).

$$\begin{aligned} v_{u0} &= v_u + v_h = v_{Lu} + v_{n0}, \\ v_{v0} &= v_v + v_h = v_{Lv} + v_{n0}, \\ v_{w0} &= v_w + v_h = v_{Lw} + v_{n0}, \end{aligned} \tag{3.41}$$

em que  $v_{j0}$  são as tensões de polo,  $v_h$  é a tensão homopolar adicionadas nas três tensões de referência e  $v_{n0}$  é a tensão entre o neutro da rede elétrica e o ponto médio fictício do barramento do conversor. Considerando que as tensões na saída do inversor e as tensões no filtro são equilibradas, ou seja,  $v_u + v_v + v_w = 0$  e  $v_{Lu} + v_{Lv} + v_{Lw} = 0$ , e assim, somando as três equações em (3.41), têm-se:

$$v_h = v_{n0}. \tag{3.42}$$

Figura 35 – Inversor de tensão conectado a rede elétrica por meio de um filtro indutivo. É considerado que a tensão da rede é exatamente igual a tensão do PAC, e a impedância da rede é desprezada: (a) modelo completo do inversor, (b) modelo simplificado do inversor com as variáveis de interesse.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Substituindo (3.42) em (3.41), obtém-se:

$$\begin{aligned} v_u &= v_{Lu}, \\ v_v &= v_{Lv}, \\ v_w &= v_{Lw}, \end{aligned} \tag{3.43}$$

ou seja, as tensões sintetizadas na saída do inversor (as referenciadas ao ponto 0) são iguais às tensões no filtro de saída (as referenciadas ao ponto  $n$ ).

O objetivo principal dessa estratégia de controle é sintetizar as correntes nos indutores do filtro de saída. De acordo com a equação da tensão no indutor vistas previamente, as correntes  $i_j$  dependem das tensões nos terminais do filtro, ou seja,  $v_{Lj} - v_{rj}$ . Considerando que as tensões da rede são distúrbios, e que as tensões  $v_j$  sintetizadas pelo inversor são iguais às tensões  $v_{Lj}$ , conclui-se que é possível controlar indiretamente as correntes nos indutores do filtro  $i_j$  controlando as variáveis  $v_{Lj}$ .

Aplicando a lei de Kirchhoff no circuito da Figura 35, deduz-se a seguinte relação:

$$\begin{aligned}
v_{Lu} - v_{ru} &= L_f \frac{di_u}{dt} + R_f i_u, \\
v_{Lv} - v_{rv} &= L_f \frac{di_v}{dt} + R_f i_v, \\
v_{Lw} - v_{rw} &= L_f \frac{di_w}{dt} + R_f i_w,
\end{aligned} \tag{3.44}$$

o conjunto de equações em (3.44) pode ser reescrito na forma vetorial:

$$\vec{v}_L - \vec{v}_r = L_f \frac{d\vec{i}}{dt} + R_f \vec{i}, \tag{3.45}$$

aplicando a transformada  $abc - \alpha\beta$  (transforma da Clarke) em (3.45), obtém-se a relação:

$$\vec{v}_{L\alpha\beta} - \vec{v}_{r\alpha\beta} = L_f \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} + R_f \vec{i}_{\alpha\beta}. \tag{3.46}$$

Vale a pena ressaltar que a componente de sequência zero é desprezada, já que este valor é nulo, pois se trata de sistema a três fios. Neste trabalho o controle da corrente é realizado em um referencial síncrono com a rede (referencial  $dq$ ). Para isso é necessário utilizar a transformada de Park, ou seja, a transformada  $\alpha\beta - dq$ . Esta transformada converte as variáveis que estão definidas nos eixos  $\alpha\beta$  em variáveis definidas no eixo rotatório  $dq$ , que giram em sentido anti-horário com velocidade angular igual ao da rede elétrica ( $\omega_r$ ). Aplicando a transformada de Park em (3.46), tem-se a relação:

$$\vec{v}_{Ldq} - \vec{v}_{rdq} = L_f \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} + R_f \vec{i}_{dq} + j\omega_r L_f \vec{i}_{dq}, \tag{3.47}$$

onde  $\omega_r$  representa a frequência da rede em radianos por segundo. Reescrevendo (3.47) em função das componentes de eixo direto e em quadratura, obtém-se:

$$\begin{aligned}
v_{Ld} - v_{rd} + \omega_r L_f i_q &= L_f \frac{di_d}{dt} + R_f i_d, \\
v_{Lq} - v_{rq} - \omega_r L_f i_d &= L_f \frac{di_q}{dt} + R_f i_q,
\end{aligned} \tag{3.48}$$

aplicando a transformada de Laplace em (3.48), obtém-se a equação no domínio domínio da frequência:

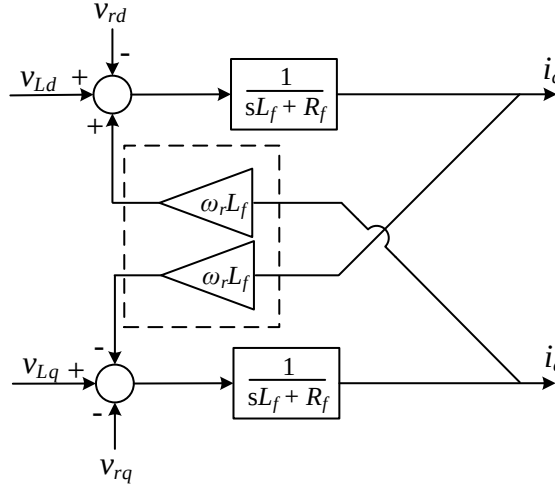
$$\begin{aligned}
v_{Ld}(s) - v_{rd}(s) + \omega_r L_f i_q(s) &= s L_f i_d(s) + R_f i_d(s), \\
v_{Lq}(s) - v_{rq}(s) - \omega_r L_f i_d(s) &= s L_f i_q(s) + R_f i_q(s),
\end{aligned} \tag{3.49}$$

a relação (3.49) representa o comportamento dinâmico no domínio da frequência das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , e a Figura 36 ilustra o diagrama de blocos desse sistema.

Observa-se que as correntes de eixo direto e em quadratura são mutuamente acopladas, de forma que seus valores não dependem apenas de suas variáveis de controle  $v_{Ld}$  e  $v_{Lq}$ , respectivamente. Para encontrar as funções de transferências que relacionam as correntes  $i_d$  e  $i_q$  em função das tensões sintetizadas  $v_{Ld}$  e  $v_{Lq}$ , é necessário desacoplar  $i_d$  e  $i_q$  da relação (3.49). Utilizando um artifício matemático é possível obter a referida independência das correntes. Para isso, defini-se duas variáveis auxiliares:

$$\begin{aligned}
v'_{Ld}(s) &= v_{Ld}(s) - v_{rd}(s) + \omega_r L_f i_q(s), \\
v'_{Lq}(s) &= v_{Lq}(s) - v_{rq}(s) - \omega_r L_f i_d(s),
\end{aligned} \tag{3.50}$$

Figura 36 – Diagrama de blocos que representa o comportamento dinâmico no domínio da frequência das correntes  $i_d$  e  $i_q$ . Observa-se que  $i_d$  e  $i_q$  estão mutuamente acopladas.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

onde  $v'_{Ld}$  e  $v'_{Lq}$ , correspondem as componentes  $dq$  que controlam as correntes  $i_d$  e  $i_q$ , ou seja, correspondem as ações de controle do sistema. Substituindo (3.50) em (3.49) é possível obter as funções de transferências que representa a dinâmica das correntes  $i_d$  e  $i_q$  em função das variáveis  $v'_{Ld}$  e  $v'_{Lq}$ :

$$\begin{aligned} G_{i_d}(s) &= \frac{i_d(s)}{v'_{Ld}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f}, \\ G_{i_q}(s) &= \frac{i_q(s)}{v'_{Lq}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f}. \end{aligned} \quad (3.51)$$

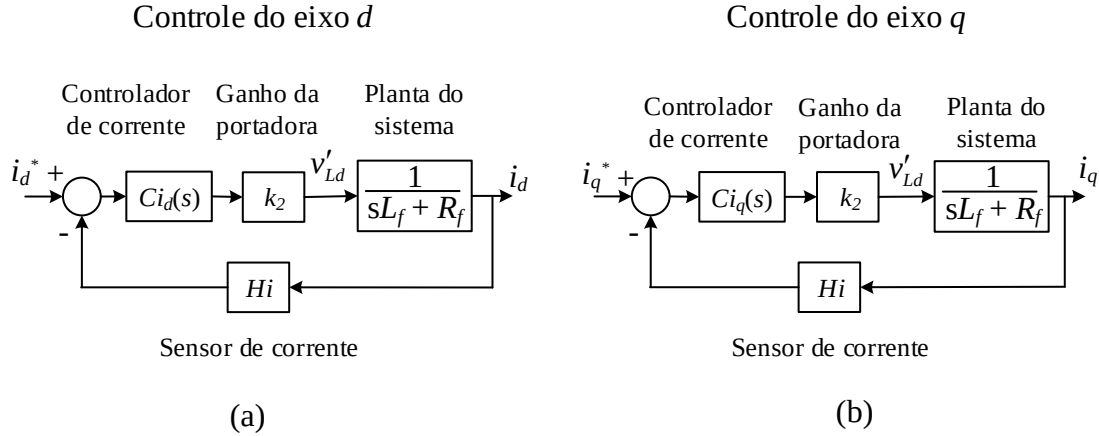
O diagrama de blocos do sistema em malha fechada pode ser visto na Figura 37. As variáveis  $Ci_d(s)$  e  $Ci_q(s)$  são os controladores das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , respectivamente. A margem de fase dessa planta tende a  $-90^\circ$ , pois as mesmas possuem um polo no semiplano esquerdo. Essa característica torna o projeto do controlador simples, pois apenas um controlador do tipo PI é capaz de estabilizar o sistema, com erro nulo em regime permanente. Os ganhos da portadora e do sensor de corrente devem ser considerados no projeto do controlador. O ganho do modulador PWM é dado por (ERICKSON; MAKSIMIVIC, 2001):

$$k_2 = \frac{1}{V_T}, \quad (3.52)$$

onde  $V_T$  representa o valor de pico a pico da portadora triangular. Se comparar as relações (3.35) e (3.52), observa-se que o ganho do modulador PWM do estágio c.c. - c.c. difere-se do estágio c.c. - c.a.. Essa questão é abordada na seção 3.3. Caso seja escolhido utilizar controle digital ao invés do analógico, é possível projetar os controladores considerando unitário os ganhos do sensor de corrente e do modulador PWM, embora, essas variáveis

devem ser compensados no código do microcontrolador, o qual as malhas de controle são implementadas.

Figura 37 – Diagrama de blocos simplificado da estratégia de controle das correntes  $i_d$  e  $i_q$ : (a) controle da corrente de eixo direto e (b) controle da corrente em quadratura.

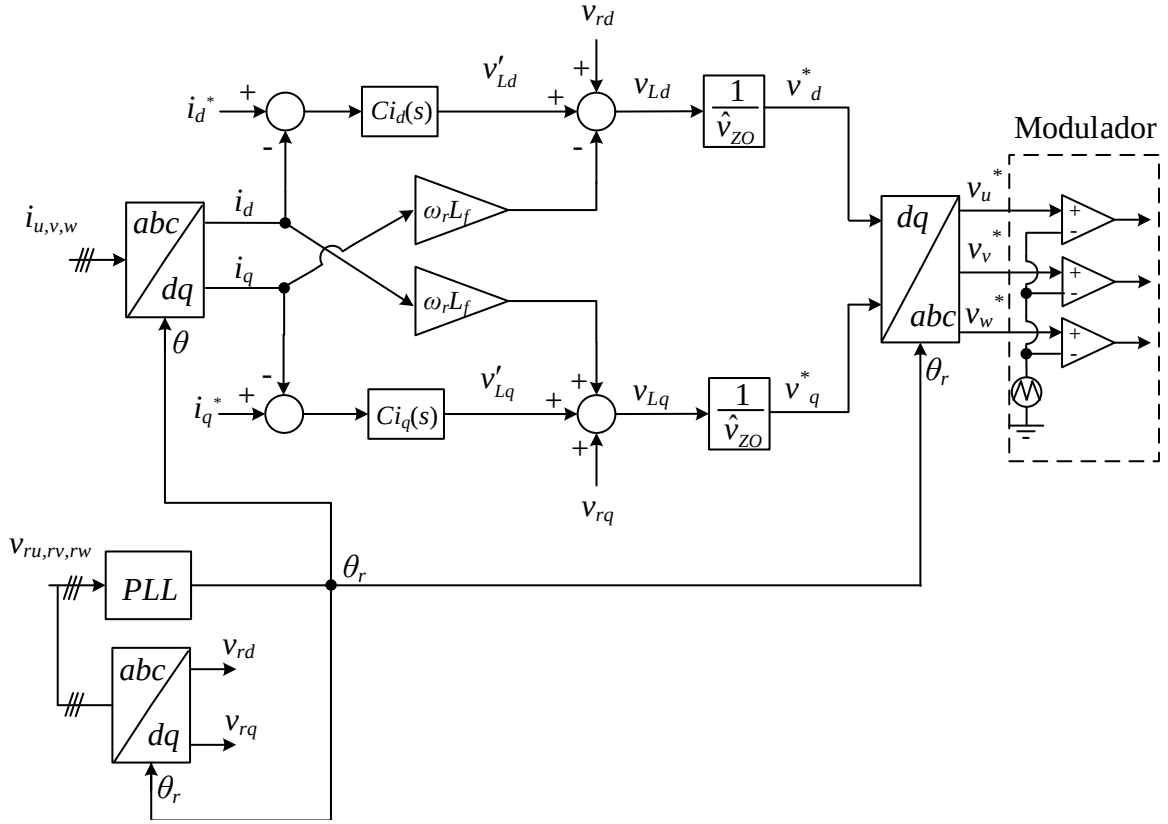


Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

A Figura 38 ilustra o diagrama de blocos completo da estratégia de controle das correntes  $i_d$  e  $i_q$ . Para realizar as transformações  $abc - dq$  e  $dq - abc$  é necessário o valor instantâneo do ângulo das tensões da rede, ou seja, o valor de  $\theta_r$ . Esse ângulo pode ser obtido a partir de um PLL (malha travada em fase - *Phase-Locked Loop*). Nesse trabalho é utilizado o SRF-PLL (sistema de referência síncrono - *PLL Synchronous Reference Frame - PLL*) para sincronizar com o ângulo da rede (SOUZA, 2012). As correntes nos indutores do filtro e as tensões da rede são amostradas e passam pela transformação  $abc - dq$ , por meio de um PLL. As referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$  são comparadas com as correntes medidas  $i_d$  e  $i_q$ . Os erros são compensados através dos controladores  $Ci_d(s)$  e  $Ci_q(s)$ , sendo que esses geram as ações de controle  $v'_{Ld}$  e  $v'_{Lq}$ . Os termos  $v_{rd} - \omega_r L_f i_q$  e  $v_{rq} + \omega_r L_f i_d$  são termos de compensação *FeedForward*. Os sinais resultantes  $v_{Ld}$  e  $v_{Lq}$  são então divididos pela tensão do barramento c.c. ( $\hat{v}_{ZO}$ ) para normalizar a ação de controle ao nível correto. O resultado dessa operação gera as ações de controle  $v_d^*$  e  $v_q^*$ . E por fim, as ações de controle que estão em coordenadas  $dq$  devem ser transformadas em coordenadas  $abc$ , ou seja,  $v_u^*$ ,  $v_v^*$  e  $v_w^*$ , sendo que, essas variáveis são comparadas com a portadora triangular para gerar as razões cíclicas dos interruptores.

### 3.2.2 Controle do barramento do estágio c.c. - c.a.

Seja o circuito equivalente ilustrado na Figura 39, o qual representa o circuito equivalente do ZSI operando durante o estado ativo. Neste exemplo supõe que a tensão na entrada da malha Z  $v_{FV}$  e a corrente nos indutores  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  são variáveis controladas, portanto o capacitor  $C_{FV}$  e a fonte de corrente  $i_{FV}$  são substituídos por uma fonte de

Figura 38 – Diagrama de blocos completo da estratégia de controle das correntes  $i_d$  e  $i_q$ .

Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

tensão  $v_{FV}$ , e os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são substituídos por fontes de correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ . Aplicando a lei dos nós na saída da malha Z é possível deduzir a seguinte equação:

$$i_{C2} = i_{L1} - i_i. \quad (3.53)$$

Se a malha Z é simétrica, define-se então que:  $i_{C2} = i_{C1} = i_C$  e  $i_{L2} = i_{L1} = i_L$ . Desta forma reescreve-se (3.53) como mostra a seguinte equação:

$$\begin{aligned} i_C &= i_L - i_i, \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_L - i_i. \end{aligned} \quad (3.54)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.54) e isolando a tensão no capacitor, tem-se:

$$v_C(s) = \frac{i_L(s) - i_i(s)}{sC}. \quad (3.55)$$

Portando, o modelo matemático que descreve a tensão  $v_C$  em função da corrente  $i_i$  é um polo na origem:

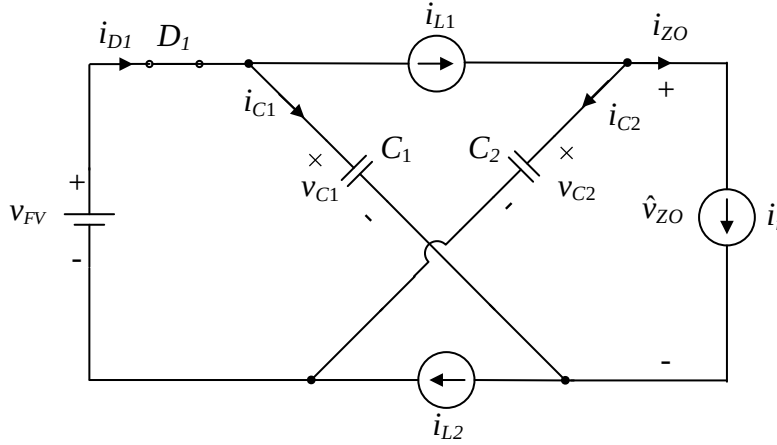
$$Gv_C(s) = \frac{v_C(s)}{i_i(s)} = -\frac{1}{sC}. \quad (3.56)$$

O sinal negativo em (3.56) surge devido às convenções dos sinais adotadas na dedução do modelo. Vale ressaltar que esse modelo só é válido se considerar que  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  e

$v_{FV}$  são variáveis controladas e se mantêm constantes mesmo perante a uma perturbação em  $i_i$ . As tensões  $v_C$  e  $\hat{v}_{ZO}$  podem ser relacionadas da seguinte forma (PENG, 2003):

$$\hat{v}_{ZO} = \frac{v_C}{1 - d_{ST}}. \quad (3.57)$$

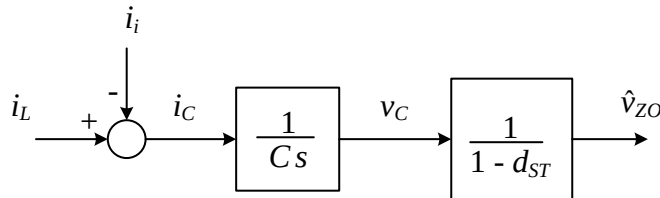
Figura 39 – Circuito equivalente do ZSI operando durante o estado ativo. Os componentes  $C_{FV}$ ,  $L_1$  e  $L_2$  são substituídos por fontes ideais.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

O valor de pico da tensão  $v_{ZO}$  é igual à  $\hat{v}_{ZO}$ , e este valor só ocorre nos estados ativos. Durante os estados de curto-circuito  $v_{ZO}$  é igual à zero. O diagrama de blocos que representa a dinâmica de  $\hat{v}_{ZO}$  pode ser visualizado na Figura 40. A tensão  $v_C$  depende da diferença entre  $i_L$  e  $i_i$ , e as variáveis  $\hat{v}_{ZO}$  e  $v_C$  são relacionadas conforme (3.57). Portanto, admitindo que  $i_L$  é uma variável controlada por outra malha independente, basta regular o valor médio de  $i_i$  para controlar a tensão na saída da malha Z.

Figura 40 – Diagrama de blocos que representa a dinâmica da tensão na saída da malha Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Através do diagrama de blocos da Figura 40 chega-se na função de transferência que relaciona o valor de pico da tensão na saída da malha Z com a corrente  $i_i$ :

$$G\hat{v}_{ZO}(s) = \frac{\hat{v}_{ZO}(s)}{i_i(s)} = -\frac{1}{sC(1 - d_{ST})}. \quad (3.58)$$

O sinal negativo em (3.58) surge em função das convenções dos sinais adotadas na dedução do modelo. Desprezando as perdas nos elementos da malha Z, nos semicondutores do inversor, no filtro de saída e considerando que o inversor está operando nos estados ativos e nulos, tem-se a seguinte expressão:

$$p_{ZO} = p_O . \quad (3.59)$$

Onde  $p_{ZO}$  e  $p_O$  representam a potência ativa na saída da malha Z e a potência ativa fornecida à rede elétrica. Expandindo (3.59) obtém-se a relação reescrita em termos de corrente e tensão:

$$v_c i_i = \frac{3}{2} (v_{cd} i_d + v_{cq} i_q) , \quad (3.60)$$

onde,  $v_{cd}$  e  $v_{cq}$  são as tensões medidas no PAC da Figura 23, que foram convertidas para o referencial síncrono com a rede.

