

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

Guilherme Vieira Hollweg

**CONTROLADOR MRAC-SM APLICADO A UM CONVERSOR  
QUASI-Z-SOURCE FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE  
MONOFÁSICA**

Santa Maria, RS  
2019



**Guilherme Vieira Hollweg**

**CONTROLADOR MRAC-SM APLICADO A UM CONVERSOR QUASI-Z-SOURCE  
FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE MONOFÁSICA**

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

ORIENTADOR: Prof. Mário Lúcio da Silva Martins

Santa Maria, RS  
2019

---

©2019

Todos os direitos autorais reservados a Guilherme Vieira Hollweg. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

End. Eletr.: [guilhermehollweg@gmail.com](mailto:guilhermehollweg@gmail.com)

**Guilherme Vieira Hollweg**

**CONTROLADOR MRAC-SM APLICADO A UM CONVERSOR QUASI-Z-SOURCE  
FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE MONOFÁSICA**

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

**Aprovado em 2 de agosto de 2019:**

---

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

---

**Rodrigo Zelir Azzolin, Dr. (FURG)**

---

**Jonas Roberto Tibola, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2019



## DEDICATÓRIA

*Dedico este trabalho aos meus pais, Ana e Jairo.*





## AGRADECIMENTOS

*Agradeço primeiramente a meus pais, Ana e Jairo, por jamais medirem esforços para me proporcionar condições dignas para que eu pudesse seguir o caminho que desejasse. Agradeço também pelo constante apoio ao longo da minha vida, além dos aconselhamentos e ensinamentos que me foram passados.*

*A minha vó Nilza (in memorian) pelos valores que me foram transmitidos.*

*A minha amada Geórgia por todo apoio e incentivo ao longo do desenvolvimento desse trabalho.*

*Aos professores Mário Lúcio da Silva Martins, Rodrigo Varella Tambara e Rodrigo Zelir Azzolin pelas orientações, discussões e sugestões, sempre visando contribuir para o enriquecimento deste trabalho.*

*Aos colegas do GEPOC, que nunca hesitaram em ajudar quando solicitado. Especialmente ao Ademir Toebe, André Meurer, Antonio Spencer Andrade, Everson Mattos, Gabriel Saccol, Gustavo Koch, Henrique Jank, Ronaldo Guisso, William Venturini e Wilmar Castiblanco.*

*A UFSM e ao PPGEE, bem como a Typhoon®.*

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



*"I think it is possible for ordinary people  
to choose to be extraordinary."*

*(Elon Musk)*



## RESUMO

# CONTROLADOR MRAC-SM APLICADO A UM CONVERSOR QUASI-Z-SOURCE FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE MONOFÁSICA

AUTOR: Guilherme Vieira Hollweg

ORIENTADOR: Mário Lúcio da Silva Martins

Esta dissertação trata do projeto e desenvolvimento de uma estrutura de controle Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC) juntamente com um controlador *Sliding Mode* (SM) aplicado a um conversor CC-CA quasi-Z-Source fotovoltaico, monofásico, conectado à rede. A estrutura de controle é desenvolvida com base em um modelo de referência simplificado de primeira ordem, negligenciando dinâmicas não dominantes nas plantas do sistema. Ao longo desse trabalho é feita a modelagem do conversor CC-CA, o projeto dos elementos que compõem o sistema, bem como análise dos modelos obtidos. Este trabalho apresenta o projeto e desenvolvimento de uma estrutura MRAC-SM para o lado CC e para o lado CA do conversor analisado. Resultados de simulação *offline* e resultados práticos em *Hardware in the Loop* são apresentados para mostrar as diferenças e as vantagens dessa estratégia de controle se comparada aos controladores convencionais de ganhos fixos, amplamente discutido na literatura.

**Palavras-chave:** controlador MRAC. controlador *Sliding Mode*. controlador MRAC-SM. inversor *quasi-Z-Source*.



## ABSTRACT

### MRAC-SM CONTROLLER APPLIED TO A SINGLE-PHASE PHOTOVOLTAIC GRID-CONNECTED QUASI-Z-SOURCE CONVERTER

AUTHOR: Guilherme Vieira Hollweg  
ADVISOR: Mário Lúcio da Silva Martins

This dissertation deals with the design and development of an Adaptive Control by Model Reference (MRAC) structure together with a Sliding Mode (SM) controller through a simplified first order reference model, neglecting non-dominant dynamics in the system's plants. This control strategy is developed for a photovoltaic grid-connected quasi-Z-Source inverter with LCL filter. Throughout the text, its discussed the modeling of the DC-AC converter, the design of the elements that make up the system, as well as the analysis of the plants. The design and development of a MRAC-SM structure for the DC side and the AC side of the analyzed inverter will be presented. Offline simulation results and practical results in Hardware in the Loop are presented to show the difference and advantages of this control strategy compared to a conventional controller, widely studied in the literature.