O objetivo da estratégia é fornecer correntes em fase com a tensão do PAC, e para isso existe a necessidade de sincronizar o ângulo do PLL com o ângulo da rede. Logo, após a sincronização, a componente  $v_{cd}$  é equivalente ao valor de pico das tensões do PAC (igual ao valor de pico das tensões  $v_{cu}$ ,  $v_{cv}$  e  $v_{cw}$ ) e a componente  $v_{cq}$  é nula. Dessa maneira, a parcela  $v_{cq} i_q$  pode ser desconsiderada da relação (3.60):

$$v_c i_i = \frac{3}{2} v_{cd} i_d , \quad (3.61)$$

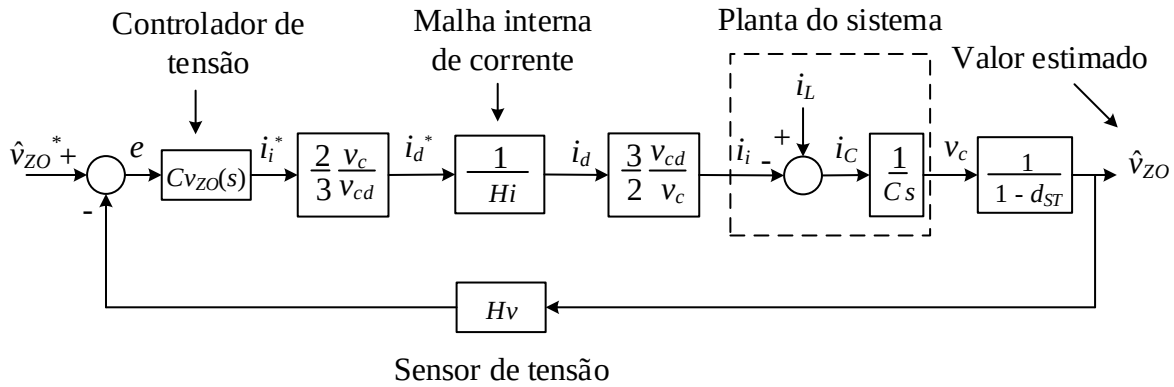
isolando a variável  $i_d$ , tem-se :

$$i_d = \frac{2}{3} \frac{v_c}{v_{cd}} i_i . \quad (3.62)$$

A equação (3.62) mostra que existe uma relação entre a corrente de eixo direto e o valor médio da corrente na saída da malha Z (esse valor médio é calculado com base nos estados ativos e nulos). Através dessa relação conclui-se que é possível controlar a corrente  $i_i$  regulando a corrente  $i_d$ . Por sua vez, o valor de pico da tensão na saída da malha Z pode ser controlado indiretamente regulando o valor médio de  $i_i$  (diagrama de blocos da Figura 40). O diagrama de blocos da Figura 41 resume essa estratégia de controle.

De acordo com o diagrama,  $\hat{v}_{ZO}$  é comparado com a referência  $\hat{v}_{ZO}^*$ . O controlador  $Cv_{ZO}(s)$  atua de forma a compensar o erro gerando o sinal de referência  $i_i^*$ , que é convertido no sinal  $i_d^*$ , por meio da relação (3.62). A variável  $i_d^*$  corresponde à referência da malha interna de corrente. Pelo fato que a malha interna de corrente é projetada para ser mais rápida que a malha de tensão, é possível considerá-la com sendo o inverso do ganho do sensor de corrente. É importante salientar que o controle da tensão  $v_C$  não garante que a tensão  $\hat{v}_{ZO}$  se estabilize no valor definido pela referência. Isto porque  $\hat{v}_{ZO}$  depende de  $v_C$  e  $d_{ST}$ , e ambos são parâmetros variantes no tempo (analisar a equação (3.57)). Por outro lado, não é aconselhável medir diretamente a tensão  $\hat{v}_{ZO}$  para realimentar o sistema, pois este é um sinal pulsante que possui o dobro da frequência de comutação. Uma alternativa é medir as variáveis  $d_{ST}$  e  $v_C$  e aplicar a relação (3.57) para estimar o valor de  $\hat{v}_{ZO}$ .

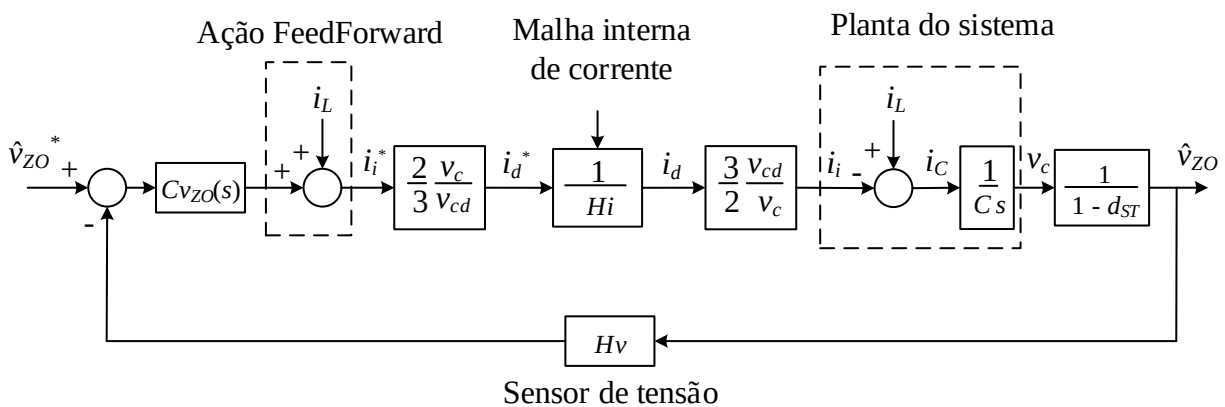
Figura 41 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle da tensão na saída da malha Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

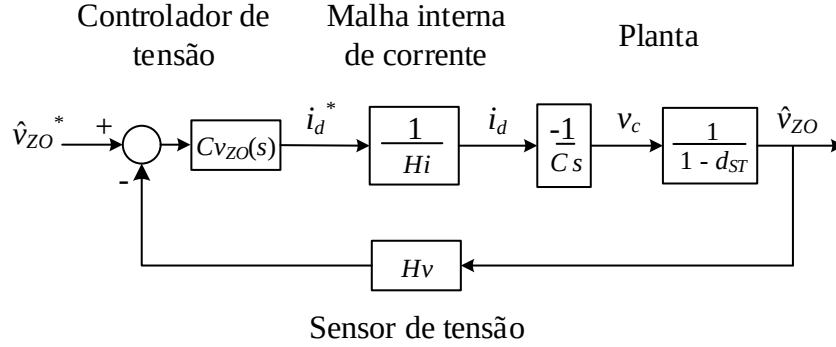
Uma opção para melhorar o desempenho do sistema perante a distúrbios na corrente do indutor é utilizar a ação *FeedForward* demonstrada na Figura 42. Considerando que a ação *FeedForward* é capaz de rejeitar as perturbações e que a malha de corrente age instantaneamente, é possível simplificar o diagrama de blocos como ilustra a Figura 43. A partir de todas as simplificações realizadas, verifica-se que o controle de tensão na saída da malha Z se torna simples, e similar ao método empregado para controlar a tensão no barramento c.c. de um inversor trifásico convencional. Para que a tensão  $\hat{v}_{ZO}$  seja regulada com erro nulo em regime permanente, basta utilizar um controlador do tipo PI.

Figura 42 – Diagrama de blocos em laço fechado do controle da tensão na saída da malha Z com a implementação da ação *FeedForward*.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Figura 43 – Diagrama de blocos simplificado em laço fechado do controle da tensão na saída da malha Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

### 3.3 ESTRUTURA GERAL DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO INVERSOR FONTE Z

A Figura 44 ilustra a estrutura geral da estratégia de controle do inversor fonte Z. Nesse diagrama as variáveis  $i_{FV}$ ,  $v_{FV}$ ,  $i_L$ ,  $v_C$ ,  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $v_{cd}$  e  $v_{cq}$  representam a corrente fornecida pelos módulos fotovoltaicos, a tensão nos módulos, a corrente no indutor da malha Z, a tensão no capacitor da malha Z, a corrente de eixo direto no filtro, a corrente de eixo em quadratura no filtro, a tensão de eixo direto no PAC e a tensão de eixo em quadratura no PAC. Essas grandezas são as variáveis a serem controladas e que devem ser amostradas através de sensores.

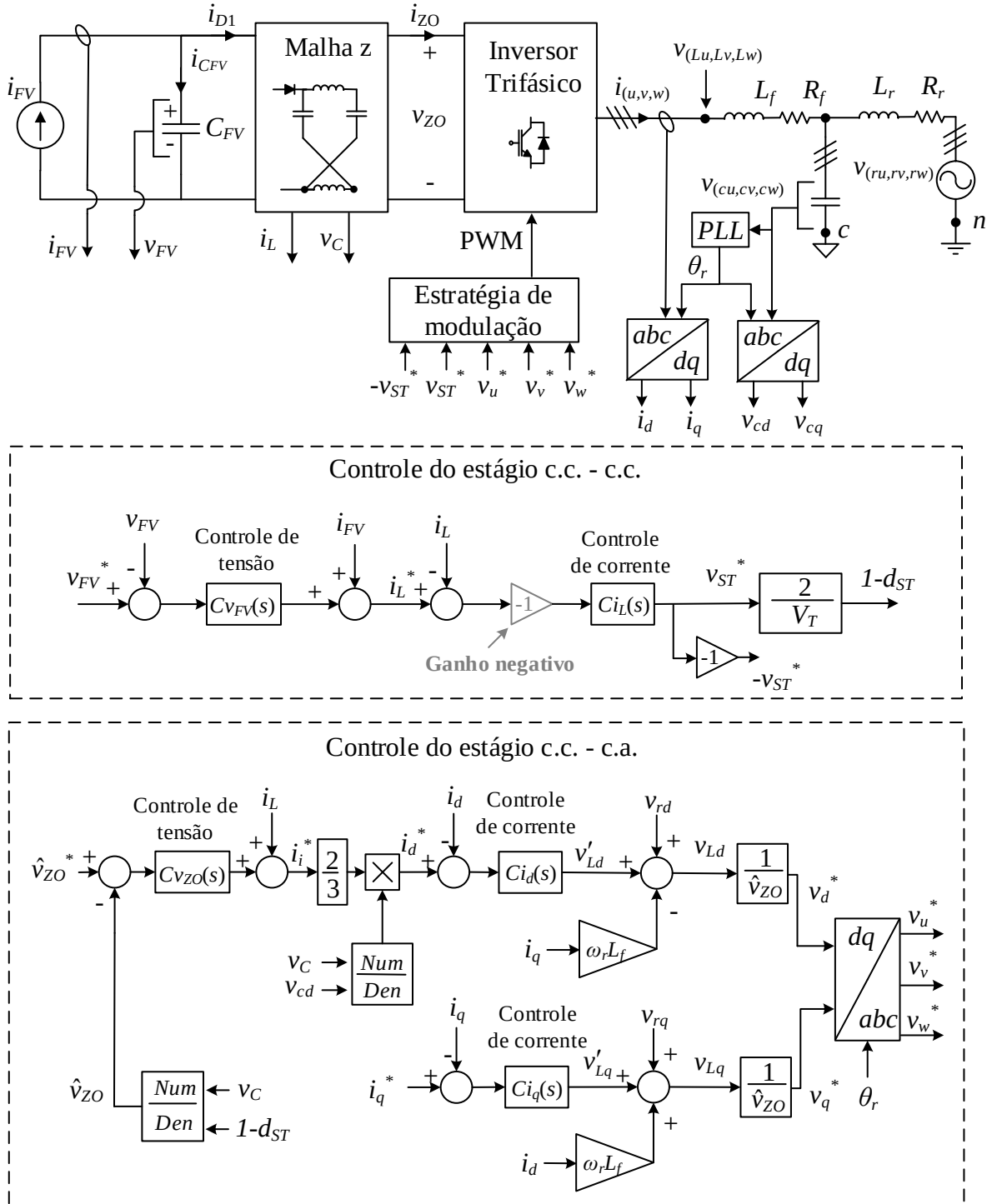
As estratégias de modulação convencionais do ZSI necessitam de dois sinais de de curto-circuito. Esses sinais representam as ações de controle do estágio c.c. - c.c. e são definidos por  $-v_{ST}^*$  e  $v_{ST}^*$ . Esses sinais são comparados com a portadora triangular, o resultado dessa comparação gera os pulsos de comando que sintetizam os estados de curto-circuito. Os estados de curto-circuito são responsáveis no controle da corrente nos indutores da malha Z.

O valor de pico da tensão na saída da malha Z ( $\hat{v}_{ZO}$ ) é estimado por meio das variáveis  $v_C$  e  $1 - d_{ST}$ . O termo  $1 - d_{ST}$  pode ser calculado instantaneamente a partir da relação (3.34).

Os sinais  $v_u^*$ ,  $v_v^*$  e  $v_w^*$  representam as ações de controle do estágio c.c. - c.a.. Essas variáveis também são comparadas com a portadora triangular, o resultado dessas comparações gera os pulsos de comando que sintetizam os vetores ativos e nulos. Esses vetores são responsáveis pelo controle das correntes  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ .

O ganho negativo inserido na entrada do controlador  $Ci_L(s)$  é fundamental para garantir que a malha de controle do estágio c.c. - c.c. opere corretamente. Isto porque, quanto mais próximo os sinais  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$  estiverem do pico da portadora, menor é a razão

Figura 44 – Estrutura geral da estratégia de controle do inversor Fonte Z.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

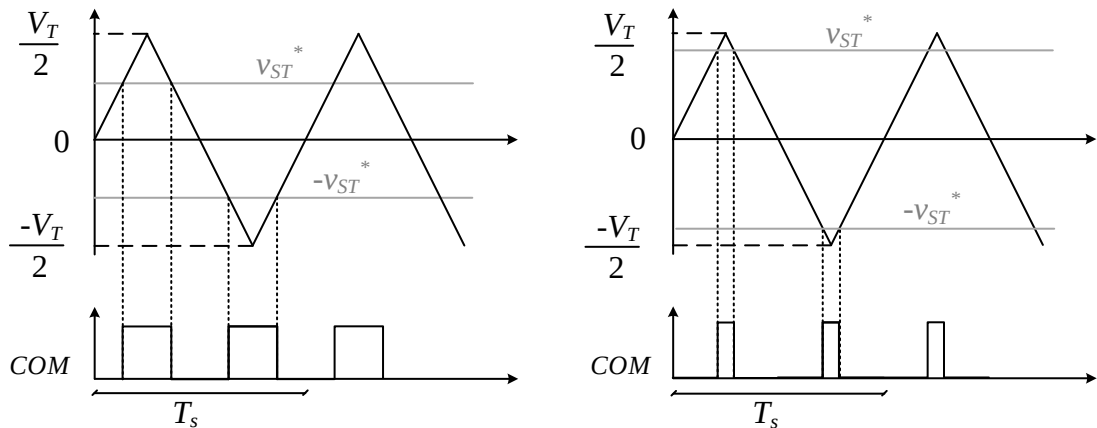
cíclica de curto-circuito. E quanto mais distante os sinais  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$  estiverem do pico da portadora maior é a razão cíclica de curto-circuito. Essa é uma característica particular da modulação empregada no ZSI. Para exemplificar melhor esse fenômeno apresenta-se a Figura 45. Essa ilustra as duas ações de controle  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$ , a portadora triangular e o comando do interruptor  $COM$ . Imaginando uma situação onde o erro da malha de

controle é positivo, o conversor deve reduzir a razão cíclica de curto-circuito para diminuir a energia nos indutores da malha Z. Entretanto, para que isso ocorra, as ações de controle devem se aproximar dos valores de pico da portadora.

Por outro lado, se o erro da malha de controle for negativo, o conversor deve elevar a razão cíclica de curto-circuito, e assim, aumentar a energia armazenada nos indutores da malha Z. Entretanto, elevar a razão cíclica de curto-circuito significa que  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$  devem se distanciar dos picos da portadora. Em conversores convencionais essa lógica é oposta, e por isso, é necessário inserir um ganho negativo antes do controlador. Para realizar o projeto do controlador não é necessário levar em conta esse ganho, recomendá-se inserir esta constante após a conclusão do projeto, como está sendo exemplificado na Figura 44. Pois, esse ganho é inserido em função de uma particularidade da modulação que comanda a ação de curto-circuito, e não está relacionado com a dinâmica da planta.

Como foi dito anteriormente, deve-se levar em consideração o ganho do modulador PWM para projetar o controlador de corrente do estágio c.c. - c.c.. Foi visto que, o ganho do modulador deve ser igual à  $k_1 = \frac{1}{0,5V_T}$ , para a malha de controle desse estágio. No entanto, em conversores convencionais, esse ganho é igual à  $\frac{1}{V_T}$ . Isso porque a excursão de sinal disponível para as ações de controle  $v_{ST}^*$  e  $-v_{ST}^*$  é igual à  $\frac{V_T}{2}$ . Em outras palavras, os limites que definem a máxima e mínima razão cíclica de curto-circuito é determinado entre 0 à  $\frac{V_T}{2}$ , para  $v_{ST}^*$  e 0 à  $-\frac{V_T}{2}$ , para  $-v_{ST}^*$ . Essa característica pode ser visualizada na Figura 45, observe que, se  $v_{ST}^*$  tender à 0, a razão cíclica de curto-circuito tende ao máximo. Caso contrário, se  $v_{ST}^*$  tender à  $\frac{V_T}{2}$  a razão cíclica de curto-circuito tende a ser nula. Essa é uma particularidade da modulação do estágio c.c. - c.c. que deve ser obedecida. No entanto, no estágio c.c. - c.a., a excursão de sinal disponível para as ações de controle  $v_u^*$ ,  $v_v^*$  e  $v_w^*$  é igual à  $V_T$  e, por esse motivo, no projeto do controle de corrente do estágio c.c. - c.a. considera-se que o ganho do modulador PWM é igual a  $k_2 = \frac{1}{V_T}$ .

Figura 45 – Funcionamento do comando de curto-circuito.



### 3.4 CONCLUSÃO

A metodologia de desacoplar as variáveis que controlam a razão cíclica de curto-circuito e o índice de modulação do conversor torna possível analisar o ZSI em dois estágios de conversão distintos: c.c. - c.c. e c.c. - c.a.. Sendo assim, é possível controlar esses estágios de forma independente.

A estabilização do estágio c.c. - c.c. resume-se em projetar controladores para as plantas  $Gi_L(s)$  e  $Gv_{FV}(s)$ . A função de transferência  $Gi_L(s)$ , a qual relaciona a corrente no indutor da malha Z e a razão cíclica de curto-circuito, possui dinâmica de segunda ordem, com dois polos e um zero no semiplano esquerdo. Isso significa que a planta é estável, dado que sua margem de fase tende a  $-90^\circ$ . A planta que relaciona a tensão na entrada da malha Z e a corrente no indutor da malha Z é definida por  $Gv_{FV}(s)$ . Essa função de transferência possui característica de primeira ordem, com um polo na origem, o que também a torna estável. Portanto, as duas plantas do estágio c.c. - c.c. são simples, e apenas um controlador PI é capaz de estabilizar as variáveis de interesse com erro nulo em regime permanente.

As plantas  $Gi_d(s)$  e  $Gi_q(s)$  são idênticas e, portanto, basta projetar um controlador que atende a necessidade das duas. Em vista disso, para impor as dinâmicas no estágio de conversão c.c. - c.a., também é necessário projetar apenas dois controladores: um para  $Gi_d(s)$  e  $Gi_q(s)$ , e o outro para  $G\hat{v}_{ZO}(s)$ . As funções de transferências  $Gi_d(s)$  e  $Gi_q(s)$  possuem dinâmicas de primeira ordem, com apenas um polo no semiplano esquerdo, por consequência, suas margens de fase tendem a  $-90^\circ$ . A planta  $G\hat{v}_{ZO}(s)$  possui um polo na origem, desse modo, sua dinâmica também é de primeira ordem com margem de fase tendendo a  $-90^\circ$ . Em outras palavras, o estágio c.c. - c.a. possui plantas estáveis e de primeira ordem, e assim, a utilização de um controlador PI é suficiente para manter a estabilidade das variáveis de interesse com erro nulo em regime permanente.

O desacoplamento dos dois estágios de conversão e a implementação de uma estratégia de controle adequada, permite o projetista, trabalhar com plantas simples e estáveis. Isso reflete na simplicidade em projetar os controladores que são implementados nas malhas de controle.

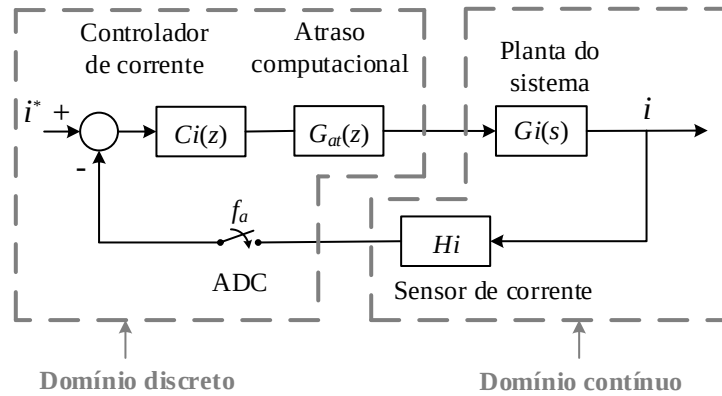
O desacoplamento entre os dois estágios de conversão e as plantas  $Gi_L(s)$ ,  $Gi_d(s)$  e  $Gi_q(s)$ , são ideias fundamentadas na literatura, entretanto, a estratégia de controle apresentada e as plantas  $Gv_{FV}(s)$  e  $G\hat{v}_{ZO}(s)$  que foram deduzidas, são contribuições originais desse trabalho.

## 4 PROJETO DOS CONTROLADORES DO INVERSOR FONTE Z

Neste capítulo é apresentado o projeto dos controladores que compõe o sistema, na forma digital, uma vez que o controle é implementado no DSC (*Digital Signal Controller*). Ao todo, são quatro projetos, dois compensadores de tensão e dois compensadores de corrente.

A estrutura básica das malhas de controle de corrente digital, que são implementadas neste trabalho, pode ser visualizada na Figura 46. Os blocos  $C_i(z)$  e  $G_{at}(z)$  representam o controlador digital e o atraso computacional do microprocessador, respectivamente. A função de transferência do atraso computacional no domínio discreto é equivalente à  $1/z$ . O sinal de realimentação é amostrado pelo ADC (*Analogic Digital Converter*) na frequência de amostragem, definida por  $f_a$ . Sendo assim, as variáveis  $C_i(z)$ ,  $G_{at}(z)$  e o ADC, pertencem ao domínio discreto. A planta do sistema  $G_i(s)$  e o ganho do sensor de corrente  $H_i$ , representam o domínio contínuo.

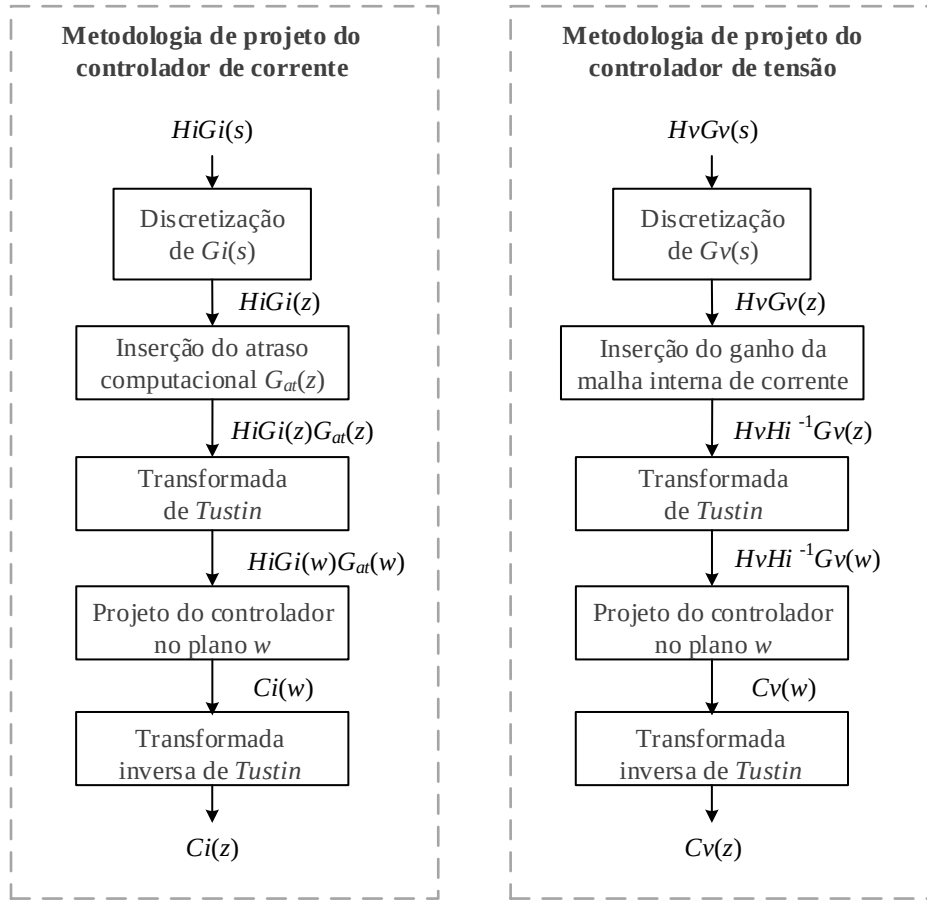
Figura 46 – Estrutura básica de uma malha de controle de corrente implementada digitalmente.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

O controlador  $C_i(z)$  é projetado através da metodologia da resposta em frequência no plano  $w$  (OGATA, 1995). Essa técnica resume-se na discretização da planta que está no domínio contínuo para o domínio discreto, ou seja,  $G_i(s)$  é convertida para  $G_i(z)$ , como ilustra a Figura 47. O ganho do sensor de corrente  $H_i$  não sofre nenhuma influência pois, esse representa uma constante. A informação do atraso computacional  $G_{at}(z)$  deve ser inserida no projeto. Através da transformada bilinear, conhecida como transformada de *Tustin*, as funções de transferências  $G_i(z)$  e  $G_{at}(z)$  são transportadas para semiplano contínuo, e o controlador de corrente é projetado nesse plano. Essa técnica permite realizar o projeto da mesma forma como é feito no domínio  $s$  contínuo, e sem perder os efeitos da discretização e do atraso computacional. Com o controlador projetado no plano  $w$ , esse é transportado para o plano  $z$  discreto, onde é representado em termo de equação das diferenças, a qual é inserida no DSC (STEIN, 2016).

Figura 47 – Fluxograma que representa a metodologia de controle de corrente e de tensão.

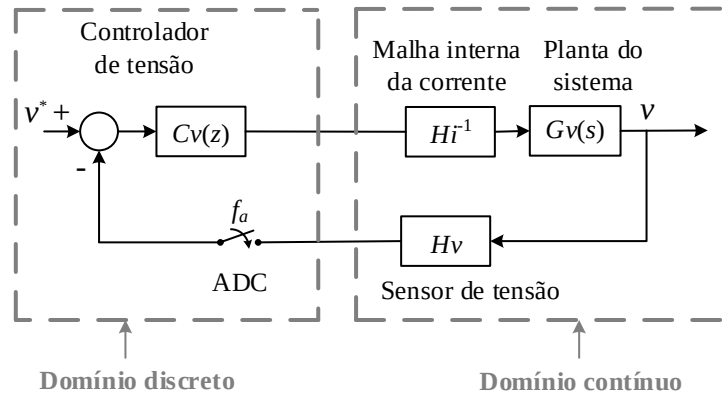


Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

A estrutura básica das malhas de controle de tensão digital, que são implementadas nesse trabalho, pode ser visualizada na Figura 48. Como foi mostrado no capítulo anterior, é adotada a estratégia de controle em cascata e, assim, a malha interna de corrente pode ser representada pelo inverso do ganho do sensor de corrente, ou seja,  $Hi^{-1}$ . Nesse caso, o atraso computacional não é considerado no sistema, uma vez que, no controle em cascata, a banda passante da malha de tensão é projetada para ser pelo menos, uma década abaixo em relação à malha de corrente. Isso garante que o atraso computacional não influencie nas malhas de tensão. O sensor de tensão  $Hv$ , o inverso do ganho do sensor de corrente  $Hi^{-1}$  e a planta de tensão  $Gv(s)$  compõe o domínio contínuo do sistema. O controlador de tensão  $Cv(z)$  e o ADC compõe o domínio discreto do sistema. A metodologia de projeto dos controladores de tensão obedece a mesma técnica apresentada no projeto dos controladores de corrente, a qual pode ser visualizada na Figura 47.

Como foi demonstrado, o projeto dos controladores é efetuado através da resposta em frequência no domínio  $w$ , utilizando o diagrama de *bode* das funções em malha aberta, sendo avaliados os parâmetros da margem de fase e frequência de cruzamento por zero. Os requisitos de projeto que garantem a estabilidade do sistema e uma boa resposta

Figura 48 – Estrutura básica de uma malha de controle de tensão implementada digitalmente.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

transitória são (OGATA, 2003), (BARBI, 2007):

- A inclinação da curva de ganho em dB deve ser igual a  $-20$  dB/dec na frequência de cruzamento por zero (0dB). Essa inclinação deve se manter por uma faixa de frequência ampla para garantir uma margem de fase adequada;
- A frequência de cruzamento por zero deve ser pelo menos quatro vezes menor que a frequência de comutação do conversor;
- O sistema deve possuir uma margem de fase entre  $30^\circ$  a  $90^\circ$ ;
- O ganho na região de baixa frequência deve ser elevado e na região de alta frequência o ganho deve ser atenuado para que os efeitos de ruído sejam minimizados.

Os parâmetros do conversor utilizados para realizar o projeto do controlador são apresentados na Tabela 2. Os valores dessas variáveis são os mesmos utilizados nos ensaios experimentais deste trabalho. Por motivo de disponibilidade de equipamentos do laboratório, os ensaios são realizados utilizando uma fonte de tensão que fornece em sua saída uma excursão entre 0 V a 100 V. Apesar de existir a possibilidade do conversor elevar a tensão por meio das etapas *boost*, existe um limite de ganho aplicável. As variáveis  $v_{FV}$ ,  $\hat{v}_{ZO}$ ,  $V_{ef}$  e  $P_i$  apresentadas na Tabela 2 estão em escala reduzida, em decorrência dessa limitação. No entanto, isso não invalida a teoria abordada neste trabalho, pois as plantas apresentadas dependem do estado de regime do sistema. Caso seja necessário validar o controle em escalas reais, basta reprojeter os controladores com base nas plantas calculadas a partir dos valores que ditam as condições reais de um sistema de geração fotovoltaica.

Tabela 2 – Parâmetros utilizados no projeto dos controladores do conversor.

| Variável       | Descrição                                            | Valor          |
|----------------|------------------------------------------------------|----------------|
| $v_{FV}$       | Tensão na entrada da malha Z                         | 55 V           |
| $\hat{v}_{ZO}$ | Valor de pico da tensão na saída da malha Z          | 95 V           |
| $C$            | Capacitância da malha Z                              | 940 $\mu$ F    |
| $L$            | Indutância da malha Z                                | 2 mH           |
| $r_C$          | Resistência série do capacitor da malha Z            | 250 m $\Omega$ |
| $r_L$          | Resistência série do indutor da malha Z              | 29 m $\Omega$  |
| $C_{FV}$       | Capacitância de desacoplamento                       | 470 $\mu$ F    |
| $L_f$          | Indutância do filtro $LC$ de saída                   | 1 mH           |
| $R_f$          | Resistência série do indutor do filtro $LC$ de saída | 100 m $\Omega$ |
| $C_f$          | Capacitância do filtro $LC$ de saída                 | 22 $\mu$ F     |
| $P_i$          | Potência na entrada do conversor                     | 192,5 W        |
| $f_s$          | Frequência de comutação do conversor                 | 20 kHz         |
| $f_a$          | Frequência de amostragem dos sinais                  | 20 kHz         |
| $V_{ef}$       | Valor eficaz da tensão entre fase e neutro da rede   | 24 V           |
| $f_r$          | Frequência da rede elétrica                          | 60 Hz          |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018

#### 4.1 PROJETO DOS CONTROLADORES DO ESTÁGIO C.C. - C.C.

Primeiramente é apresentado o projeto do compensador da corrente  $i_L$ . A função de transferência no plano  $w$ , que considera as plantas  $Gi_L(w)$  e  $G_{at}(w)$  é definida por:

$$\begin{aligned}
 Gri_L(w) &= G_{at}(w) Gi_L(w) , \\
 &= \underbrace{\frac{(w - 4 \cdot 10^4)}{(w + 4 \cdot 10^4)}}_{G_{at}(w)} \cdot \underbrace{\frac{1,05(w - 4 \cdot 10^4)(w + 69,97)}{(w^2 + 139,5w + 2,23 \cdot 10^5)}}_{Gi_L(w)} , \tag{4.1}
 \end{aligned}$$

onde  $Gi_L(w)$  representa a planta que relaciona a corrente no indutor da malha Z em função da razão cíclica de curto-circuito, no plano semi-contínuo  $w$ . E planta  $G_{at}(w)$  representa o atraso computacional nesse mesmo plano.

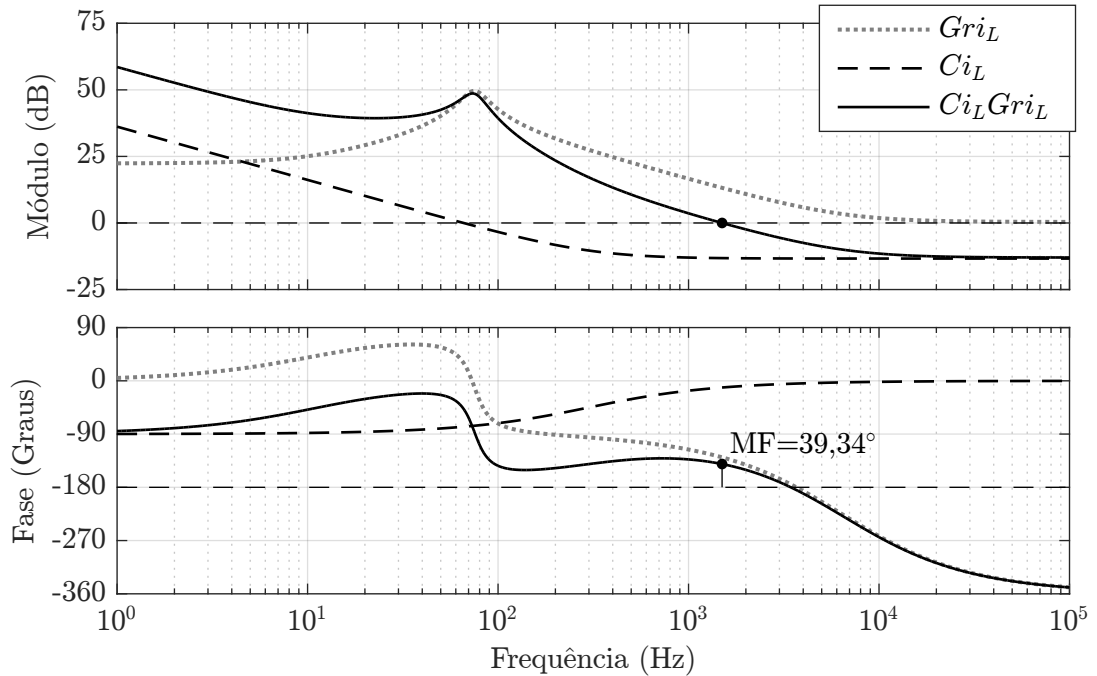
Nota-se que,  $Gri_L(w)$  possui dinâmica de terceira ordem, dois zeros de fase não mínima e um zero de fase mínima. O primeiro zero de fase não mínima e o primeiro polo são resultados do atraso computacional, e o segundo zero de fase não mínima é oriundo do processo de discretização da planta  $Gi_L(s)$ . O ganho do sensor de corrente e do modulador PWM são considerados unitários, uma vez que, essas variáveis são adicionadas na implementação do código do DSC.

A resposta em frequência da planta  $G_{i_L}(w)$  pode ser visualizada na Figura 49. Em baixas frequências, a curva do ganho tende a se aproximar de 25 dB e, a medida que a frequência aumenta, o ganho tende a tangenciar 0 dB, mas não cruza por zero. A fase parte de  $0^\circ$ , e a medida que a frequência aumenta, a fase tende a  $-360^\circ$ . Em virtude do ganho nunca cruzar por 0 dB e da fase tender a  $-360^\circ$ , esse sistema é instável. Logo, deve-se impor ao sistema uma frequência de cruzamento por zero e uma margem de fase entre  $30^\circ$  a  $90^\circ$ . Para atender a esses requisitos é utilizado o controlador PI que está sendo apresentado na relação abaixo:

$$C_{i_L}(w) = K_{P1} \frac{(w + z_1)}{w}, \quad (4.2)$$

o zero  $z_1$  do controlador é posicionado em 300 Hz, define-se então, um ganho proporcional  $K_{P1}$  igual a 0,21461. As respostas em frequência do controlador  $C_{i_L}(w)$  e do sistema resultante em malha aberta  $C_{i_L}(w)G_{i_L}(w)$  podem ser visualizadas na Figura 49. A margem de fase do sistema resultante em malha aberta é igual a  $39,34^\circ$  e a frequência de cruzamento por zero é igual 1,5 kHz. Essas características garantem a estabilidade do sistema em malha fechada.

Figura 49 – Resposta em frequência da malha de controle da corrente  $i_L$ . Diagrama de bode: da planta resultante  $G_{i_L}(w)$ , do controlador  $C_{i_L}(w)$  e do sistema resultante em malha aberta  $C_{i_L}(w)G_{i_L}(w)$ .



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

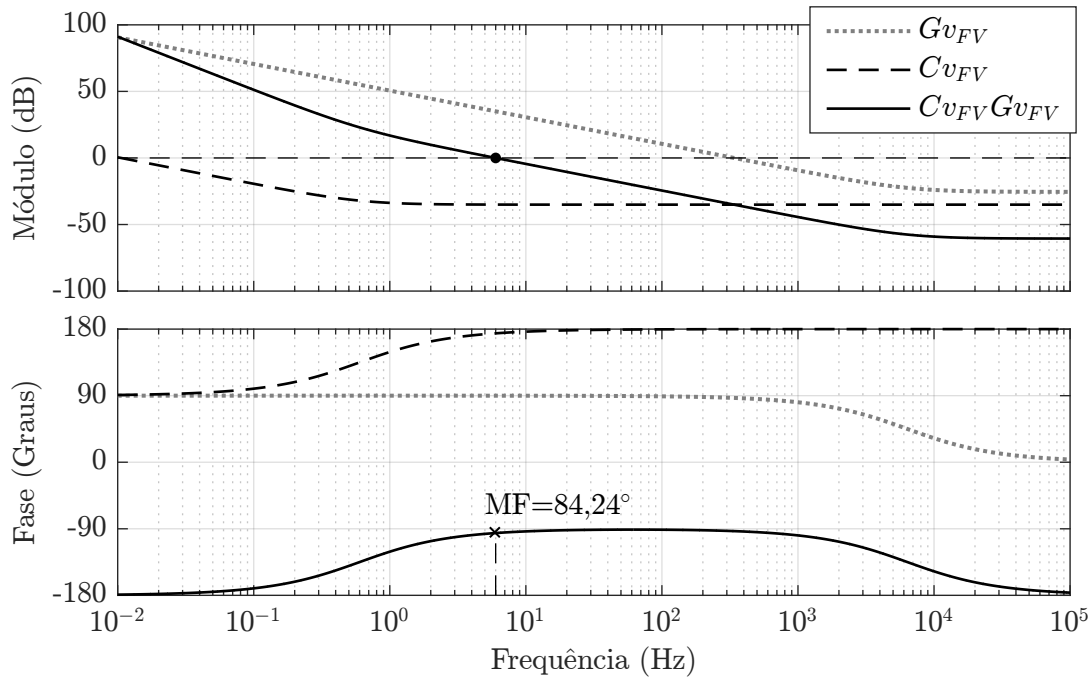
Para finalizar o controle do estágio c.c. - c.c., é necessário projetar o compensador da malha externa. Sendo assim, a função de transferência no plano  $w$  que relaciona  $v_{FV}$  e  $i_L$  é apresentada:

$$Gv_{FV}(w) = -53,19 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{(-w + 4,00 \cdot 10^4)}{w} . \quad (4.3)$$

A planta possui um polo na origem e um zero de fase não mínima, sendo que, esse zero surge em consequência do efeito da discretização de  $Gv_{FV}(s)$ . A resposta em frequência da equação (4.3) é ilustrada na Figura 50. Em baixas frequências a curva do ganho tende ao infinito, pois o sistema possui um polo na origem. A medida que a frequência aumenta, o ganho tende a  $-60$  dB, esse fenômeno ocorre em decorrência do zero de fase não mínima. Observa-se também que a curva da fase parte de  $90^\circ$ . Em situações onde o sistema é representado por um polo na origem, a fase deve partir de  $-90^\circ$ , porém, como apresentado no capítulo anterior, a planta representada pela relação (3.40) possui um ganho negativo e este sinal é refletido para o plano  $w$  como mostra a equação (4.3).

A medida que a frequência tende ao infinito a fase tende a  $0^\circ$ , isso porque o zero da planta possui característica de fase não mínima. No entanto, na frequência de cruzamento por zero a fase é igual a  $90^\circ$ . Isso significa que  $Gv_{FV}(w)$  é estável, mesmo após a discretização. O ganho do sensor de tensão é considerado unitário, uma vez que, essa variável é adicionada na implementação do código do DSC.

Figura 50 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão  $v_{FV}$ . Diagrama de bode: da planta  $Gv_{FV}(w)$ , do controlador  $Cv_{FV}(w)$  e do sistema resultante em malha aberta  $Cv_{FV}(w)Gv_{FV}(w)$ .