**Keywords:** MRAC controller. Sliding-Mode controller. MRAC-SM controller. quasi-Z-Source inverter.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Demanda energética mundial. ....	34
Figura 1.2 – Demanda Mundial de energia elétrica. ....	35
Figura 1.3 – Demanda mundial de energia oriunda de sistemas PV. ....	36
Figura 1.4 – Curvas características $I \times V$ de um módulo PV. ....	37
Figura 1.5 – Modelo elétrico dos inversores. a) inversor <i>Z-Source</i> ; b) inversor <i>quasi-Z-Source</i> . ....	39
Figura 2.1 – Modelo qZSI com equivalente <i>Norton</i> (desacoplado). ....	45
Figura 2.2 – Modelo qZSI com equivalente <i>Thevenin</i> (desacoplado). ....	45
Figura 2.3 – Modelo qZSI com equivalente <i>Thevenin</i> (sem desacoplamento). ....	46
Figura 2.4 – Síntese dos diferentes modelos do inversor qZSI. ....	47
Figura 2.5 – Estrutura de controle clássica do qZSI quando o PV é modelado considerando equivalente <i>Thevenin</i> (utilização de <i>rRES</i> ). ....	47
Figura 2.6 – Estrutura de controle clássica cascata (para o período de ST) quando o PV é modelado considerando equivalente <i>Thevenin</i> . ....	48
Figura 2.7 – Estrutura de controle clássica do qZSI quando o PV é modelado considerando equivalente <i>Norton</i> . ....	49
Figura 2.8 – Detalhe do espectro harmônico da corrente de saída de um inversor com filtro L e LCL. ....	55
Figura 3.1 – Diagrama do inversor qZSI com filtro LCL. ....	58
Figura 3.2 – Inversor qZSI: diagrama simplificado. ....	59
Figura 3.3 – Etapas de operação do conversor qZSI. a) Etapa 1: <i>Shoot-Through</i> . b) Etapa 2: <i>Não-Shoot-Through</i> . ....	60
Figura 3.4 – Diagrama de blocos das funções de transferência obtidas para a parte CC do inversor. ....	66
Figura 3.5 – Mapeamento de polos e zeros da função de transferência $G_{v,d}$ variando $D_{ST}$ . ....	68
Figura 3.6 – Circuito equivalente do filtro LCL. ....	69
Figura 3.7 – Diagrama de blocos das funções de transferência obtidas para a parte CA do inversor. ....	72
Figura 3.8 – Validação do modelo de $G_{(v_{pv},d_{ST})}$ . ....	73
Figura 3.9 – Validação do modelo de $G_{(v_{PN},i_{PN})}$ . ....	74
Figura 3.10 – Circuito utilizado para validação do modelo CA. ....	74
Figura 3.11 – Validação do modelo de $G_{(i_{Lg},d_{NST})}$ . ....	75
Figura 3.12 – Diagrama de Bode (MA) de $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$ . ....	84
Figura 3.13 – Lugar das Raízes (MA) de $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$ . ....	85
Figura 3.14 – Lugar das Raízes (MA) de $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$ (detalhe). ....	86
Figura 3.15 – Lugar das Raízes (MF) de $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$ . ....	86
Figura 3.16 – Diagrama de Bode (MA) de $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ . ....	88
Figura 3.17 – Lugar das Raízes (MA) de $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ . ....	88
Figura 3.18 – Lugar das Raízes (MA) de $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ (detalhe). ....	89
Figura 3.19 – Lugar das Raízes (MF) de $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ . ....	90
Figura 3.20 – Diagrama de Bode (MA) de $G_{(i_{grid},d_{NST})}(z)$ . ....	91
Figura 3.21 – Lugar das Raízes (MA) de $G_{(i_{grid},d_{NST})}(z)$ . ....	91
Figura 3.22 – Lugar das Raízes (MA) de $G_{(i_{grid},d_{NST})}(z)$ (detalhe). ....	92
Figura 3.23 – Lugar das Raízes (MF) de $G_{(i_{grid},d_{NST})}(z)$ . ....	93

Figura 4.1 – Malha de controle para regulação de $v_{PV}$ (período de ST). . . . .	96
Figura 4.2 – Resposta em frequência de $G_{(v_{PV},d_{ST})}(z)$ com controlador PI. . . . .	97
Figura 4.3 – Resposta ao degrau de $G_{(v_{PV},d_{ST})}(z)$ com controlador PI. . . . .	97
Figura 4.4 – Malha de controle (cascata) para regulação de $v_{PN}$ e $i_g$ (período de NST). . . . .	98
Figura 4.5 – Resposta em frequência de $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ com controlador PI. . . . .	100
Figura 4.6 – Resposta ao degrau de $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ com controlador PI. . . . .	100
Figura 4.7 – Resposta em frequência de $G_{(i_{grid},d_{NST})}(z)$ com controlador P+R. . . . .	103
Figura 4.8 – Resposta ao degrau de $G_{(i_{grid},d_{NST})}(z)$ com controlador P+R. . . . .	103
Figura 4.9 – Resposta em frequência de $G_{(i_{L1},d_{ST})}(z)$ com controlador PI. . . . .	105
Figura 4.10 – Resposta ao degrau de $G_{(i_{L1},d_{ST})}(z)$ com controlador PI. . . . .	105
Figura 4.11 – Resposta em frequência de $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ com controlador PI. . . . .	107
Figura 4.12 – Resposta ao degrau de $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ com controlador PI. . . . .	107
Figura 5.1 – Diagrama de blocos da estrutura MRAC. . . . .	118
Figura 5.2 – Diagrama de blocos da estrutura MRAC-SM. . . . .	120
Figura 5.3 – Diagrama de Bode da planta real e simplificada - (MRAC-SM CC). . . . .	122
Figura 5.4 – Diagrama de Bode da planta simplificada e modelo de referência - (MRAC-SM CC). . . . .	122
Figura 5.5 – Diagrama de Bode da planta real e simplificada - (MRAC-SM CA). . . . .	124
Figura 5.6 – Diagrama de Bode da planta simplificada e modelo de referência - (MRAC-SM CA). . . . .	124
Figura 6.1 – Sinais controlados utilizando a estrutura clássica (Sistema A: PSIM). a) PI para $v_{PV}$ ; b) PI para $v_{PN}$ e c) P+R para $i_{grid}$ . . . . .	130
Figura 6.2 – Erros de rastreamento dos controladores utilizando a estrutura clássica (Sistema A: PSIM). a) PI para $v_{PV}$ ; b) PI para $v_{PN}$ e c) P+R para $i_{grid}$ . . . . .	131
Figura 6.3 – Ações de controle dos compensadores utilizando a estrutura clássica (Sistema A: PSIM). a) PI para $v_{PV}$ ; b) PI para $v_{PN}$ e c) P+R para $i_{grid}$ . . . . .	132
Figura 6.4 – Forma de onda da corrente injetada na rede regulada por um controlador P+R considerando uma variação paramétrica de indutância na rede (Sistema A: PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . . . . .	134
Figura 6.5 – Erro de rastreamento do controlador P+R para regulação da corrente injetada na rede em um cenário de variação paramétrica na indutância da rede (Sistema A: PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . . . . .	135
Figura 6.6 – Ação de controle P+R para regulação da corrente injetada de saída considerando uma variação paramétrica na indutância da rede (Sistema A: PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . . . . .	136
Figura 6.7 – Sinais controlados utilizando a estrutura clássica com controle indireto de $v_{PV}$ (Sistema B: PSIM). a) PI para controle indireto de $v_{PV}$ ; b) PI para controle indireto de $v_{PN}$ e c) P+R para $i_{grid}$ . . . . .	138
Figura 6.8 – Erros de rastreamento dos controladores utilizando a estrutura clássica com controle indireto de $v_{PV}$ (Sistema B: PSIM). a) PI para controle indireto de $v_{PV}$ ; b) PI para $v_{PN}$ e c) P+R para $i_{grid}$ . . . . .	139
Figura 6.9 – Ações de controle dos compensadores utilizando a estrutura clássica com controle indireto de $v_{PV}$ (Sistema B: PSIM). a) PI para controle indireto de $v_{PV}$ ; b) PI para $v_{PN}$ e c) P+R para $i_{grid}$ . . . . .	140
Figura 6.10 – Forma de onda da corrente injetada na rede regulada por um controlador P+R considerando uma variação paramétrica de indutância na rede (Sistema B: PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . . . . .	142
Figura 6.11 – Erro de Rastreamento do controlador P+R para regulação da corrente	