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Apesar de  $Gv_{FV}(w)$  apresentar dinâmica estável, é necessário projetar um controlador capaz de reduzir a frequência de cruzamento por zero e garantir o erro nulo em

regime permanente. Um controlador PI é capaz de atender esses dois requisitos:

$$Cv_{FV}(w) = -K_{P2} \frac{(w + z_2)}{w}, \quad (4.4)$$

onde, o ganho proporcional  $K_{P2}$  é definido por 0,01763 e o zero  $z_2$  é posicionado em 0,6 Hz para garantir uma margem de fase elevada. O ganho negativo do controlador  $Cv_{FV}(w)$  serve para compensar o sinal negativo da planta  $Gv_{FV}(w)$ , para que o sistema permaneça estável.

As respostas em frequência do controlador  $Cv_{FV}(w)$  e do sistema resultante em malha aberta  $Cv_{FV}(w)Gv_{FV}(w)$  são apresentadas na Figura 50. Em malha aberta o sistema resultante possui uma banda passante de 6 Hz e uma margem de fase de 84,24°. Isso significa que a banda passante da malha externa é muito menor que a banda passante da malha interna, mais que duas décadas, o que garante a estabilidade da estratégia de controle em cascata.

Quanto maior a distância entre as frequências de cruzamento das malhas externa e interna, mais estável o sistema se torna. Além do mais, os algoritmos de MPPT não exigem que a banda passante do controle seja elevada, pois as mudanças de temperatura e irradiância não ocorrem constantemente de forma instantânea. E ainda, garante-se que o controlador regule apenas o valor médio da tensão deixando de lado as ondulações de baixa frequência resultante do desbalanceamento da rede elétrica. Portanto, 6 Hz é uma frequência de cruzamento adequada para essa malha.

## 4.2 PROJETO DOS CONTROLADORES DO ESTÁGIO C.C. - C.A.

Primeiramente é apresentado o projeto do controle da malha interna do estágio c.c. - c.a., por consequência, a função de transferência resultante no plano  $w$ , que computa as informações das plantas  $G_{at}(w)$  e  $G_{i_d}(w)$  é apresentada:

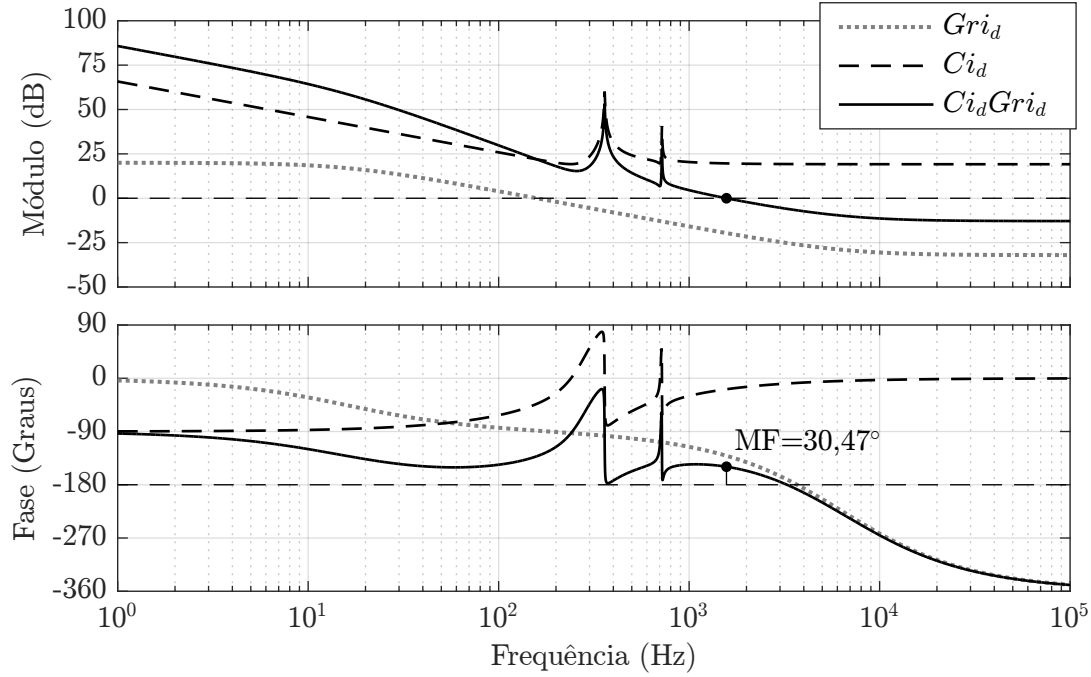
$$\begin{aligned} Gri_d(w) &= G_{at}(w)G_{i_d}(w) \\ &= \underbrace{\frac{(w - 4 \cdot 10^4)}{(w + 4 \cdot 10^4)}}_{G_{at}(w)} \cdot \underbrace{\frac{0,025(w - 4 \cdot 10^4)}{(w + 100)}}_{G_{i_d}(w)}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde  $G_{i_d}(w)$  é a função de transferência que representa a dinâmica da corrente de eixo direto no plano semi-contínuo.

Observa-se que a planta  $Gri_d(w)$  possui dois zeros de fase não mínima e dois polos. O primeiro zero e o primeiro polo derivam-se do efeito do atraso computacional, e o segundo zero é oriundo da discretização de  $G_{i_d}(s)$ . A resposta em frequência da planta  $Gri_d(w)$  é ilustrada na Figura 51.

Em baixas frequências o gráfico do ganho tende a um valor próximo de 25 dB e, conforme a frequência aumenta, o ganho tende a um valor próximo de -25 dB. O gráfico

Figura 51 – Resposta em frequência da malha de controle da corrente  $i_d$ . Diagrama de bode: da planta resultante  $G_{ri_d}(w)$ , do controlador  $C_{i_d}(w)$  e do sistema resultante em malha aberta  $C_{i_d}(w)G_{ri_d}(w)$ .



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

da fase inicia-se em  $0^\circ$  e, a medida que a frequência aumenta, a fase tende a  $-360^\circ$ . Em 150 Hz, o gráfico do ganho cruza por 0dB e nesse instante a fase é igual a  $-90^\circ$ , em vista disso, a planta é estável, mesmo perante às influências do atraso computacional e da discretização. O ganho do sensor de corrente e do modulador PWM são considerados unitários, uma vez que, essas variáveis são adicionadas na implementação do código do DSC.

Para garantir erro nulo em regime permanente e uma boa dinâmica, propõe-se utilizar um controlador do tipo proporcional integral mais ressonante (PI + ressonante) (LIMONGI et al., 2009), como mostra a relação seguinte:

$$C_{i_d}(w) = \underbrace{K_{P3} \cdot \frac{(w + z_3)}{w}}_{PI} + \underbrace{\sum_{h=6,12,18,\dots} K_{ih} \cdot \frac{2\omega_{ch} w}{w^2 + 2\omega_{ch} w + \omega_h^2}}_{\text{parcela ressonante}}. \quad (4.6)$$

A parcela ressonante é inserida para garantir a compensação das componentes harmônicas existentes na rede elétrica. Isso porque que a banda passante do controlador PI não pode ser demasiadamente elevada, pois o efeito da discretização e do atraso computacional acabam reduzindo a margem de fase do sistema. A estrutura dos controladores ressonantes utilizada não possui ganho infinito na frequência de ressonância, no entanto, possui elevado ganho nessa frequência. Os parâmetros de ajuste dos controladores resso-

nantes são: o ganho proporcional de cada parcela ressonante  $K_{ih}$ , a frequência das bandas laterais  $\omega_{ch}$ , a frequência de ressonância  $\omega_h$  e a ordem das componentes harmônicas  $h$ .

Em uma rede típica, a qual alimenta um conjunto de retificadores trifásicos, circulam correntes harmônicas definidas por  $\pm 6n + 1$ , onde  $n = \{1, 2, 3, \dots\}$ . Se considerar que a componente fundamental possui sequência positiva, as correspondentes correntes harmônicas em termos de sequência e ordem, em referencial estacionário e síncrono, podem ser visualizadas na Tabela 8 (LIMONGI et al., 2009).

Tabela 3 – Equivalência entre as componentes harmônicas nos referenciais estacionário e síncrono.

| Harmônicas no referencial estacionário ( $\alpha\beta$ ) | Sequência | Harmônicas no referencial síncrono $dq$ |
|----------------------------------------------------------|-----------|-----------------------------------------|
| +1 (fundamental)                                         | positiva  | c.c.                                    |
| -5                                                       | negativa  | -6                                      |
| +7                                                       | positiva  | +6                                      |
| ...                                                      | ...       | ...                                     |
| $-6n + 1$                                                | negativa  | $-6n$                                   |
| $+6n + 1$                                                | positiva  | $6n$                                    |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018

Observa-se que a quinta harmônica de sequência negativa no referencial estacionário é equivalente à sexta harmônica de sequência negativa no referencial síncrono. Analogamente, a sétima harmônica de sequência positiva no referencial estacionário é equivalente à sexta harmônica de sequência positiva no referencial síncrono. Isso porque, a velocidade angular da componente fundamental no referencial síncrono soma-se com as velocidades angulares das harmônicas que estão representadas no referencial estacionário.

Portanto, para controlar as componentes harmônicas de ordem -5, +7, -11 e +13, em referencial estacionário, deve-se projetar as frequências de ressonâncias dos controladores para regular as harmônicas de ordem  $\pm 6$  e  $\pm 12$ . Pois o controle de corrente é baseado em referencial síncrono. Os parâmetros do controlador PI ressonante podem ser visualizados na Tabela 4. O ganho proporcional de um controlador ressonante influencia diretamente na amplitude e nas bandas laterais da ressonância. Quanto maior forem os valores de  $K_{i6}$  e  $K_{i12}$  maior são as amplitudes e as bandas laterais da ressonância. Isso pode ser interpretado com uma característica positiva, entretanto, esses ganhos reduzem a margem de fase do sistema e não podem ser escolhidos de forma arbitrária, ou elevados de forma demasiada. O mesmo exemplo se aplica aos parâmetros  $w_{c6}$  e  $w_{c12}$ . Essas frequências influenciam diretamente nas bandas laterais e na margem de fase do sistema. Portanto, os parâmetros  $K_{i6}$ ,  $K_{i12}$ ,  $w_{c6}$  e  $w_{c12}$  são escolhidos de forma a garantir que os controladores ressonantes tenham o máximo de ganho nas harmônicas de interesse com

bandas laterais razoavelmente largas, e ao mesmo tempo, garantindo uma margem de fase adequada ao sistema.

Tabela 4 – Parâmetros do controlador PI ressonante  $Ci_d(w)$ .

| Parâmetros     | Descrição                                                                   | Valor    |
|----------------|-----------------------------------------------------------------------------|----------|
| $K_{P3}$       | Ganho proporcional do controlador PI                                        | 9,082    |
| $z_3$          | Zero do controlador PI                                                      | 1,35 kHz |
| $K_{i6}$       | Ganho proporcional do controlador ressonante da harmônica de ordem $\pm 6$  | 1000     |
| $\omega_{c6}$  | frequência das bandas laterais do controlador ressonante de ordem $\pm 6$   | 1,2 Hz   |
| $\omega_6$     | frequência de ressonância do controlador ressonante de ordem $\pm 6$        | 360 Hz   |
| $K_{i12}$      | Ganho proporcional do controlador ressonante da harmônica de ordem $\pm 12$ | 100      |
| $\omega_{c12}$ | frequência das bandas laterais do controlador ressonante de ordem $\pm 12$  | 1,2 Hz   |
| $\omega_{12}$  | frequência de ressonância do controlador ressonante de ordem $\pm 12$       | 720 Hz   |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018

As respostas em frequência do controlador  $Ci_d(w)$  e do sistema resultante em malha aberta  $Ci_d(w)Gri_d(w)$  podem ser visualizadas na Figura 51. A frequência de cruzamento por zero do sistema resultante em malha aberta é igual 1,5 kHz sendo que a margem de fase é igual a  $30,47^\circ$ . Essas características garantem a estabilidade do sistema em malha fechada. Vale ressaltar que não é demonstrado o projeto do controlador de  $i_q$ , pois as plantas das correntes  $i_d$  e  $i_q$  são análogas, sendo assim, basta replicar esse controlador para a malha de  $i_q$ .

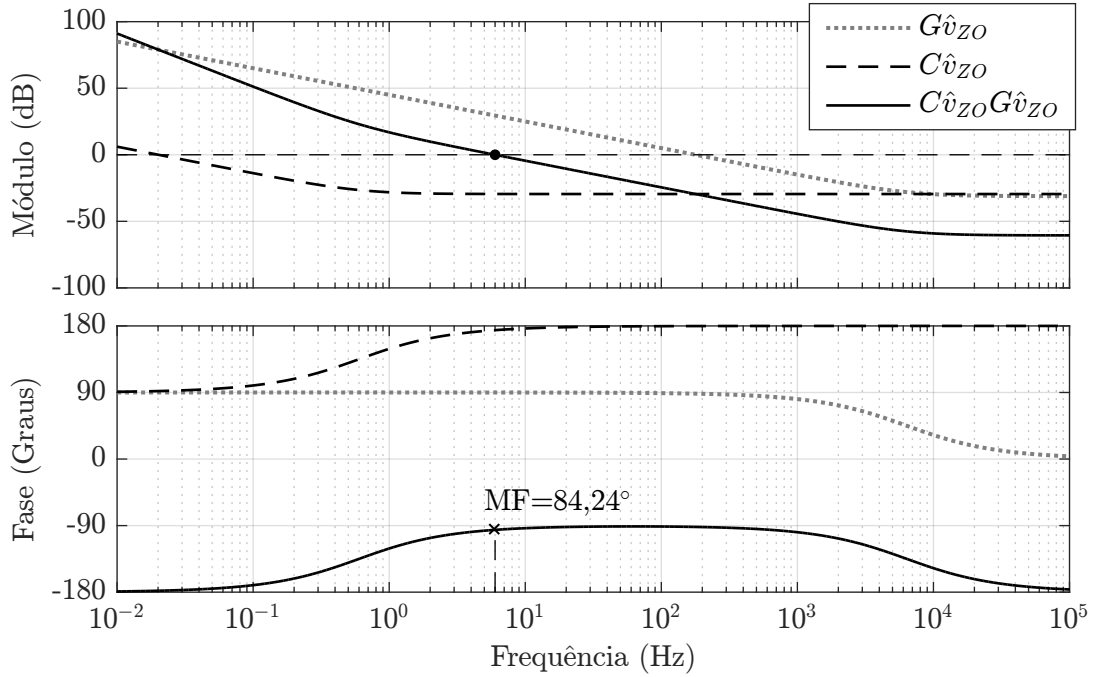
Ao finalizar o controle da malha interna do estágio c.c. - c.a., é necessário projetar o compensador de tensão da malha externa. Portanto, a função de transferência no plano  $w$ , que representa a dinâmica da tensão na saída da malha Z é igual a:

$$G\hat{v}_{ZO}(w) = -27,97 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{(-w + 4,00 \cdot 10^4)}{w}. \quad (4.7)$$

A planta possui um polo na origem e um zero de fase não mínima, sendo que, esse zero surge em consequência do efeito da discretização de  $G\hat{v}_{ZO}(s)$ . A resposta em frequência da equação (4.7) é ilustrada na Figura 52. Em baixas frequências a curva do ganho tende ao infinito, pois o sistema possui um polo na origem. A medida que a frequência aumenta, o ganho tende a  $-60$  dB, esse fenômeno ocorre em decorrência do zero de fase não mínima. A curva da fase parte de  $90^\circ$  e, a medida que a frequência aumenta a fase tende a  $0^\circ$ . No entanto, na frequência de cruzamento por zero a fase é igual a  $90^\circ$ . Isso significa que  $G\hat{v}_{ZO}(w)$  é estável, mesmo após a discretização. O ganho do sensor de

tensão é considerado unitário, uma vez que, essa variável é adicionada na implementação do código do DSC.

Figura 52 – Análise no domínio da frequência da malha de controle da tensão  $\hat{v}_{ZO}$ . Diagrama de bode: da planta  $G\hat{v}_{ZO}(w)$ , do controlador  $C\hat{v}_{ZO}(w)$  e do sistema resultante em malha aberta  $C\hat{v}_{ZO}(w)G\hat{v}_{ZO}(w)$ .



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Apesar de  $G\hat{v}_{ZO}(w)$  apresentar dinâmica estável, é necessário projetar um controlador capaz de reduzir a frequência de cruzamento por zero e garantir erro nulo em regime permanente. O controlador PI é capaz de atender esses dois requisitos:

$$C\hat{v}_{ZO}(w) = -K_{P4} \frac{(w + z_4)}{w}, \quad (4.8)$$

onde, o ganho proporcional  $K_{P4}$  é definido por 0,03353 e o zero  $z_4$  é posicionado em 0,6 Hz para garantir uma margem de fase elevada. O ganho negativo do controlador  $C\hat{v}_{ZO}(w)$  serve para compensar o sinal negativo da planta, para que o sistema permaneça estável.

A resposta em frequência do controlador  $C\hat{v}_{ZO}(w)$  e do sistema resultante em malha aberta  $C\hat{v}_{ZO}(w)G\hat{v}_{ZO}(w)$  é apresentada na Figura 52. Em malha aberta o sistema resultante possui uma banda passante de 6 Hz e uma margem de fase de 84,24°. Isso significa que a banda passante da malha externa é muito menor que a banda passante da malha interna, mais que duas décadas. É possível escolher uma banda passante um pouco acima, porém, em 6 Hz é mais propício para que o controlador filtre os ruídos existentes na implementação prática, e ainda, quanto maior a distância entre as frequências de cruzamento das malhas interna e externa, mais estável se torna o sistema.

Observa-se que a banda passante dos controladores de tensão dos estágios c.c. - c.c. e c.c. - c.a. são iguais, ou seja, 6 Hz. Também é possível utilizar bandas passantes distintas para esses dois controladores e manter a estabilidade do sistema. Pois as malhas de controle desses estágios estão desacopladas. O mais importante é garantir que a banda passante da malha interna de corrente seja maior que a banda passante da malha externa de tensão. Essa regra deve ser obedecida tanto para a malha de controle do estágio c.c. - c.c. quanto para a malha de controle do estágio c.c. - c.a..

### 4.3 CONCLUSÃO

A estratégia de controle digital, a qual utiliza as funções de transferências no domínio  $w$  semi-contínuo, mostra-se eficaz, pois é possível projetar os controladores da mesma forma como é realizado no domínio  $s$  contínuo. E ainda, essa metodologia inclui as dinâmicas do atraso computacional e do processo de discretização.

É importante projetar o controlador levando em conta esses efeitos pois, caso contrário, o sistema pode se tornar instável. Um exemplo é planta a  $G_{ri_L}(w)$ , a qual apresenta dinâmica instável em decorrência da adição dos efeitos digitais. Entretanto, este impasse não traz dificuldades no projeto do controlador, pois a planta característica no domínio  $s$  contínuo é simples e estável. As demais plantas mostraram-se estáveis, mesmo após a inserção dos efeitos digitais. E assim, é extremamente simples implementar os seus respectivos controladores.

Todas as facilidades encontradas no projeto dos controladores é apenas uma consequência da metodologia utilizada na obtenção das plantas e da estratégia de controle proposta.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de validar todo o desenvolvimento teórico abordado neste trabalho, são apresentados os resultados experimentais. Os ensaios são realizados a partir de um protótipo montado em laboratório. O objetivo é analisar o desempenho dos controladores perante aos distúrbios em que um sistema de geração fotovoltaica é submetida. Também há a necessidade de verificar a qualidade da energia que o inversor fornece à rede elétrica. Portanto, os seguintes ensaios são propostos:

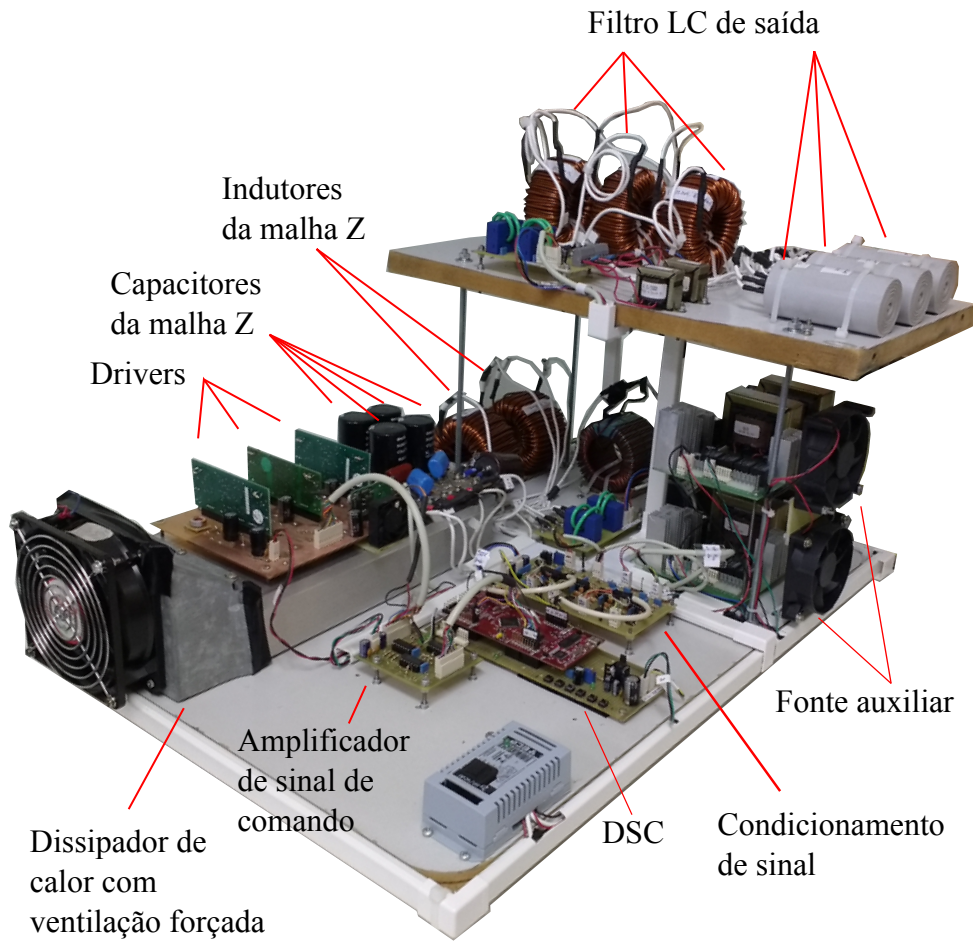
- Análise em regime permanente das formas de ondas:  $v_{FV}$ ,  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $v_{ZO}$ ,  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ . O objetivo é validar o funcionamento básico do conversor.
- Degrau na referência da tensão de entrada da malha Z. Pois em situações reais, o controle deve ser capaz seguir as referências de tensão impostas por um algoritmo MPPT;
- Degrau na referência da tensão na saída da malha Z;
- Degrau na corrente de entrada da malha Z, que é análogo a um de grau de corrente fornecido pelos painéis fotovoltaicos. Esse ensaio simula a situação a qual os painéis FV são submetidos às variações de radiação solar e de temperatura;
- Análise em regime permanente das formas:  $v_{ru}$  e  $i_u$ . Pois, é importante garantir que essas variáveis estejam em fase;
- Análise do conteúdo harmônico da corrente fornecida pelo inversor, pois existem normas as quais regulamentam a máxima taxa de distorção harmônica da corrente fornecida pelo inversor.