	injetada na rede em um cenário de variação paramétrica na indutância da rede (Sistema B: PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . .	143
Figura 6.12	– Ação de controle P+R para regulação da corrente injetada de saída considerando uma variação paramétrica na indutância da rede (Sistema B: PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . . . . .	144
Figura 6.13	– Forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede reguladas pelos controladores MRAC-SM na malha cascata diante de um degrau de irradiância (PSIM). . . . .	147
Figura 6.14	– Erros de rastreamento dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede diante de um degrau de irradiância (PSIM). a) $e_{v_{PN}}$ ; b) $e_{i_g}$ . . . . .	148
Figura 6.15	– Ações de controle dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede diante de um degrau de irradiância (PSIM). . . . .	149
Figura 6.16	– Ganhos de adaptação dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e forma de onda da corrente injetada na rede diante de um degrau de irradiância (PSIM). . . . .	150
Figura 6.17	– Forma de onda da corrente injetada na rede regulada pela malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . . . . .	153
Figura 6.18	– Forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento regulada pela malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . . . . .	154
Figura 6.19	– Erros de rastreamento dos controladores MRAC-SM da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ . . . . .	155
Figura 6.20	– Ações de controle do controlador MRAC-SM do lado CC da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM). . . . .	156
Figura 6.21	– Ações de controle do controlador MRAC-SM do lado CA da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (PSIM). . . . .	157
Figura 6.22	– Ganhos de adaptação do controlador MRAC-SM do lado CC para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento da malha cascata adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM). . . . .	158
Figura 6.23	– Ganhos de adaptação do controlador MRAC-SM do lado CA para regulação da corrente de saída da malha cascata adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM). . . . .	159
Figura 7.1	– Formas de onda dos sinais controlados: $v_{PV}$ , $v_{PN}$ e $i_{grid}$ ; Tensão da rede $v_g$ . (HIL) . . . . .	163
Figura 7.2	– Formas de onda dos sinais controlados: $v_{PV}$ , $v_{PN}$ e $i_{grid}$ ; Tensão de saída 3 níveis $v_o$ . (HIL) . . . . .	163
Figura 7.3	– Formas de onda dos sinais controlados diante de um degrau de 10% na fonte de entrada : $v_{PV}$ , $v_{PN}$ e $i_{grid}$ ; Tensão da rede $v_g$ . (HIL) . . . . .	164

Figura 7.4 – Forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede na presença de um degrau de irradiância (HIL).	165
Figura 7.5 – Erro de rastreamento dos controladores PI e P+R utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede na presença de um degrau de irradiância (HIL).	166
Figura 7.6 – Ações de controle dos controladores PI e P+R utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede diante de um degrau de irradiância (HIL).	167
Figura 7.7 – Forma de onda da corrente injetada na rede regulada pelo controlador P+R com relação a adição de indutância da rede (HIL). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ ;	168
Figura 7.8 – Erro de rastreamento do controlador P+R com relação a adição de indutância da rede (HIL). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ ;	169
Figura 7.9 – Ação de controle do compensador P+R com relação a adição de indutância da rede (HIL). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ ;	170
Figura 7.10 – Forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede regulada pelos controladores MRAC-SM na malha cascata na presença de uma variação de irradiância (HIL).	172
Figura 7.11 – Erros de rastreamento dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede na presença de uma variação de irradiância (HIL). a) $e_{vPN}$ ; b) $e_{ig}$ .	173
Figura 7.12 – Ações de controle dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede diante de uma variação de irradiância (HIL).	174
Figura 7.13 – Ganhos de adaptação dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e forma de onda da corrente injetada na rede na presença de uma variação de irradiância (HIL).	175
Figura 7.14 – Forma de onda da corrente de saída da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância da rede (HIL). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ .	177
Figura 7.15 – Erros de rastreamento dos controladores MRAC-SM da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL). a) $L_g = 0,5mH$ ; b) $L_g = 1mH$ ; c) $L_g = 2mH$ .	178
Figura 7.16 – Ações de controle do controlador MRAC-SM (CC) da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL).	179
Figura 7.17 – Ações de controle do controlador MRAC-SM (CA) da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL).	180
Figura 7.18 – Ganhos de adaptação do controlador MRAC-SM (CC) para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento da malha cascata adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL).	181
Figura 7.19 – Ganhos de adaptação do controlador MRAC-SM CA para regulação da corrente de saída da malha cascata adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL).	182

Figura 7.20 – Estrutura P+R em regime permanente: Limites individuais das harmônicas: a) ímpares; b) pares. ....	184
Figura 7.21 – Estrutura MRAC-SM cascata em regime permanente: Limites individuais das harmônicas: a) ímpares; b) pares. ....	185
Figura 7.22 – Estrutura P+R com indutância da rede de 0,5mH: Limites individuais das harmônicas: a) ímpares; b) pares. ....	187
Figura 7.23 – Estrutura MRAC-SM com variação de indutância da rede: Limites individuais das harmônicas: a) ímpares com $L_g = 0,5mH$ ; b) pares com $L_g = 0,5mH$ ; c) ímpares com $L_g = 1mH$ ; d) pares com $L_g = 1mH$ ; e) ímpares com $L_g = 2mH$ ; f) pares com $L_g = 2mH$ . ....	188



## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros dos circuitos utilizados na validação dos modelos.....	76
Tabela 3.2 – Parâmetros do sistema. ....	80
Tabela 3.3 – Coeficientes das plantas $G_{(v_{PV},d_{ST})}$ e $G_{(v_{PN},i_{PN})}$ .....	82
Tabela 3.4 – Coeficientes da planta $G_{(i_{grid},d_{NST})}$ .....	83
Tabela 4.1 – Coeficientes dos controladores clássicos projetados para estrutura considerando o equivalente <i>Norton</i> na entrada. ....	102
Tabela 4.2 – Coeficientes dos controladores PI projetados para estrutura considerando o equivalente <i>Thevenin</i> na entrada. ....	108
Tabela 6.1 – Parâmetros de simulação da estruturas MRAC-SM cascata para o conversor qZS. ....	146
Tabela B.1 – Coeficientes das plantas $G_{(i_{L1},d_{ST})}(s)$ e $G_{(i_{L1},d_{ST})}(z)$ .....	204
Tabela B.2 – Coeficientes das plantas $G_{(v_{PN},i_{PN})}(s)$ e $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ .....	205





## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>qZSI</i>	Inversor <i>quasi-Z-Source</i>
<i>VSI</i>	Inversor Fonte de Tensão
<i>ST</i>	Período de curto-circuito de braço ( <i>Shoot-Through</i> )
<i>NST</i>	Período de não curto-circuito de braço ( <i>Não-Shoot-Through</i> )
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>PV</i>	Fotovoltaico
<i>MPP</i>	Ponto de Máxima Potência
<i>MPPT</i>	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
<i>THD</i>	Taxa Total de Distorção Harmônica
<i>PWM</i>	Modulação por Largura de Pulso
<i>SPWM</i>	Modulação Senoidal por Largura de Pulso
<i>DSP</i>	Processador Digital de Sinais
<i>HIL</i>	<i>Hardware in the Loop</i>
<i>FT</i>	Função de Transferência
<i>P</i>	Controlador Proporcional
<i>PI</i>	Controlador Proporcional-Integral
<i>PID</i>	Controlador Proporcional-Integral-Derivativo
<i>P+R</i>	Controlador Proporcional-Ressonante
<i>MRAC</i>	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência
<i>RMRAC</i>	Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência
<i>SM</i>	Controlador <i>Sliding-Mode</i>
<i>MRAC-SM</i>	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e <i>Sliding-Mode</i>
<i>ZOH</i>	Retentor de Ordem Zero
<i>SISO</i>	Sistema de Única Entrada e Única Saída
<i>DNM</i>	Dinâmica Não Modelada
<i>MIT</i>	Instituto de Tecnologia de Massachusetts



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\theta$	Vetor de ganhos genérico
$\theta_u$	Ganho de adaptação referente ao sinal de entrada da planta
$\theta_y$	Ganho de adaptação referente ao sinal de saída da planta
$\theta_{sm}$	Ganho de adaptação referente a ação de controle SM
$\theta_c$	Ganho de adaptação da decomposição do sinal da rede em fase
$\theta_s$	Ganho de adaptação da decomposição do sinal da rede em quadratura
$\gamma$	Ganho de adaptação
$\Gamma$	Matriz de adaptação
$\zeta$	Filtro auxiliar
$\sigma$	Ganho auxiliar do algoritmo de adaptação LS
$\epsilon$	Erro aumentado ou ganho definido pelo projetista para a ação SM
$a^*$	<i>Ripple</i> de corrente dos capacitores da rede de impedância
$b^*$	<i>Ripple</i> de tensão dos capacitores da rede de impedância
$B$	Fator <i>Boost</i>
$A_1$	Matriz dinâmica obtida durante a primeira etapa de operação
$A_2$	Matriz dinâmica obtida durante a segunda etapa de operação
$B_1$	Matriz de controle obtida durante a primeira etapa de operação
$B_2$	Matriz de controle obtida durante a segunda etapa de operação
$C_1$	Matriz de saída obtida durante a primeira etapa de operação
$C_2$	Matriz de saída obtida durante a segunda etapa de operação
$E_1$	Matriz de transmissão direta obtida durante a primeira etapa de operação
$E_2$	Matriz de transmissão direta obtida durante a segunda etapa de operação
$C_{id}$	Controlador clássico projetado para regulação da forma de onda da corrente injetada na rede (malha interna)
$C_{in}$	Capacitor de entrada
$C_{vd}$	Controlador clássico projetado para regulação da tensão do arranjo fotovoltaico
$C_{vi}$	Controlador clássico projetado para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento (malha externa)