O protótipo utilizado nos ensaios é apresentado na Figura 53 e a lista com os principais componentes podem ser visualizados na Tabela 5. Os parâmetros utilizados nos ensaios podem ser visualizados na Tabela 6, embora os parâmetros nominais do conversor estão representados na Tabela 7.

Vale lembrar que os ensaios foram realizados em escala reduzida, em função da disponibilidade de equipamentos do laboratório, pois, os painéis fotovoltaicos são simulados através de uma fonte que possui um alcance de no máximo 100 V, em seus terminais de saída. Por esse motivo, a tensão fase-fase da rede é ajustada em 60 V de pico, por meio de um autotransformador variável. Entretanto, essas condições não invalidam a estratégia de controle proposta nesse trabalho.

A Figura 54 mostra o diagrama elétrico da montagem utilizada para realizar os ensaios experimentais. É conectada uma fonte c.c. que simula o comportamento de um painel fotovoltaico na entrada da malha Z. O protótipo é conectado à rede elétrica através de um autotransformador variável trifásico.

Figura 53 – Protótipo do inversor fonte Z trifásico montado em laboratório.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Tabela 5 – Principais componentes utilizados na montagem do protótipo.

| Variável | Descrição                                          | Valor             |
|----------|----------------------------------------------------|-------------------|
| $C$      | Capacitância da malha Z                            | 940 $\mu\text{F}$ |
| $L$      | Indutância da malha Z                              | 2 mH              |
| $r_C$    | Resistência série do capacitor da malha Z          | 250 m $\Omega$    |
| $r_L$    | Resistência série do indutor da malha Z            | 29 m $\Omega$     |
| $C_{FV}$ | Capacitância de desacoplamento                     | 470 $\mu\text{F}$ |
| $L_f$    | Indutância do filtro LC de saída                   | 1 mH              |
| $R_f$    | Resistência série do indutor do filtro LC de saída | 100 m $\Omega$    |
| $C_f$    | Capacitância do filtro LC de saída                 | 22 $\mu\text{F}$  |
| $D_1$    | Diodo da malha Z                                   | APT30D100B        |
| $S$      | Interruptores do inversor                          | IRGPF50WD         |
| DSC      | Controlador Digital de Sinais                      | TMS320F28377S     |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018

Tabela 6 – Parâmetros utilizados nos ensaios experimentais.

| Variável       | Descrição                                                                                            | Valor   |
|----------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|
| $v_{FV}$       | Tensão na entrada da malha Z                                                                         | 55 V    |
| $\hat{v}_{ZO}$ | Valor de pico da tensão na saída da malha Z                                                          | 95 V    |
| $P_i$          | Potência na entrada do conversor                                                                     | 192,5 W |
| $f_s$          | Frequência de comutação do conversor                                                                 | 20 kHz  |
| $f_a$          | Frequência de amostragem dos sinais                                                                  | 20 kHz  |
| $V_{ef}$       | Valor eficaz da tensão entre fase e neutro nos terminais do secundário do autotransformador variável | 24 V    |
| $f_r$          | Frequência da rede elétrica                                                                          | 60 Hz   |

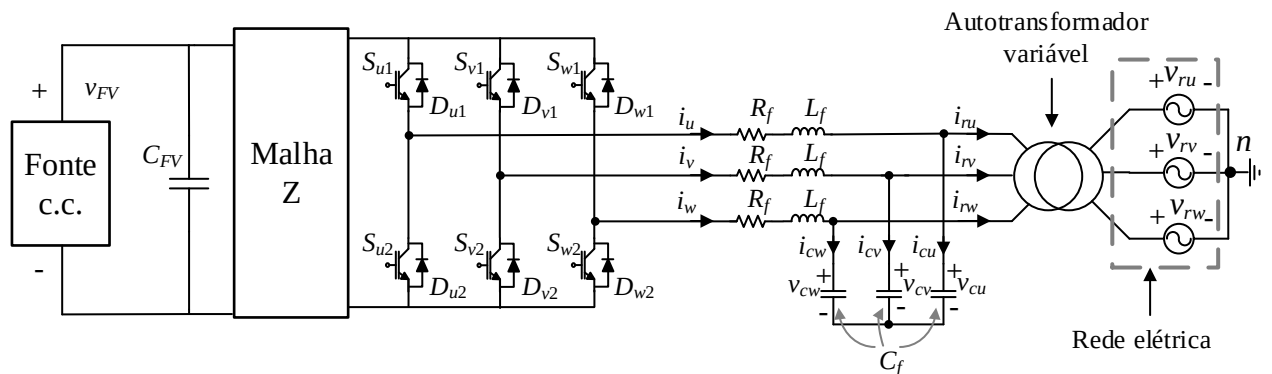
Fonte: elaborada pelo autor, 2018

Tabela 7 – Parâmetros nominais do inversor fonte Z.

| Variável       | Descrição                                                                                            | Valor  |
|----------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| $v_{FV}$       | Tensão na entrada da malha Z                                                                         | 350 V  |
| $\hat{v}_{ZO}$ | Valor de pico da tensão na saída da malha Z                                                          | 450 V  |
| $P_i$          | Potência na entrada do conversor                                                                     | 4 kW   |
| $f_s$          | Frequência de comutação do conversor                                                                 | 20 kHz |
| $f_a$          | Frequência de amostragem dos sinais                                                                  | 20 kHz |
| $V_{ef}$       | Valor eficaz da tensão entre fase e neutro nos terminais do secundário do autotransformador variável | 127 V  |
| $f_r$          | Frequência da rede elétrica                                                                          | 60 Hz  |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018

Figura 54 – Diagrama elétrico da montagem experimental.



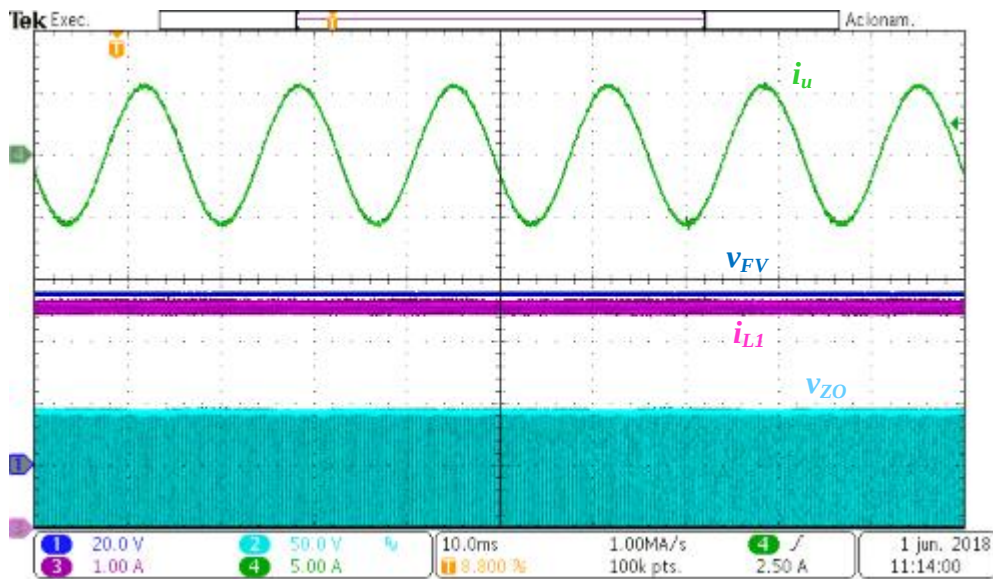
Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

## 5.1 ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDAS EM REGIME PERMANENTE

Com o objetivo de validar o funcionamento do ZSI são apresentados os resultados experimentais do conversor operando em regime permanente. A Figura 55 mostra as formas de ondas da tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ), da corrente no indutor  $L_1$  da malha Z ( $i_{L1}$ ), da tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) e da corrente no indutor do filtro  $LC$  da fase  $u$  ( $i_u$ ).

A referência da tensão na entrada da malha Z é ajustada em 55 V e observa-se que  $v_{FV}$  opera exatamente nesse valor. A tensão  $v_{FV}$  não sofre ondulação de baixa frequência, sendo essa uma característica adequada para esta aplicação. A referência da corrente  $i_{L1}$  é imposta pela malha de controle de  $v_{FV}$ . Observa-se que o valor médio de  $i_{L1}$  é aproximadamente igual a 3,5 A e esse comportamento já era previsto, visto que a fonte de corrente  $i_{FV}$  é ajustada para fornecer uma corrente constante igual a 3,5 A. Logo, para manter tensão  $v_{FV}$  constante, o valor médio das correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  devem ser iguais ao valor médio da corrente fornecida pela fonte de corrente. Vale ressaltar que a corrente  $i_{L2}$

Figura 55 – Formas de ondas em regime permanente: tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ , canal 1: 20V/div), corrente no indutor 1 da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 1A/div), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ , canal 2: 50V/div) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  de saída ( $i_u$ , canal 4: 5A/div). A escala horizontal é igual a 200 ms por divisão.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

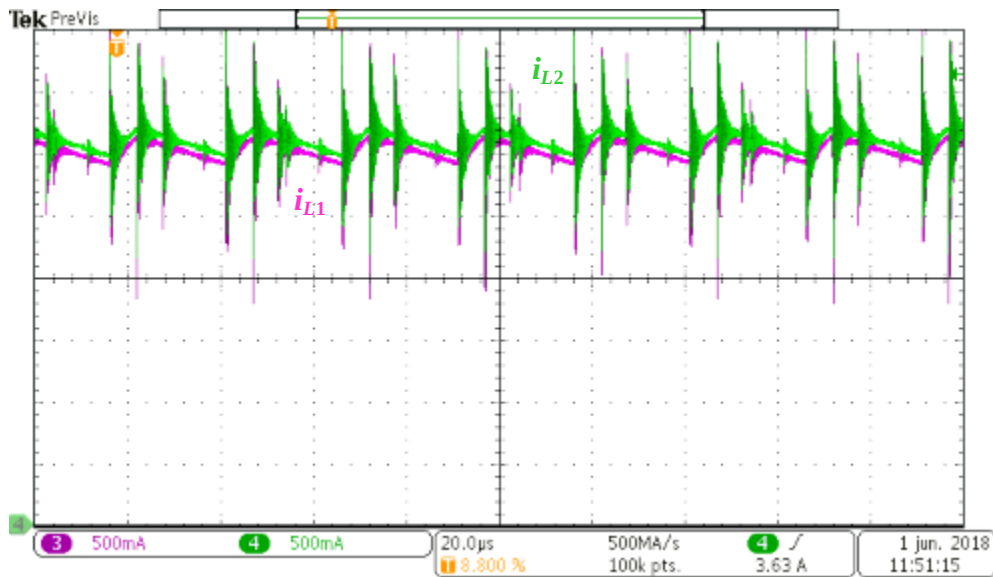
não é apresentada na Figura 55 pois o osciloscópio utilizado é de quatro canais. Embora, sabe-se que as correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  se comportam de forma idênticas em função do tempo e ainda, possuem valores médios muito próximos. A ondulação de  $i_{L1}$  é aproximadamente igual a 500 mA. A referência do valor de pico da tensão na saída da malha Z é ajustada em 95 V e, constata-se que,  $v_{ZO}$  opera exatamente em 95 V durante os vetores nulos e ativos.

Como esperado, o sinal  $v_{ZO}$  é um sinal pulsado. A referência da corrente  $i_u$  é imposta pela malha de controle de  $v_{ZO}$  e o valor de pico de  $i_u$  é aproximadamente igual a 6 A. Portanto, as principais variáveis do sistema se comportam de forma adequada.

A Figura 56 apresenta as formas de ondas em regime permanente das correntes nos indutores da malha Z ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ). Os dois sinais se comportam de forma semelhante e os seus respectivos valores médios são aproximadamente iguais a 3 A. Entretanto, as correntes não estão totalmente sobrepostas, como se espera na teoria. Essa sutil diferença é comum na prática, pois, a malha Z não é perfeitamente simétrica, tendo em vista que, os fabricantes não garantem que as capacitâncias, as indutâncias e os elementos parasitas dos componentes tenham valores idênticos. Além do mais, a precisão das ponteiros de corrente também influencia na diferença entre os resultados.

Vale ressaltar que os valores médios das correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  são 500 mA inferiores em relação a corrente  $i_{L1}$  visto na Figura 55. Isso porque, no caso da Figura 56, a fonte de corrente é ajustada para operar com valor médio igual a 3 A.

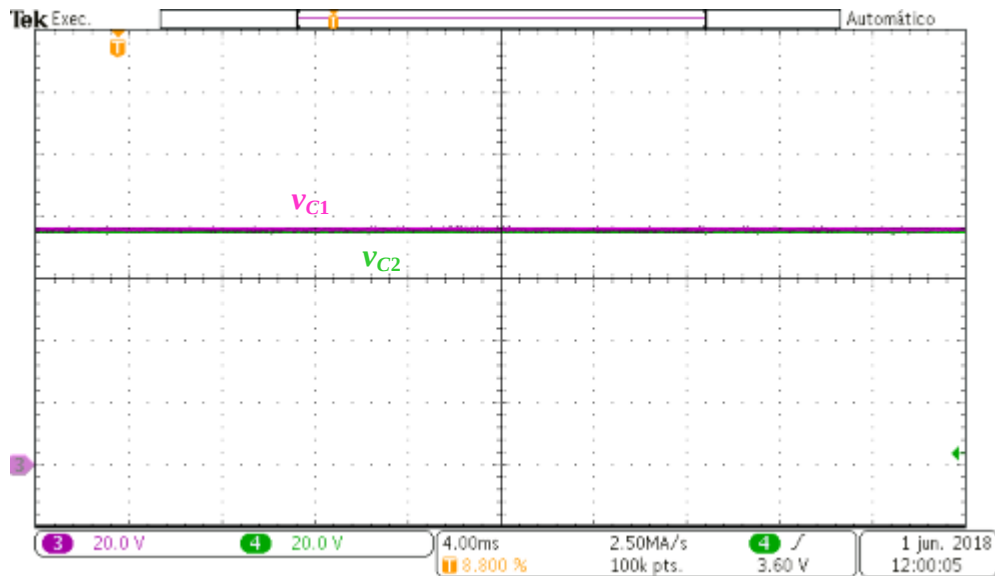
Figura 56 – Formas de ondas em regime permanente: corrente no indutor  $L_1$  da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 500mA/div) e corrente no indutor  $L_2$  da malha Z ( $i_{L2}$ , canal 4: 500mA/div). A escala horizontal é igual a 20  $\mu$ s por divisão.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

A Figura 57 apresenta as formas de ondas em regime permanente das tensões nos capacitores da malha Z ( $v_{C1}$  e  $v_{C2}$ ). Os valores médios das tensões são aproximadamente iguais a 75 V, embora, observa-se que os dois sinais não estão totalmente sobrepostos. A assimetria da malha Z é um fator que influencia na diferença entre os valores médios de  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$ , assim como a precisão das ponteiros de tensão. Não há ondulação de baixa frequência nos dois sinais de tensão, o que é uma característica adequada para essa aplicação.

Figura 57 – Formas de ondas em regime permanente: tensão no capacitor  $C_1$  da malha Z ( $v_{C1}$ , canal 3: 20V/div) e tensão no capacitor  $C_2$  da malha Z ( $v_{C2}$ , canal 4: 20V/div). A escala horizontal é igual a 4 ms por divisão.

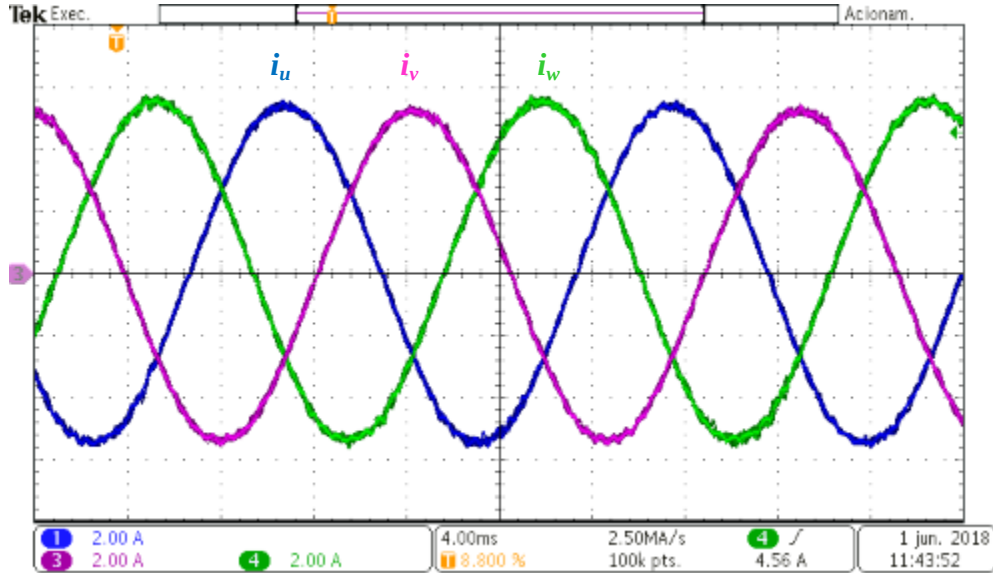


Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

A Figura 58 mostra as formas de ondas em regime permanente das correntes  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ . As três correntes estão defasadas de  $120^\circ$  e o período de cada senoide é aproximadamente igual a 16,6 ms e conseqüentemente, a frequência é igual a 60 Hz. Os valores de pico das três correntes são aproximadamente iguais a 5,5 A, entretanto,  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  não são perfeitamente balanceadas. Esse fenômeno ocorre em virtude das tensões da rede elétrica serem desbalanceadas. As três formas de ondas não possuem nível médio, sendo essa uma característica adequada para a aplicação.

A partir dos resultados apresentados, conclui-se que o conversor opera adequadamente apesar das não idealidades existentes no sistema.

Figura 58 – Formas de ondas em regime permanente: corrente no indutor da fase  $u$  ( $i_u$ , canal 1: 2A/div), corrente no indutor da fase  $v$  ( $i_v$ , canal 3: 2A/div) e corrente no indutor da fase  $w$  ( $i_w$ , canal 4: 2A/div). A escala horizontal é igual a 4 ms por divisão.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

## 5.2 RESPOSTA DINÂMICA DOS CONTROLADORES

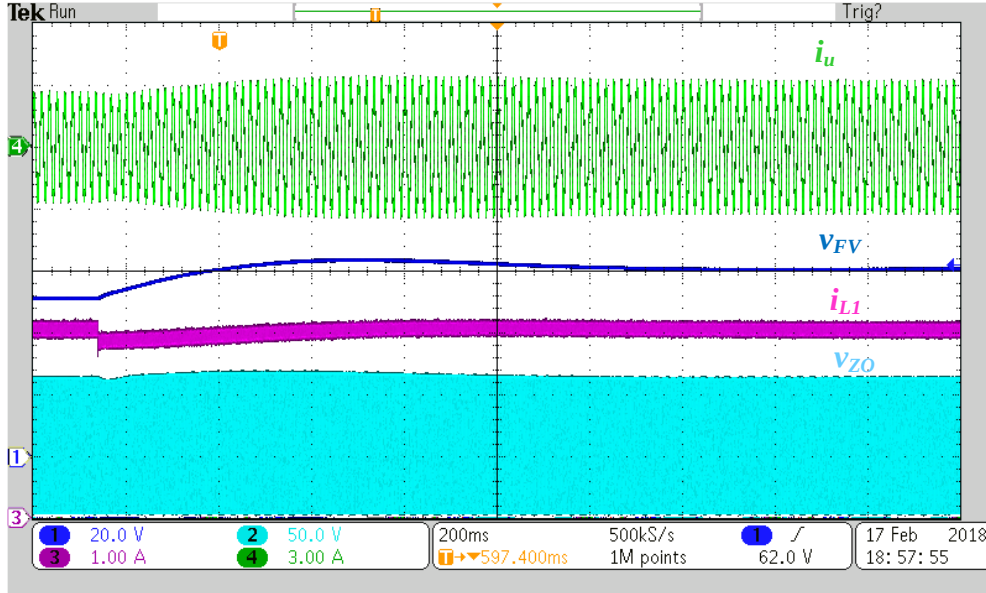
Para verificar o desempenho dos controladores do estágio c.c. - c.c. é aplicado um degrau de 10 V na referência  $v_{FV}^*$ . Em situações reais, o controlador da tensão  $v_{FV}$  deve ser capaz de seguir a referência que é imposta pelo algoritmo MPPT.