$C_f$	Capacitor $C_f$ do filtro LCL
$C_1$	Capacitor $C_1$
$C_2$	Capacitor $C_2$
$d_0$	Razão cíclica do período de ST
$d_{NST}$	Razão cíclica do período de NST
$d_{ST}$	Razão cíclica do período de ST
$D_1$	Diodo $D_1$
$e_1$	Erro de rastreamento
$e_{ig}$	Erro de rastreamento do controlador da corrente injetada na rede
$e_{vPN}$	Erro de rastreamento do controlador do valor de pico da tensão equivalente de barramento
$f_s$	Frequência de chaveamento
$G_{id}$	Função de transferência que relaciona o valor de pico da corrente injetada na rede e a razão cíclica do período de NST
$G_{vd}$	Função de transferência que relaciona a tensão de entrada e a razão cíclica de ST
$G_{vi}$	Função de transferência que relaciona o valor de pico da tensão equivalente de barramento e o valor eficaz da corrente injetada na rede
$G_{dST}^{vCi}$	Função de transferência que relaciona a tensão no arranjo fotovoltaico e a razão cíclica do período de <i>Shoot-Through</i>
$G_{dST}^{vPV}$	Função de transferência que relaciona a tensão no arranjo fotovoltaico e a razão cíclica do período de <i>Shoot-Through</i>
$G_{iPN}^{vPN}$	Função de transferência que relaciona o valor de pico da tensão equivalente de barramento e o valor eficaz da corrente injetada na rede
$G_{iLg}^{dNST}$	Função de transferência que relaciona a corrente injetada na rede e a razão cíclica do período de NST
$G_{vi}^{smp}$	Planta simplificada que relaciona o valor de pico da tensão equivalente de barramento e o valor eficaz da corrente injetada na rede
$G_{id}^{smp}$	Planta simplificada que relaciona a corrente injetada na rede e a razão cíclica do período de NST
$i_{grid}$	Corrente injetada na rede
$I$	Matriz Identidade
$I_{Load}$	Corrente de carga drenada do barramento CC
$I_{PN}$	Corrente de carga drenada do barramento CC

$I_{PV}$	Corrente do arranjo fotovoltaico
$J$	Função custo a ser minimizada
$k_p$	Ganho de uma planta genérica
$K$	Ganho proporcional
$L_1$	Indutor $L_1$
$L_2$	Indutor $L_2$
$L_c$	Indutor $L_c$ do filtro LCL
$L_g$	Indutor $L_g$ do filtro LCL
$L_o$	Indutor $L_o$ do filtro de saída utilizado no modelo sem desacoplamento
$m$	Índice de modulação utilizado para o período de NST
$m^2$	Sinal do normalizador
$m_p$	Grau relativo do numerador
$M$	Ganho definido pelo projetista da ação SM
$n^*$	Grau relativo
$n_p$	Grau relativo do denominador
$P$	Matriz de covariância
$R_o$	Resistor $R_o$ do filtro de saída utilizado no modelo sem desacoplamento
$r_{PV}$	Resistência do equivalente <i>Norton</i> ou <i>Thevenin</i>
$r_{RES}$	Resistência equivalente do arranjo fotovoltaico
$r_1$	Resistor parasita do indutor $L_1$
$r_2$	Resistor parasita do indutor $L_2$
$R_p$	Polinômio mônico do denominador de uma planta genérica
$R_d$	Resistor de amortecimento do filtro LCL
$R_i$	Resistor equivalente de entrada
$R_1$	Resistor série equivalente do capacitor $C_1$
$R_2$	Resistor série equivalente do capacitor $C_2$
$S_o$	Chave que representa o curto circuito de braço
$S_1$	Chave do <i>full-bridge</i>
$S_2$	Chave do <i>full-bridge</i>

$S_3$	Chave do <i>full-bridge</i>
$S_4$	Chave do <i>full-bridge</i>
$T_0$	Período da etapa de ST
$T_1$	Período da etapa de NST
$T$	Período total (ST+NST)
$T_s$	Período de amostragem
$u$	Ação de controle genérica
$u_{PI}$	Ação de controle de um controlador PI
$u_{P+R}$	Ação de controle de um controlador P+R
$u_{MRAC}$	Ação de controle do modelo de referência adaptativo (MRAC)
$u_{SM}$	Ação de controle <i>Sliding Mode</i>
$u_d$	Ação de controle do distúrbio periódico
$v_{ab}$	Tensão equivalente do modelo da parte CA
$v_g$	Tensão da rede
$v_o$	Tensão 3 níveis do conversor
$v_{gpk}$	Valor de pico da tensão da rede
$v_{PV}$	Tensão sobre o arranjo fotovoltaico
$\tilde{V}_{link}$	Valor de pico da tensão equivalente de barramento
$v_{PN}$	Valor de pico da tensão equivalente de barramento
$v_{Ri}$	Tensão sobre o resistor $R_i$
$v_{Ci}$	Tensão sobre o capacitor $C_i$
$v_{C1}$	Tensão sobre o capacitor $C_1$
$v_{C2}$	Tensão sobre o capacitor $C_2$
$v_{L1}$	Tensão sobre o indutor $L_1$
$v_{L2}$	Tensão sobre o indutor $L_2$
$W_m$	Modelo de referência
$Z_p$	Polinômio mônico do numerador de uma planta genérica