As formas de ondas adquiridas experimentalmente da tensão  $v_{FV}$ , da corrente  $i_{L1}$ , da tensão  $v_{ZO}$  e da corrente  $i_u$  podem ser visualizadas na Figura 59. Vale ressaltar que as correntes nos indutores possuem a mesma dinâmica, pois considera-se que a malha Z é simétrica e, portanto, é apresentado apenas a forma de onda  $i_{L1}$ . Da mesma forma, as formas de ondas das correntes  $i_v$  e  $i_w$  não estão sendo apresentadas. Entretanto, como o controle age de forma simétrica nas três fases, a análise da fase  $u$  já é suficiente para validar o controle de corrente do estágio c.c. - c.a.

No instante do degrau a corrente  $i_{L1}$  atua de forma a zerar o erro entre  $v_{FV}$  e  $v_{FV}^*$ . A tensão  $v_{FV}$  possui um pico igual a 64 V e, após 1,2 s o sinal atinge o valor de regime permanente igual a 60 V. O valor de pico da tensão na saída da malha Z não sofre influência significativa, mesmo havendo uma perturbação no estágio c.c. - c.c., pois  $\hat{v}_{ZO}$  é controlada por uma malha independente. No instante do degrau, a corrente  $i_u$  atua de forma a manter o valor de pico da tensão na saída da malha Z inalterada.

A Figura 60 apresenta as formas de ondas da simulação mediante a um degrau na referência  $v_{FV}^*$ , a qual respeita as mesmas condições impostas na análise da Figura 59. O

Figura 59 – Formas de ondas medidas experimentalmente, mediante a um degrau positivo na referência de tensão  $v_{FV}^*$ : tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ , canal 1: 20V/div), corrente no indutor 1 da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 1A/div), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ , canal 2: 50V/div) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  de saída ( $i_u$ , canal 4: 3A/div). A escala horizontal é igual a 200 ms por divisão.



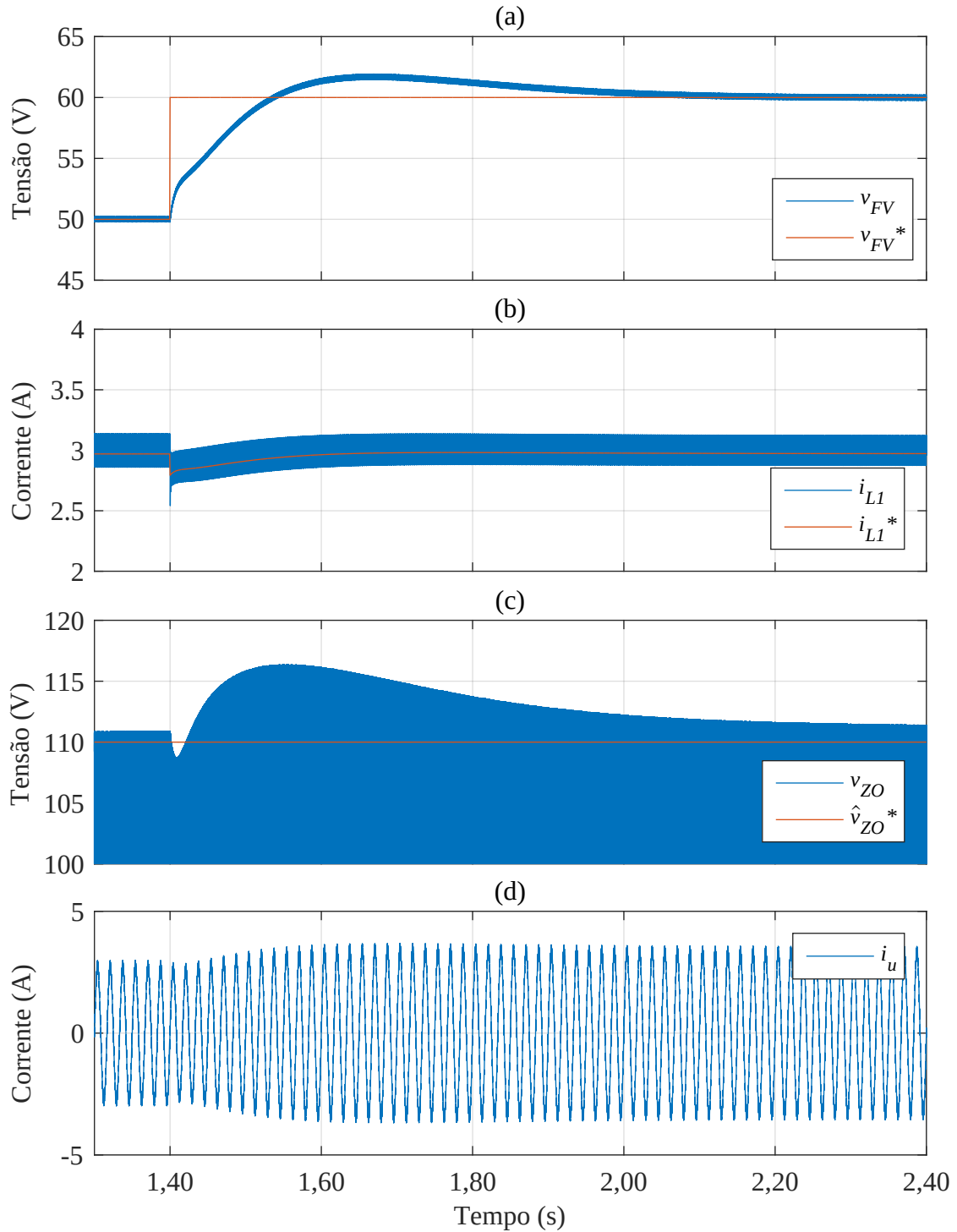
Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

objetivo é realizar uma comparação a nível qualitativo entre as dinâmicas dos controladores da simulação e do experimento, quando ocorre uma variação na referência  $v_{FV}^*$ . A Figura 60 (a), Figura 60 (b), Figura 60 (c) e a Figura 60 (d), representam as formas de ondas  $v_{FV}$ ,  $i_{L1}$ ,  $v_{ZO}$ , e  $i_u$ , respectivamente.

A tensão  $v_{FV}$  possui um pico aproximadamente igual a 62 V e, após 1 s o sinal atinge o valor de regime permanente. Comparando com o experimento, a sobretensão em relação ao valor de regime é 2 V menor e o tempo de estabilização é 200 ms menor, ou seja, na simulação o controlador de  $v_{FV}$  é ligeiramente mais rápido. A corrente  $i_{L1}$  age de forma a corrigir o erro na tensão  $v_{FV}$ , reduzindo o seu valor para 2,5 A instantaneamente e, após 1 s o sinal atinge o valor de regime permanente. A tensão  $v_{ZO}$  sofre um leve afundamento e, em seguida, sofre uma sobretensão aproximadamente igual a 6 V em relação ao valor de regime. Após 1 s,  $v_{ZO}$  estabiliza em seu valor de regime permanente. A corrente  $i_u$  aumenta gradativamente o seu valor de pico para manter a tensão  $v_{ZO}$  no valor de referência e, após 1 s,  $i_u$  atinge o valor de regime permanente. Os comportamentos dinâmicos das formas de ondas da simulação são similares aos apresentados na análise experimental.

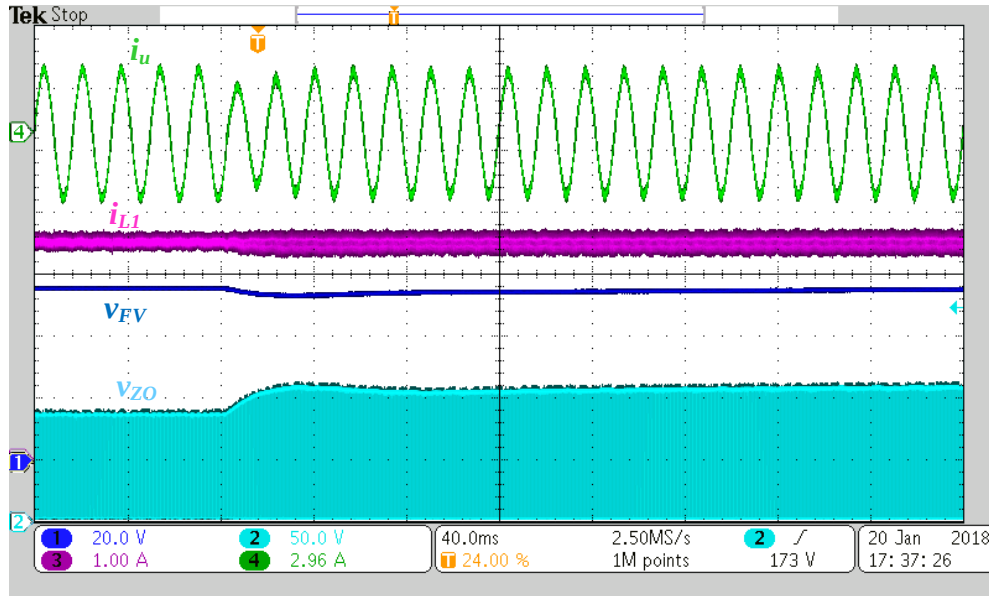
A Figura 61 mostra o comportamento das formas de ondas analisadas experimentalmente, sob a influência de um degrau de 20 V na referência  $\hat{v}_{ZO}^*$ . No instante do degrau a corrente  $i_u$ , e as demais correntes  $i_v$  e  $i_w$ , que não estão sendo apresentadas, atuam de

Figura 60 – Formas de ondas da simulação mediante a um degrau positivo na referência de tensão  $v_{FV}^*$ : (a) tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ), (b) corrente no indutor  $L_1$  da malha Z ( $i_{L1}$ ), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) e corrente no indutor da fase u do filtro LC ( $i_u$ ).



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Figura 61 – Formas de ondas medidas experimentalmente, mediante a um degrau positivo na referência de tensão  $\hat{v}_{ZO}^*$ : tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ , canal 1: 20V/div), corrente no indutor 1 da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 1A/div), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ , canal 2: 50V/div) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  de saída ( $i_u$ , canal 4: 3A/div). A escala horizontal é igual a 40 ms por divisão.



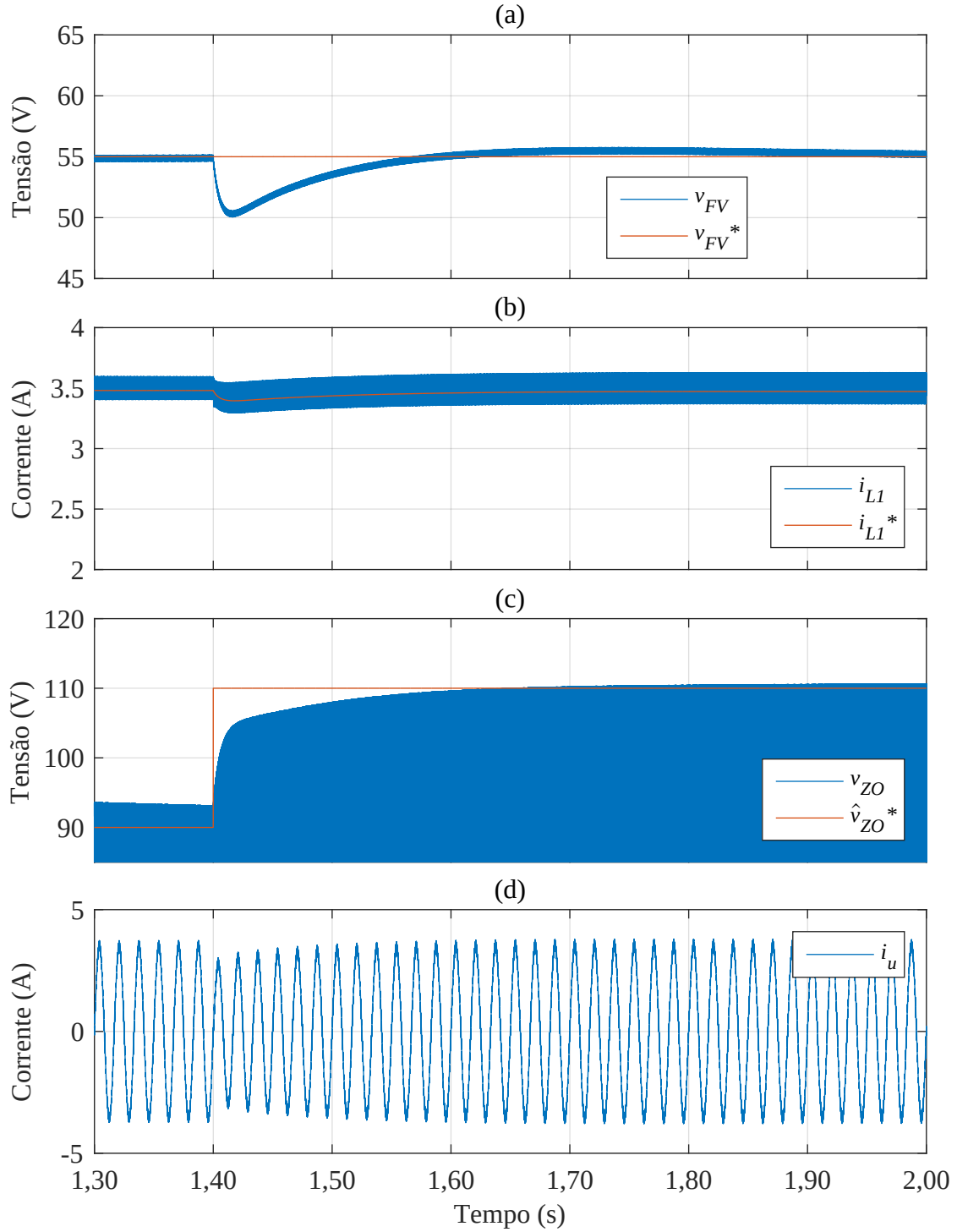
Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

forma a corrigir o erro no valor de pico de  $v_{ZO}$ . O valor de pico de  $v_{ZO}$  sofre um sobressinal de aproximadamente 5 V em relação ao valor de regime e, após 320 ms o valor de pico na saída da malha Z se estabiliza em 110 V. No instante do degrau a tensão na entrada da malha Z sofre um afundamento aproximadamente igual a 5 V, entretanto, em apenas 280 ms, o controle de tensão do estágio c.c. - c.c. recompõe  $v_{FV}$  para o seu valor nominal. Portanto, a tensão na entrada da malha Z não sofre influência significativa após um distúrbio no estágio c.c. - c.a.. A ondulação na corrente  $i_{L1}$  aumenta devido ao aumento do ganho estático entre  $v_{FV}$  e  $\hat{v}_{ZO}$ , conforme já é esperado.

A Figura 62 apresenta as formas de ondas da simulação mediante a um degrau na referência  $\hat{v}_{ZO}^*$ , a qual respeita as mesmas condições impostas na análise da Figura 61. Objetivo é realizar uma comparação de âmbito qualitativo entre os controladores da simulação e do experimento, quando ocorre uma variação na referência  $\hat{v}_{ZO}^*$ . A Figura 62 (a), Figura 62 (b), Figura 62 (c) e a Figura 62 (d) mostram as respostas das formas de ondas  $v_{FV}$ ,  $i_{L1}$ ,  $v_{ZO}$  e  $i_u$ , respectivamente.

A tensão  $v_{FV}$  sofre um afundamento igual a 5 V e, após 600 ms o sinal retoma o valor de regime permanente. No experimento, a tensão  $v_{FV}$  sofre um afundamento igual a 5 V e leva 280 ms para atingir o valor de regime. A corrente  $i_{L1}$  age de forma a manter a tensão  $v_{FV}$  em seu valor de referência e a sua ondulação aumenta, devido o aumento

Figura 62 – Formas de ondas da simulação mediante a um degrau positivo na referência de tensão  $\hat{v}_{ZO}^*$ : (a) tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ), (b) corrente no indutor  $L_1$  da malha Z ( $i_{L1}$ ), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  ( $i_u$ ).



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

do ganho estático entre  $v_{FV}$  e  $v_{ZO}$ . A tensão  $v_{ZO}$  não sofre sobretensão, divergindo do resultado observado na análise experimental da Figura 61. Além do mais,  $v_{ZO}$  leva 400 ms

para atingir o valor de regime permanente. No experimento, o tempo para que o valor de pico de  $v_{ZO}$  atinja o valor de regime permanente é igual a 320 ms. A corrente  $i_u$  atua de forma a corrigir o erro no valor de pico de  $v_{ZO}$ , de maneira similar como ocorre na forma de onda obtida experimentalmente. Apesar da simulação apresentar algumas diferenças qualitativas comparado com as formas de ondas experimentais, ainda é possível validar os controladores implementados na prática.

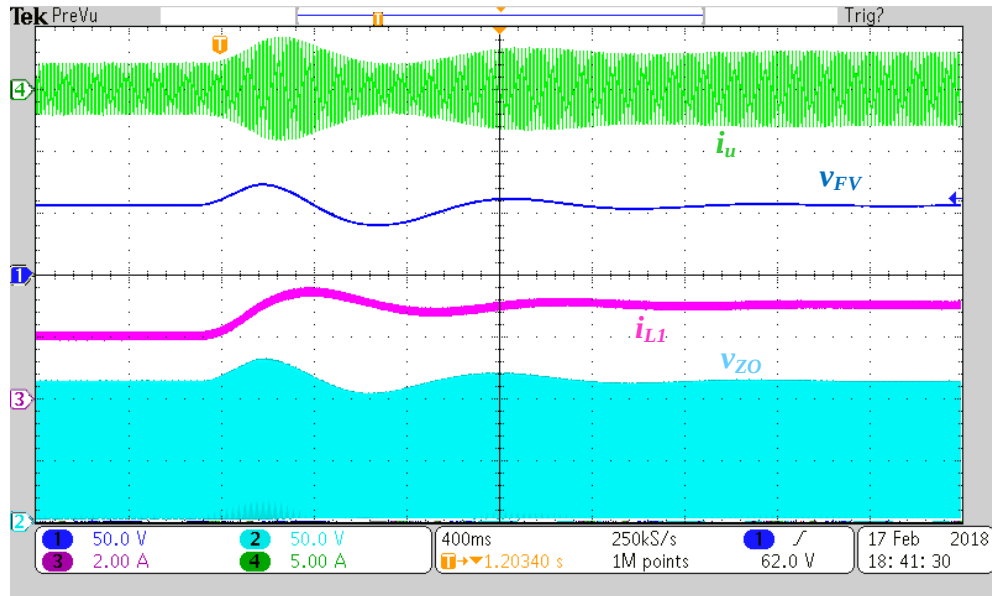
Para verificar a estabilidade do conversor sob a influência de uma variação repentina na corrente de entrada, aplica-se um degrau igual a 1 A na fonte de corrente  $i_{FV}$ . As formas de ondas obtidas experimentalmente podem ser vistas na Figura 63. Em situações reais, a variação na corrente  $i_{FV}$  ocorre devido às mudanças de irradiância e de temperatura nos painéis, embora, essa variação ocorre na ordem de centenas de segundos e não de modo instantâneo. Logo, se o controle é capaz de reagir à um degrau na corrente de entrada, é possível garantir que o sistema se comporte de modo estável a qualquer mudança brusca de temperatura e de irradiância.

Após o degrau em  $i_{FV}$ , a corrente  $i_{L1}$  atua de forma a estabilizar a tensão na entrada da malha Z. Da mesma forma a corrente  $i_u$  também atua de forma a corrigir o erro da tensão na saída da malha Z. Nota-se que as tensões  $v_{FV}$  e  $v_{ZO}$  e as correntes  $i_{L1}$  e  $i_u$  possuem um comportamento oscilatório e levam aproximadamente 2,8 s para se estabilizarem em seus valores de regime permanente. Logo após o degrau na corrente  $i_{FV}$ , a tensão  $v_{FV}$  sofre uma sobretensão aproximadamente igual a 20 V e um afundamento igual a 10 V em relação ao valor de regime. De forma similar, a tensão  $v_{ZO}$  sofre uma sobretensão de 20 V e um afundamento de 15 V em relação ao valor de regime. A corrente  $i_{L1}$  atinge um pico igual a 3,6 A e possui um afundamento de 400 mA. A corrente  $i_u$  atinge um valor máximo igual a 4 A e, logo em seguida, a sua amplitude é reduzida para 2 A. Sendo assim, o conversor é capaz de manter a estabilidade do sistema mesmo perante a uma perturbação na fonte de entrada.