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>33</b>
1.1	PANORAMA ENERGÉTICO ATUAL	33
1.2	ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	34
<b>1.2.1</b>	<b>Custos dos sistemas PV</b>	<b>36</b>
<b>1.2.2</b>	<b>Ponto de máxima potência e seu rastreo</b>	<b>37</b>
<b>1.2.3</b>	<b>Inversor qZSI para aplicações PV residenciais</b>	<b>38</b>
1.3	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	40
1.4	SOLUÇÃO PROPOSTA	40
1.5	OBJETIVOS GERAIS	41
1.6	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	41
1.7	ORGANIZAÇÃO	42
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>43</b>
2.1	CONTEXTUALIZAÇÃO SOBRE CONTROLADORES ADAPTATIVOS	43
2.2	INVERSOR QUASI-Z-SOURCE: MODELAGEM E CONTROLADORES	44
<b>2.2.1</b>	<b>Estruturas de modelagem para o qZSI</b>	<b>44</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Controladores propostos para o qZSI</b>	<b>49</b>
2.3	CONTROLADORES ADAPTATIVOS COM REDUÇÃO DE ORDEM DE SISTEMAS E ROBUSTOS À INCERTEZAS E VARIAÇÕES PARAMÉTRICAS	50
2.4	ALGORITMOS DE ADAPTAÇÃO	52
<b>2.4.1</b>	<b>Algoritmos de adaptação do tipo gradiente</b>	<b>52</b>
<b>2.4.2</b>	<b>Algoritmos de adaptação do tipo LS</b>	<b>53</b>
2.5	FILTRO LCL	54
2.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	54
<b>3</b>	<b>INVERSOR QUASI-Z-SOURCE</b>	<b>57</b>
3.1	DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO INVERSOR QUASI-Z-SOURCE	57
3.2	MODELAGEM DO INVERSOR QUASI-Z-SOURCE	59
<b>3.2.1</b>	<b>Modelo da parte CC</b>	<b>60</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Ganho estático do conversor qZSI</b>	<b>67</b>
<b>3.2.3</b>	<b>Modelo da parte CA</b>	<b>69</b>
3.3	VALIDAÇÃO DOS MODELOS OBTIDOS	72
<b>3.3.1</b>	<b>Validação do modelo de pequenos sinais do lado CC do qZSI</b>	<b>72</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Validação do modelo de pequenos sinais do lado CA do qZSI</b>	<b>73</b>
3.4	PROJETO DOS PARÂMETROS DO SISTEMA	75
<b>3.4.1</b>	<b>Definição do valor de pico da tensão equivalente de barramento</b>	<b>76</b>
<b>3.4.2</b>	<b>Ondulação de potência no dobro da frequência da componente fundamental</b>	<b>77</b>
<b>3.4.3</b>	<b>Projeto dos elementos do conversor qZSI</b>	<b>78</b>
<b>3.4.4</b>	<b>Projeto dos elementos do filtro de saída</b>	<b>78</b>
3.5	OBTENÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA NUMÉRICAS	80
<b>3.5.1</b>	<b>Obtenção da função de transferência numérica de <math>G_{(v_{PV}, d_{ST})}</math></b>	<b>80</b>
<b>3.5.2</b>	<b>Obtenção da função de transferência numérica de <math>G_{(v_{PN}, i_{PN})}</math></b>	<b>81</b>
<b>3.5.3</b>	<b>Obtenção da função de transferência numérica de <math>G_{(i_{grid}, d_{NST})}</math></b>	<b>82</b>
3.6	ANÁLISE DAS PLANTAS OBTIDAS	83
<b>3.6.1</b>	<b>Análise da planta <math>G_{(v_{pv}, d_{ST})}(z)</math></b>	<b>84</b>
<b>3.6.2</b>	<b>Análise da planta <math>G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z)</math></b>	<b>87</b>