A Figura 64 ilustra as respostas dinâmicas das formas de ondas obtidas na simulação, perante a um degrau na fonte de corrente  $i_{FV}$ . As condições de operação da simulação são as mesmas utilizadas na análise experimental apresentada na Figura 63. Objetivo é realizar uma comparação de âmbito qualitativo dos controladores quando ocorre uma variação brusca na corrente de entrada. Dessa forma, a Figura 64 (a), Figura 64 (b), Figura 64 (c) e a Figura 64 (d), representam os sinais  $v_{FV}$ ,  $i_{L1}$ ,  $v_{ZO}$  e  $i_u$ , respectivamente.

Assim que é aplicado o degrau em  $i_{FV}$ , a tensão  $v_{FV}$  sofre uma sobretensão igual a 25 V e um afundamento igual a 10 V em relação ao valor de regime permanente. Analogamente, o valor de pico de  $v_{ZO}$  sofre uma sobretensão aproximadamente igual a 30 V e um afundamento aproximadamente igual a 10 V em relação ao valor de regime permanente. A corrente  $i_{L1}$  atinge um valor máximo aproximadamente igual a 3,2 A e sofre um leve afundamento em relação ao valor de regime. A corrente  $i_u$  possui um pico máximo

Figura 63 – Formas de ondas mediante a um degrau na corrente de entrada  $i_{FV}$ : tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ , canal 1: 50V/div), corrente no indutor 1 da malha Z ( $i_{L1}$ , canal 3: 2A/div), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ , canal 2: 50V/div) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  de saída ( $i_u$ , canal 4: 5A/div). A escala horizontal é igual a 400 ms por divisão.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

aproximadamente igual a 5 A e, logo após, sofre um leve afundamento em relação ao valor de regime. As formas de ondas mencionadas levam aproximadamente 1,8s para atingir os valores de regime. Nesse caso, também existe um comportamento oscilatório nas formas de ondas de  $v_{FV}$ ,  $v_{ZO}$  e  $i_u$ , entretanto, observa-se que esses sinais levam menos tempo para entrarem em regime e a dinâmica possui maior amortecimento, comparado com os resultados obtidos experimentalmente.

Para operar o conversor na prática foi necessário inserir um filtro passa baixa, na compensação *FeedForward* da malha controle de  $v_{FV}$ . Foi escolhido um filtro de primeira ordem com uma banda passante igual a 1 Hz, e o mesmo foi inserido após a aquisição da corrente  $i_{FV}$ , da forma como é mostrada na Figura 65. A utilização do filtro foi necessário devido à presença de ruídos no sinal de realimentação da corrente  $i_{FV}$ . Entretanto, esse compromete a dinâmica da ação *FeedForward*, ao modo que, reduz a sua banda passante. Portanto, esse é o motivo das oscilações presentes nas formas de ondas vistas na simulação e na prática, logo após o degrau na corrente  $i_{FV}$ .

As diferenças entre os resultados obtidos na simulação e na prática podem estar atreladas à diversos fatores, como por exemplo, aproximações realizadas para levantar o modelo do conversor e os parâmetros aproximados utilizados para calcular as plantas, tais como: indutância da malha Z, capacitância da malha Z, resistências parasitas, indutância e resistência da rede elétrica. Além do mais, não foram consideradas a indutância e a

resistência do autotransformador variado para calcular a planta do sistema.

Figura 64 – Formas de ondas da simulação mediante a um degrau na corrente de entrada  $i_{FV}$ : (a) tensão na entrada da malha Z ( $v_{FV}$ ), (b) corrente no indutor  $L_1$  da malha Z ( $i_{L1}$ ), tensão na saída da malha Z ( $v_{ZO}$ ) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  ( $i_u$ ).

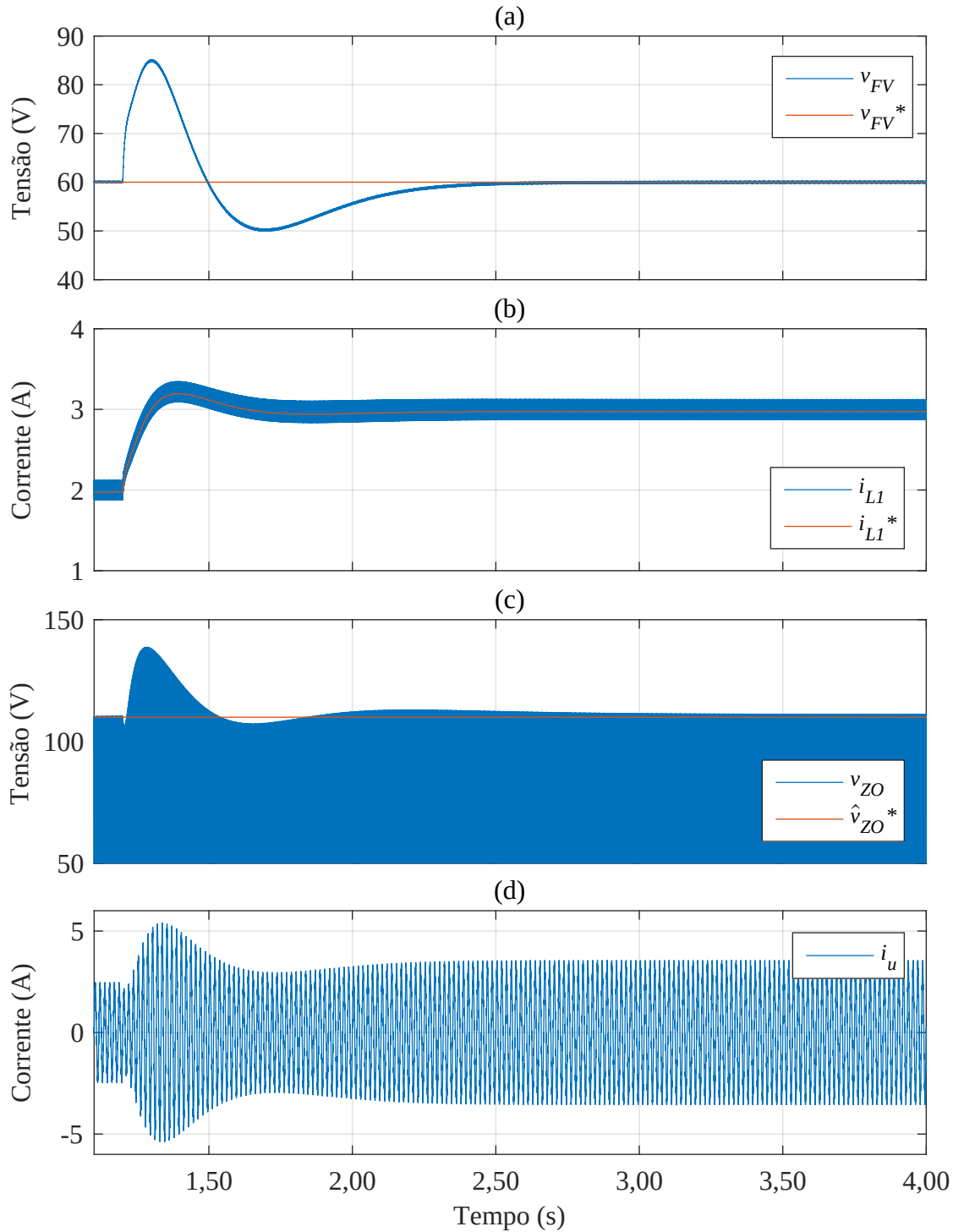
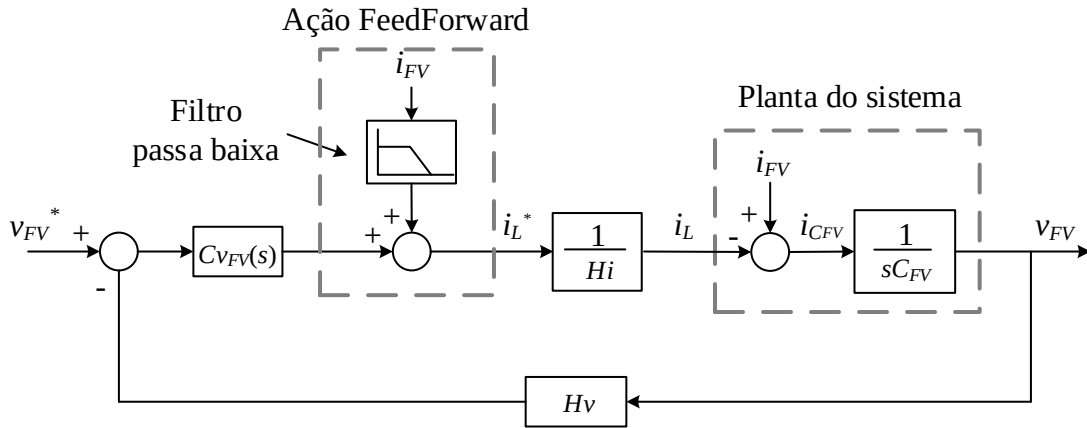


Figura 65 – Filtro passa baixa inserido na realimentação *FeedForward* da malha de controle da tensão  $v_{FV}$ .



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

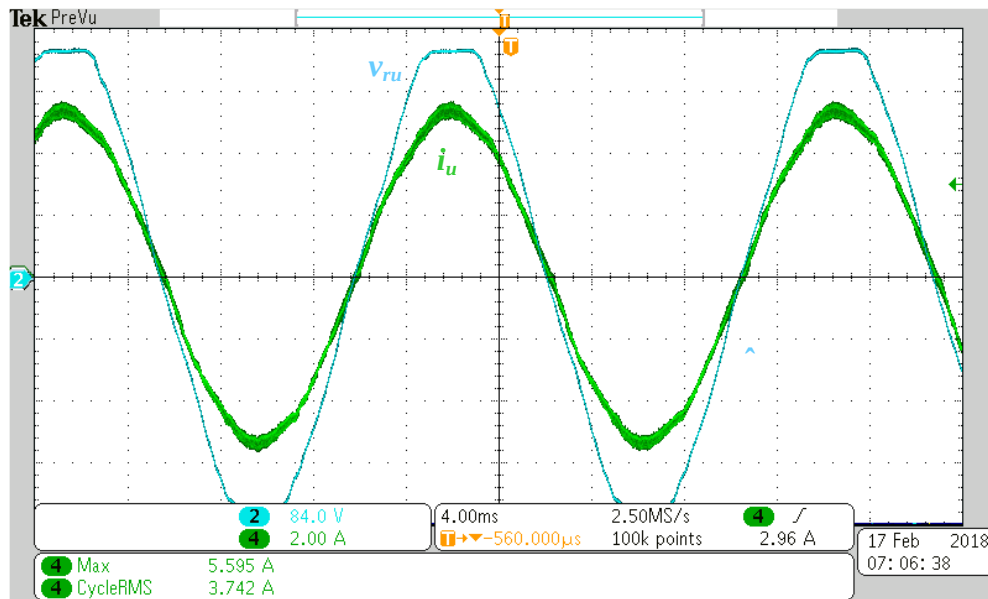
### 5.3 ANÁLISE DA QUALIDADE DA ENERGIA ENTREGUE À REDE

Uma forma de verificar a qualidade da energia entregue a rede elétrica é analisar se a tensão da rede está em fase com a corrente fornecida pelo inversor. A Figura 66 mostra as formas de ondas da corrente  $i_u$  e da tensão  $v_{ru}$ . A tensão da rede foi medida no primário do autotransformador variável, e por isso o seu valor de pico é igual a 302 V. É possível observar que  $v_{ru}$  possui um conteúdo harmônico significativo. E por essa razão, a forma de onda não é uma senoide perfeita. Apesar disso, a corrente  $i_u$  está em fase com a tensão da rede  $v_{ru}$ , o que garante um fator de deslocamento perto do unitário.

A Figura 67 e a Figura 68 apresentam as características das componentes harmônicas da tensão da rede  $v_{ru}$ , sendo que, a Figura 67 apresenta o espectro das harmônicas de ordem ímpar e a Figura 68 apresenta o espectro das harmônicas de ordem par. A taxa de distorção harmônica (em inglês *Total Harmonic Distortion* - THD) da tensão  $v_{ru}$  é igual a 3,20% e as harmônicas ímpares possuem amplitudes maiores que as harmônicas pares. As harmônicas mais representativas são as de quinta e de sétima ordem, que possuem amplitudes iguais a 2,49% e 1,86%, respectivamente (as amplitudes das harmônicas são calculadas em função da amplitude da fundamental). O elevado conteúdo harmônico pode ser explicado em função dos seguintes motivos: a universidade possui muitas cargas não lineares, a rede elétrica é desequilibrada e a distância entre o transformador e o PAC é elevada.

Uma outra maneira de mensurar a qualidade da energia entregue a rede elétrica é analisando o conteúdo harmônico da corrente fornecida pelo inversor. A norma NBR16149 desenvolvida pela ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas), a qual regulamenta as especificações da corrente injetada na rede elétrica, estipula um limite de taxa de distorção harmônica total igual a 5% em relação à componente fundamental. Sendo que, os

Figura 66 – Formas de ondas em regime permanente: tensão da fase  $u$  da rede ( $v_{ru}$ , canal 2: 84V/div) e corrente no indutor da fase  $u$  do filtro  $LC$  de saída ( $i_u$ , canal 4: 2A/div). A escala horizontal é igual a 4 ms por divisão.



Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

limites de cada harmônica em valores relativos à fundamental é apresentado na Tabela ???. As restrições são definidas em função das ordens de cada harmônica, logo, as ímpares, são abordadas com menos rigor comparado com as pares. Por exemplo, as amplitudes das harmônicas ímpares de ordem 3 à 9, podem ser no máximo iguais a 4 %, em relação à componente fundamental. Enquanto que as amplitudes das harmônicas pares de ordem 2 à 8, podem ser no máximo iguais a 1 %, em relação à componente fundamental. As harmônicas de ordem ímpares são mais usuais, logo possuem menor restrição. As harmônicas pares são menos usuais, e assim, possuem maior restrição.

A Figura 69 e a Figura 70 ilustram as características das componentes harmônicas da corrente  $i_u$ , sendo que, a Figura 69 apresenta o espectro das harmônicas de ordem ímpar e a Figura 70 ilustra o espectro das harmônicas de ordem par. Observa-se que, a THD da corrente  $i_u$  é igual a 1,41 % e a norma estabelece um limite igual a 5 %. Restringindo a análise apenas para as ordens ímpares, verifica-se que, a terceira harmônica possui amplitude igual a 0,6 % e as amplitudes das harmônicas de ordem 5 em diante, são menores que 0,27 %. Verificando o espectro apenas das componentes pares, nota-se que a quarta harmônica possui amplitude igual a 0,4 % e a segunda harmônica possui amplitude igual a 0,38 %. As demais amplitudes não ultrapassam valor igual 0,14 %. Portanto, a corrente fornecida pelo inversor está em conformidade com a norma NBR16149.

Os controladores das correntes de eixo direto e em quadratura são capazes de compensar as harmônicas predominantes na tensão da rede elétrica. Esse fato é atribuído aos controladores ressonantes inseridos no sistema.

Figura 67 – Taxa de distorção harmônica da tensão da rede  $v_{ru}$  e as características das harmônicas ímpares relativas a componente fundamental.

| Harmonics                                               |              |            |                   |              |
|---------------------------------------------------------|--------------|------------|-------------------|--------------|
| THD-F                                                   | 3.20 %       |            |                   |              |
| THD-R                                                   | 3.20 %       |            |                   |              |
| RMS                                                     | 227 V        |            |                   |              |
|                                                         | Freq<br>(Hz) | Mag<br>(%) | Mag<br>RMS<br>(V) | Phase<br>(°) |
| 1                                                       | 59.97        | 100        | 227               | 0.000        |
| 3                                                       | 179.9        | 225m       | 512m              | 130.4        |
| 5                                                       | 299.8        | 2.49       | 5.66              | 157.3        |
| 7                                                       | 419.8        | 1.86       | 4.22              | 44.46        |
| 9                                                       | 539.7        | 513m       | 1.17              | 158.0        |
| 11                                                      | 659.7        | 196m       | 446m              | -103.1       |
| 13                                                      | 779.6        | 52.9m      | 120m              | 57.12        |
| 15                                                      | 899.5        | 313m       | 711m              | -154.5       |
| 17                                                      | 1.019k       | 58.6m      | 133m              | 158.6        |
| 19                                                      | 1.139k       | 123m       | 280m              | 124.7        |
| Use 'Harmonics → Display → Select' to select a harmonic |              |            |                   |              |
| Harmonics                                               |              |            |                   |              |
| THD-F                                                   | 3.20 %       |            |                   |              |
| THD-R                                                   | 3.20 %       |            |                   |              |
| RMS                                                     | 227 V        |            |                   |              |
|                                                         | Freq<br>(Hz) | Mag<br>(%) | Mag<br>RMS<br>(V) | Phase<br>(°) |
| 21                                                      | 1.259k       | 196m       | 445m              | -124.1       |
| 23                                                      | 1.379k       | 58.6m      | 133m              | -23.53       |
| 25                                                      | 1.499k       | 84.2m      | 191m              | 80.10        |
| 27                                                      | 1.619k       | 126m       | 287m              | -127.6       |
| 29                                                      | 1.739k       | 58.3m      | 133m              | -5.922       |
| 31                                                      | 1.859k       | 100m       | 228m              | 55.86        |
| 33                                                      | 1.979k       | 181m       | 412m              | -171.6       |
| 35                                                      | 2.099k       | 76.9m      | 175m              | 139.4        |
| 37                                                      | 2.219k       | 171m       | 389m              | 35.52        |
| 39                                                      | 2.339k       | 43.3m      | 98.5m             | -57.40       |
| Use 'Harmonics → Display → Select' to select a harmonic |              |            |                   |              |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Figura 68 – Taxa de distorção harmônica da tensão da rede  $v_{ru}$  e as características das harmônicas pares relativas a componente fundamental.

| Harmonics                                               |              |            |                   |              |
|---------------------------------------------------------|--------------|------------|-------------------|--------------|
| THD-F                                                   | 3.20 %       |            |                   |              |
| THD-R                                                   | 3.20 %       |            |                   |              |
| RMS                                                     | 227 V        |            |                   |              |
|                                                         | Freq<br>(Hz) | Mag<br>(%) | Mag<br>RMS<br>(V) | Phase<br>(°) |
| 1                                                       | 59.97        | 100        | 227               | 0.000        |
| 2                                                       | 119.9        | 89.0m      | 202m              | 59.94        |
| 4                                                       | 239.9        | 31.4m      | 71.4m             | -31.81       |
| 6                                                       | 359.8        | 16.9m      | 38.4m             | -41.52       |
| 8                                                       | 479.8        | 36.8m      | 83.6m             | 54.69        |
| 10                                                      | 599.7        | 11.0m      | 25.0m             | 97.35        |
| 12                                                      | 719.6        | 6.88m      | 15.6m             | -23.24       |
| 14                                                      | 839.6        | 10.9m      | 24.7m             | 62.94        |
| 16                                                      | 959.5        | 14.0m      | 31.9m             | 72.79        |
| 18                                                      | 1.079k       | 13.6m      | 30.8m             | 76.50        |
| Use 'Harmonics → Display → Select' to select a harmonic |              |            |                   |              |
| Harmonics                                               |              |            |                   |              |
| THD-F                                                   | 3.20 %       |            |                   |              |
| THD-R                                                   | 3.20 %       |            |                   |              |
| RMS                                                     | 227 V        |            |                   |              |
|                                                         | Freq<br>(Hz) | Mag<br>(%) | Mag<br>RMS<br>(V) | Phase<br>(°) |
| 22                                                      | 1.319k       | 4.26m      | 9.69m             | -72.52       |
| 24                                                      | 1.439k       | 3.79m      | 8.62m             | 11.34        |
| 26                                                      | 1.559k       | 14.7m      | 33.5m             | 86.32        |
| 28                                                      | 1.679k       | 6.68m      | 15.2m             | -151.0       |
| 30                                                      | 1.799k       | 12.5m      | 28.5m             | -114.5       |
| 32                                                      | 1.919k       | 17.1m      | 38.8m             | 75.78        |
| 34                                                      | 2.039k       | 18.9m      | 42.9m             | 76.52        |
| 36                                                      | 2.159k       | 6.11m      | 13.9m             | 62.72        |
| 38                                                      | 2.279k       | 10.1m      | 23.0m             | 66.53        |
| 40                                                      | 2.399k       | 6.85m      | 15.6m             | 140.9        |
| Use 'Harmonics → Display → Select' to select a harmonic |              |            |                   |              |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Tabela 8 – Especificação da corrente injetada na rede elétrica para inversores fotovoltaicos com potência inferior a 3 kW. Norma NBR16149, regulamentada pela ABNT.

| Conteúdo medido    | Ordem das harmônicas                                  | Amplitude máxima   |
|--------------------|-------------------------------------------------------|--------------------|
| Harmônicas ímpares | 3 à 9                                                 | 4,0 %              |
|                    | 11 à 15                                               | 2,0 %              |
|                    | 17 à 21                                               | 1,5 %              |
|                    | 23 à 33                                               | 0,6 %              |
|                    | > 33                                                  | a norma não aborda |
| Harmônicas pares   | 2 à 8                                                 | 1,0 %              |
|                    | 10 à 32                                               | 0,5 %              |
|                    | > 32                                                  | a norma não aborda |
| THD                | 5,0 % em relação à componente fundamental da corrente |                    |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018

Figura 69 – Taxa de distorção harmônica da corrente  $i_u$  e as características das harmônicas ímpares relativas a componente fundamental.

| Harmonics                                               |              |            |                   |              |
|---------------------------------------------------------|--------------|------------|-------------------|--------------|
| THD-F                                                   | 1.41 %       |            |                   |              |
| THD-R                                                   | 1.41 %       |            |                   |              |
| RMS                                                     | 3.11 A       |            |                   |              |
|                                                         | Freq<br>(Hz) | Mag<br>(%) | Mag<br>RMS<br>(A) | Phase<br>(°) |
| 1                                                       | 60.00        | 100        | 3.11              | 0.000        |
| 3                                                       | 180.0        | 603m       | 18.8m             | -166.8       |
| 5                                                       | 300.0        | 265m       | 8.26m             | -176.4       |
| 7                                                       | 420.0        | 207m       | 6.43m             | -177.6       |
| 9                                                       | 540.0        | 93.5m      | 2.91m             | -163.1       |
| 11                                                      | 660.0        | 202m       | 6.29m             | -152.7       |
| 13                                                      | 780.0        | 64.8m      | 2.02m             | 149.3        |
| 15                                                      | 900.0        | 45.5m      | 1.41m             | 71.78        |
| 17                                                      | 1.020k       | 521m       | 16.2m             | -142.7       |
| 19                                                      | 1.140k       | 147m       | 4.58m             | -104.2       |
| Use 'Harmonics → Display → Select' to select a harmonic |              |            |                   |              |

| Harmonics                                               |              |            |                   |              |
|---------------------------------------------------------|--------------|------------|-------------------|--------------|
| THD-F                                                   | 1.41 %       |            |                   |              |
| THD-R                                                   | 1.41 %       |            |                   |              |
| RMS                                                     | 3.11 A       |            |                   |              |
|                                                         | Freq<br>(Hz) | Mag<br>(%) | Mag<br>RMS<br>(A) | Phase<br>(°) |
| 21                                                      | 1.260k       | 132m       | 4.10m             | 113.8        |
| 23                                                      | 1.380k       | 313m       | 9.72m             | -170.7       |
| 25                                                      | 1.500k       | 87.5m      | 2.72m             | 177.2        |
| 27                                                      | 1.620k       | 174m       | 5.41m             | 843.9m       |
| 29                                                      | 1.740k       | 209m       | 6.49m             | 175.2        |
| 31                                                      | 1.860k       | 160m       | 4.98m             | 167.1        |
| 33                                                      | 1.980k       | 165m       | 5.14m             | -56.95       |
| 35                                                      | 2.100k       | 439m       | 13.7m             | 115.4        |
| 37                                                      | 2.220k       | 425m       | 13.2m             | 105.2        |
| 39                                                      | 2.340k       | 302m       | 9.38m             | -10.77       |
| Use 'Harmonics → Display → Select' to select a harmonic |              |            |                   |              |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

Figura 70 – Taxa de distorção harmônica da corrente  $i_u$  e as características das harmônicas pares relativas a componente fundamental.

| Harmonics                                               |              |            |                   |              |
|---------------------------------------------------------|--------------|------------|-------------------|--------------|
| THD-F                                                   | 1.41 %       |            |                   |              |
| THD-R                                                   | 1.41 %       |            |                   |              |
| RMS                                                     | 3.11 A       |            |                   |              |
|                                                         | Freq<br>(Hz) | Mag<br>(%) | Mag<br>RMS<br>(A) | Phase<br>(°) |
| 1                                                       | 60.00        | 100        | 3.11              | 0.000        |
| 2                                                       | 120.0        | 384m       | 12.0m             | 76.00        |
| 4                                                       | 240.0        | 406m       | 12.6m             | 103.9        |
| 6                                                       | 360.0        | 25.1m      | 780μ              | 86.29        |
| 8                                                       | 480.0        | 26.4m      | 821μ              | -150.1       |
| 10                                                      | 600.0        | 127m       | 3.95m             | -59.50       |
| 12                                                      | 720.0        | 91.0m      | 2.83m             | -84.62       |
| 14                                                      | 840.0        | 101m       | 3.13m             | -62.38       |
| 16                                                      | 960.0        | 40.9m      | 1.27m             | 118.0        |
| 18                                                      | 1.080k       | 105m       | 3.27m             | 159.7        |
| Use 'Harmonics → Display → Select' to select a harmonic |              |            |                   |              |

| Harmonics                                               |              |            |                   |              |
|---------------------------------------------------------|--------------|------------|-------------------|--------------|
| THD-F                                                   | 1.41 %       |            |                   |              |
| THD-R                                                   | 1.41 %       |            |                   |              |
| RMS                                                     | 3.11 A       |            |                   |              |
|                                                         | Freq<br>(Hz) | Mag<br>(%) | Mag<br>RMS<br>(A) | Phase<br>(°) |
| 22                                                      | 1.320k       | 20.8m      | 647μ              | -126.1       |
| 24                                                      | 1.440k       | 126m       | 3.93m             | -148.8       |
| 26                                                      | 1.560k       | 85.0m      | 2.64m             | 40.81        |
| 28                                                      | 1.680k       | 68.7m      | 2.14m             | -43.61       |
| 30                                                      | 1.800k       | 87.1m      | 2.71m             | -169.3       |
| 32                                                      | 1.920k       | 54.2m      | 1.69m             | 54.47        |
| 34                                                      | 2.040k       | 46.4m      | 1.44m             | -55.47       |
| 36                                                      | 2.160k       | 69.0m      | 2.14m             | -35.18       |
| 38                                                      | 2.280k       | 123m       | 3.82m             | -109.5       |
| 40                                                      | 2.400k       | 138m       | 4.30m             | 163.2        |
| Use 'Harmonics → Display → Select' to select a harmonic |              |            |                   |              |

Fonte: elaborada pelo autor, 2018.

## 5.4 CONCLUSÃO

Por meio da análise em regime permanente é possível validar o funcionamento do conversor. De acordo com essa análise, constata-se que as formas de ondas  $v_{FV}$ ,  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $v_{ZO}$ ,  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  operam em seus respectivos valores de referência. Apesar das correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  não estarem exatamente sobrepostas, essas possuem valores médios muito próximos e comportamentos ao longo do tempo similares. A sutil diferença entre as duas formas de ondas é resultado das não idealidades do sistema e da precisão das ponteiros de medição utilizados nos ensaios. O mesmo comportamento pode ser observado nas tensões  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$ , que na teoria deveriam possuir valores médios exatamente iguais, embora, observa-se uma leve diferença nos resultados. Observa-se que os valores de pico das correntes  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  não são idênticos, esse fato é resultado do desbalanço existente nas tensões da rede elétrica.

O controle da tensão na entrada da malha Z é capaz de seguir o degrau de referência de forma estável, e essa é uma característica importante, pois em situações reais, a referência da malha de tensão sofre variações contínuas, as quais são oriundas do algoritmo de MPPT. Mesmo com a inserção de distúrbios nas variáveis do estágio c.c. - c.a., a tensão na entrada da malha Z permanece praticamente inalterada. O tempo de recomposição de  $v_{FV}$  para o seu valor nominal é igual a 280 ms. Perante a essas análises é possível afirmar que os modelos apresentados e a estratégia de controle do estágio c.c. - c.c. são válidos.

Observa-se que o fator de deslocamento entre a tensão da rede e a corrente fornecida pelo inversor é próximo do unitário. Essa característica valida a implementação do algoritmo do PLL e das malhas de controle vetoriais, as quais são responsáveis em regular as correntes de eixo direto e em quadratura. As variáveis de tensão e corrente que compõem o estágio c.c. - c.a. se mantêm estáveis, mesmo perante aos distúrbios apresentados. Portanto, é possível afirmar que os modelos levantados, assim como a estratégia de controle proposta referente ao estágio c.c. - c.a. são válidos.

Mesmo havendo variação brusca na corrente de entrada, tanto a malha de controle do estágio c.c. - c.c. quanto a malha de controle do estágio c.c. - c.a. mantêm-se estáveis. Esse fato é importante, pois em sistemas fotovoltaicos, a corrente fornecida pelos painéis sofre variações constantes devido ao efeito de sombreamento e à variação de temperatura.

As dinâmicas das formas de ondas obtidas experimentalmente em alguns casos divergem da simulação, entretanto, as diferenças são mínimas e não invalidam a estratégia de controle proposta. Vale lembrar que nem sempre os parâmetros utilizados para calcular as plantas são idênticos aos parâmetros reais do sistema. Além do mais, não são consideradas a indutância e a resistência do autotransformador variável para calcular as plantas de corrente do estágio c.c. - c.a..

A taxa de distorção harmônica da corrente fornecida pelo inversor é igual a 1,41 %, e a norma permite um valor máximo igual a 5 %. As amplitudes das componentes harmônicas, tanto as ímpares quanto as pares, não ultrapassam os limites estabelecidos pela norma NBR16149. Os controladores da corrente de eixo direto e em quadratura são capazes de compensar os harmônicos contidos na tensão da rede elétrica. Esse fato só é possível pois os controladores ressonantes operaram de forma adequada.



## 6 CONCLUSÃO GERAL

O inversor fonte Z é uma descoberta recente e vem sendo apontado na literatura como uma topologia promissora em sistema de geração de energia fotovoltaica. Entretanto, por ser uma descoberta recente, o estudo envolvendo estratégias de controle e modelos dinâmicos aplicado em sistema FV ainda possui algumas lacunas.

No Capítulo 2, é realizada uma breve revisão bibliográfica sobre o ZSI, abordando o estudo da topologia, os modelos dinâmicos e as estratégias de controle disponíveis na literatura. As características básicas da topologia incluindo os circuitos equivalentes das etapas de operação são apresentados. Observa-se que existe uma relação entre o ganho estático da malha Z com o tempo em que é aplicado o *shoot-through*. A modulação máximo *boost* constante é estudada com detalhe. Os principais modelos dinâmicos e a estratégia de controle publicados na literatura são apresentados, e constata-se que ainda existem muitas lacunas quando envolve o controle do ZSI com aplicação em sistemas FV.

No Capítulo 3 a estratégia de controle proposta é apresentada. O ZSI é separado em dois estágios de conversão distintos: c.c. - c.c. e c.c. - c.a.. Sob essa filosofia, é possível desacoplar a razão cíclica de curto-circuito com o índice de modulação, resultando no desacoplamento da dinâmica da malha Z com a dinâmica da carga. Em virtude do desacoplamento desses dois estágios, as novas funções de transferências deduzidas apresentam comportamento dinâmico demasiadamente simples. O que possibilita a utilização de controladores clássicos, sem nenhuma dificuldade de operação.

O projeto dos controladores é demonstrado no Capítulo 4. Adota-se a estratégia de controle digital, pois é utilizado um DSC para controlar as variáveis de interesse. A metodologia de projeto se estende no plano semi-contínuo  $w$ . Pelo fato das plantas utilizadas no projeto possuírem dinâmicas simples, não há dificuldades em projetar os controladores, mesmo existindo as dinâmicas indesejadas do atraso computacional e da discretização das plantas.

No capítulo 5 é apresentada a análise experimental com o objetivo de validar a estratégia de controle, as funções de transferências e o projeto digital dos controladores. Através de um protótipo disponível no laboratório, diversos ensaios são analisados: análise das formas de ondas em regime permanente, estabilidade do conversor perante aos degraus nos sinais de referências  $\hat{v}_{ZO}^*$  e  $v_{FV}^*$ , estabilidade do sistema perante à variação repentina na corrente de entrada  $i_{FV}$  e qualidade de energia entregue à rede. Os ensaios apresentam resultados satisfatórios, pois o ZSI é capaz de operar de forma estável respondendo adequadamente aos distúrbios inseridos no sistema. Além do mais, a taxa de distorção harmônica, assim como o fator de deslocamento da corrente na saída do inversor, apresentaram valores pertinentes comparado com a norma NBR16149.

O estudo envolvendo o desacoplamento entre os dois estágios de conversão já é conhecido, assim como as funções de transferências  $G_{i_L}(s)$  e  $G_{i_d}(s)$ , entretanto, esse

trabalho propõe uma estratégia mais adequada para ser aplicado em geração FV. As variáveis de interesse do ZSI são designadas adequadamente em seus respectivos estágios de conversão, de forma similar ao sistema de dois estágios o qual é aplicado o conversor *boost* em cascata com o VSI. Nesse âmbito, duas funções de transferências que representam o comportamento dinâmico da malha Z são propostas:  $Gv_{FV}(s)$  e  $G\hat{v}_{ZO}(s)$ .

É possível afirmar que a estratégia proposta é melhor comparada com as demais já existentes, em decorrência da simplicidade das funções de transferências utilizadas no projeto. Vale salientar que o número de sensores empregados não é elevado, pois em um sistema tradicional já seriam monitoradas as correntes de entrada e saída e as tensões de entrada e saída.

Vale ressaltar que a partir deste trabalho, é possível utilizar a topologia do inversor fonte Z para aplicações FV com técnicas MPPT e controle em malha fechada de forma a popularizar e ajudar a tornar essa topologia comercial no futuro.

A solução monofásica do ZSI não é explorada pelos seguintes motivos: o objetivo é estender a aplicação em potências elevadas e assim, deve-se entender a dinâmica e o funcionamento do ZSI trifásico, mesmo que os ensaios sejam realizados em escala reduzida. Além do mais, o ZSI monofásico gera potência oscilante no lado c.c. que pode atrapalhar o controle do estágio c.c. - c.c..

## 6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

São apontadas algumas sugestões para trabalhos futuros relacionadas com esse trabalho de dissertação:

- Elaborar um algoritmo MPPT e aplicar no sistema de controle proposto;
- Substituir a fonte c.c. de entrada por painéis fotovoltaicos e verificar o desempenho e a estabilidade das malhas de controle assim como a qualidade das formas de ondas;
- Realizar os ensaios experimentais em escala real, conectando o conversor à uma rede elétrica padrão de valor eficaz igual a 220 V ou 127 V (valor medido entre fase e neutro da rede elétrica);
- Comparar o desempenho da estratégia de controle proposta com um sistema de dois estágios convencional o qual utiliza-se um conversor *boost* em cascata com o VSI.
- Estudar uma possível estratégia de controle de forma a operar o ZSI como filtro ativo, para ajudar na qualidade de energia da rede elétrica;
- Reprojetar os elementos do ZSI visando reduzir volume, custo e melhoria da eficiência e do desempenho do sistema de controle;

- Aplicar a mesma metodologia de controle para o ZSI monofásico conectado à rede.

## 6.2 PUBLICAÇÃO DO AUTOR RELACIONADA À DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Em 2016 foi publicado um artigo na revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (Sobraep), com o seguinte título: "Cálculos dos Esforços de Corrente nos Semicondutores do Inversor Fonte Z".

Esse trabalho está relacionado com a análise topológica em busca de uma resposta para melhorar a eficiência do ZSI, tendo em vista que esse assunto ainda possui muitas lacunas.

O objetivo da dissertação de mestrado não está relacionado com otimização topológica do ZSI, entretanto, vale ressaltar a publicação, pois esse estudo trouxe conhecimento significativos, que para o autor foi importante no desenvolvimento da dissertação de mestrado.

Os detalhes da publicação encontram-se abaixo:

- ODAGUIRI, V. T.; HOCK, R. T. Jr; BATSCHAUER, A. L. Cálculo dos Esforços nos Semicondutores do Inversor Fonte Z. *SOBRAEP Revista Eletrônica de Potência*, vol. 21, n. 3, p. 224-233, Set 2016.



## REFERÊNCIAS

- GAJANAYAKE, C. J.; VILATHGAMUWA, D. M.; LOH, P. C. Small-signal and signal-flow-graph modeling of switched z-source impedance network. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 3, n. 3, p. 111–116, Sept 2005. ISSN 1540-7985. Citado 6 vezes nas páginas 15, 49, 50, 51, 53 e 63.
- LIU, J.; HU, J.; XU, L. Dynamic modeling and analysis of z source converter - derivation of ac small signal model and design-oriented analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1786–1796, Sept 2007. ISSN 0885-8993. Citado 6 vezes nas páginas 15, 52, 54, 55, 56 e 63.
- 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. Citado 12 vezes nas páginas 15, 16, 56, 57, 59, 60, 61, 62, 63, 68, 72 e 73.
- LIU, Y. et al. *Impedance Source Power Electronic Converters*. Chichester: Wiley, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 37.
- KOURO, S. et al. Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging pv converter technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 9, n. 1, p. 47–61, March 2015. ISSN 1932-4529. Citado na página 35.
- LIU, L. et al. Reactive power compensation and optimization strategy for grid-interactive cascaded photovoltaic systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 1, p. 188–202, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 35.
- ROMERO-CADAVAL, E. et al. Grid-connected photovoltaic generation plants: Components and operation. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 7, n. 3, p. 6–20, Sept 2013. ISSN 1932-4529. Citado na página 35.
- BRADASCHIA, F. *Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*. 194 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, Pernambuco, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 36, 41 e 46.
- GIACOMINI, P. dos S. G. *Projeto de um Inversor Elevador Trifásico com Controle por Regime de Deslizamento Implementado em DSP*. 150 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Santa Catarina, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- LIU, L. et al. 1 mhz cascaded z-source inverters for scalable grid-interactive photovoltaic (pv) applications using gan device. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2738–2745. ISSN 2329-3721. Citado na página 37.
- 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 Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2727–2738, June 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.
- ELLABBAN, O.; ABU-RUB, H. Z-source inverter: Topology improvements review. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 10, n. 1, p. 6–24, Spring 2016. ISSN 1932-4529. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.

- PENG, F. Z-source inverter. v. 2, p. 775–781 vol.2, 2002. ISSN 0197-2618. Citado 4 vezes nas páginas 38, 41, 46 e 49.
- PENG, F. Z. Z-source inverter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 2, p. 504–510, 2003. ISSN 0093-9994. Citado 7 vezes nas páginas 38, 41, 42, 45, 46, 49 e 84.
- PENG, F.; SHEN, M.; QIAN, Z. Maximum boost control of the z-source inverter. v. 1, p. 255–260 Vol.1, June 2004. ISSN 0275-9306. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 49.
- SHEN, M. et al. Constant boost control of the z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 3, p. 770–778, May 2006. ISSN 0093-9994. Citado 4 vezes nas páginas 46, 47, 48 e 49.
- TRAN, Q. V. et al. Algorithms for controlling both the dc boost and ac output voltage of z-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2745–2750, Oct 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 46.
- THANGAPRAKASH, S.; KRISHNAN, A. Modified space vector modulated z source inverter with effective dc boost and lowest switching stress. *The Journal of Engineering Research*, v. 7, n. 1, p. 70–77, May 2010. Citado na página 46.
- LIU, Y. et al. Overview of space vector modulations for three-phase z-source/quasi-z-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 4, p. 2098–2108, April 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 46.
- HE, Y.; XU, Y.; CHEN, J. New space vector modulation strategies to reduce inductor current ripple of z-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 3, p. 2643–2654, March 2018. ISSN 0885-8993. Citado na página 46.
- HOULDSWORTH, J. A.; GRANT, D. A. The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 5, p. 1224–1228, 1984. ISSN 0093-9994. Citado na página 47.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics : a first course*. 3. ed. Chichester: Wiley, 2002. Citado na página 47.
- LOH, P. C. et al. Pulse-width modulation of z-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1346–1355, Nov 2005. ISSN 0885-8993. Citado na página 49.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. 2. ed. Chichester: Wiley, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 54.
- ABU-RUB, H.; MALINOWSKI, M.; AL-HADDAD, K. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. 1. ed. Chichester: Wiley, 2014. Citado 4 vezes nas páginas 52, 61, 65 e 66.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 48, n. 3, p. 716–727, July 1929. ISSN 0096-3860. Citado na página 56.
- MARLIN, T. E. *Process Control: Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance*. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 2000. Citado na página 57.

OLIVEIRA, S. V. G. *Otimização de Projeto de Fonte de Alimentação para Centrais de Telecomunicações*. 167 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 59.

NISE, N. S. *Engenhaia de Sistema de Controle*. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012. Citado na página 58.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid Converter for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 1. ed. Chichester: Wiley, 2011. Citado na página 61.

ERICKSON, R.; MAKSIMIVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. New York: Kluwer Academic Publisher, 2001. Citado na página 81.

SOUZA, H. E. P. de. *Uma Abordagem Vetorial para a Detecção em Tempo Real de Componentes Harmônicas de Sequência Positiva e Negativa em Sinais Trifásicos*. 194 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, Pernambuco, 2012. Citado na página 82.

OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. 2. ed. New Jersey: Prentice-Hall International, 1995. Citado na página 91.

STEIN, F. G. *Contribuição à Redução de Perdas nos Semicondutores do Inversor T-Type*. 160 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Santa Catarina, 2016. Citado na página 91.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 4. ed. São Paulo: Prentice-Hall International, 2003. Citado na página 93.

BARBI, I. *Projeto de Fonte Chaveadas*. 2. ed. Florianópolis: [s.n.], 2007. Citado na página 93.

LIMONGI, L. R. et al. Digital current-control schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 1, p. 20–31, March 2009. ISSN 1932-4529. Citado 2 vezes nas páginas 98 e 99.