3.6.3	<b>Análise da planta <math>G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z)</math></b> .....	89
3.7	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	92
4	<b>PROJETO DOS CONTROLADORES CLÁSSICOS</b> .....	95
4.1	MODELO COM EQUIVALENTE <i>NORTON</i> NA ENTRADA E LADO CC E CA DESACOPLADOS .....	95
4.1.1	<b>PI para regulação da tensão de entrada</b> .....	95
4.1.2	<b>PI para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento</b> ...	98
4.1.3	<b>P+R para regulação da corrente injetada na rede</b> .....	101
4.2	MODELO COM EQUIVALENTE <i>THEVENIN</i> NA ENTRADA E LADO CC E CA DESACOPLADOS .....	102
4.2.1	<b>PI para regulação indireta da tensão de entrada</b> .....	104
4.2.2	<b>PI para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento</b> ...	106
4.2.3	<b>P+R para regulação da corrente injetada na rede</b> .....	108
4.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	108
5	<b>PROJETO DOS CONTROLADORES MRAC-SM</b> .....	111
5.1	CONSIDERAÇÕES SOBRE A PLANTA E O MODELO DE REFERÊNCIA .....	112
5.1.1	<b>Equacionamento da estrutura MRAC de 1<sup>a</sup> ordem</b> .....	113
5.1.2	<b>Equacionamento da estrutura <i>Sliding-Mode</i></b> .....	117
5.1.3	<b>Rejeição ao distúrbio periódico no sistema MRAC-SM para controle de corrente</b> .....	119
5.2	MRAC-SM PARA O LADO CC .....	121
5.2.1	<b>Simplificação da planta</b> .....	121
5.3	MRAC-SM PARA O LADO CA .....	123
5.3.1	<b>Simplificação da planta</b> .....	123
5.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	123
6	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NO PSIM®</b> .....	127
6.1	ESTRUTURAS DE CONTROLE CLÁSSICAS .....	128
6.1.1	<b>Ordem de execução do algoritmo</b> .....	128
6.1.2	<b>Variação paramétrica de irradiância (Sistema A)</b> .....	128
6.1.3	<b>Variação paramétrica da indutância na rede (Sistema A)</b> .....	129
6.1.4	<b>Variação paramétrica de irradiância (Sistema B)</b> .....	133
6.1.5	<b>Variação paramétrica da indutância na rede (Sistema B)</b> .....	141
6.2	ESTRUTURA DE CONTROLE MRAC-SM .....	141
6.2.1	<b>Ordem de execução do algoritmo</b> .....	141
6.2.2	<b>Variação paramétrica de irradiância na malha cascata totalmente adapta- tiva (Sistema C)</b> .....	145
6.2.3	<b>Variação paramétrica da indutância da rede na malha cascata totalmente adaptativa (Sistema C)</b> .....	151
6.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	160
7	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM <i>HARDWARE IN THE LOOP</i></b> .....	161
7.1	ESTRUTURA DE CONTROLE CLÁSSICA .....	162
7.1.1	<b>Regime permanente</b> .....	162
7.1.2	<b>Degrau de irradiância</b> .....	164
7.1.3	<b>Variações incrementais na indutância da rede</b> .....	165
7.2	ESTRUTURA MRAC-SM DO LADO CC E CA .....	171
7.2.1	<b>Degrau de irradiância</b> .....	172
7.2.2	<b>Variações incrementais na indutância da rede</b> .....	176
7.3	<b>ANÁLISE ESPECTRAL DA CORRENTE INJETADA NA REDE</b> .....	183



7.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	186
8	CONCLUSÃO .....	191
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	193
	APÊNDICE A – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA ALGÉBRICAS OBTIDAS NA MODELAGEM DO INVERSOR <i>QUASI-Z-SOURCE</i> (MODELO CONSIDERANDO EQUIVALENTE <i>NORTON</i> NA ENTRADA E DESACOPLEMENTO ENTRE OS LADOS CC E CA).....	199
	APÊNDICE B – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA ALGÉBRICAS E NUMÉRICAS UTILIZADAS PARA PROJETO DO CONTROLADOR CLÁSSICO (MODELO CONSIDERANDO EQUIVALENTE <i>THEVENIN</i> NA ENTRADA, COM DESACOPLEMENTO ENTRE OS LADOS CC E CA).....	203



# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 PANORAMA ENERGÉTICO ATUAL

Nos últimos anos, o desenvolvimento econômico e tecnológico tem se baseado no consumo de combustíveis fósseis. O declínio das reservas naturais e a constante degradação do meio ambiente devido aos efeitos do intenso consumo de combustíveis fósseis tem despertado o interesse pela busca de outras fontes de energia, principalmente aquelas consideradas renováveis. Dessa forma, um esforço conjunto é conduzido ao redor do mundo para desenvolver novas alternativas de geração de energia que sejam economicamente viáveis e menos danosas à natureza. Dentre essas alternativas, aquelas mais significativas e estudadas atualmente são a geração de energia solar, eólica e biomassa (VIDHYA et al., 2015). Essas formas de geração de energia são comumente usadas em aplicações que envolvam *smart-grids* e aplicações residenciais de pequeno porte (GUNGOR et al., 2011).

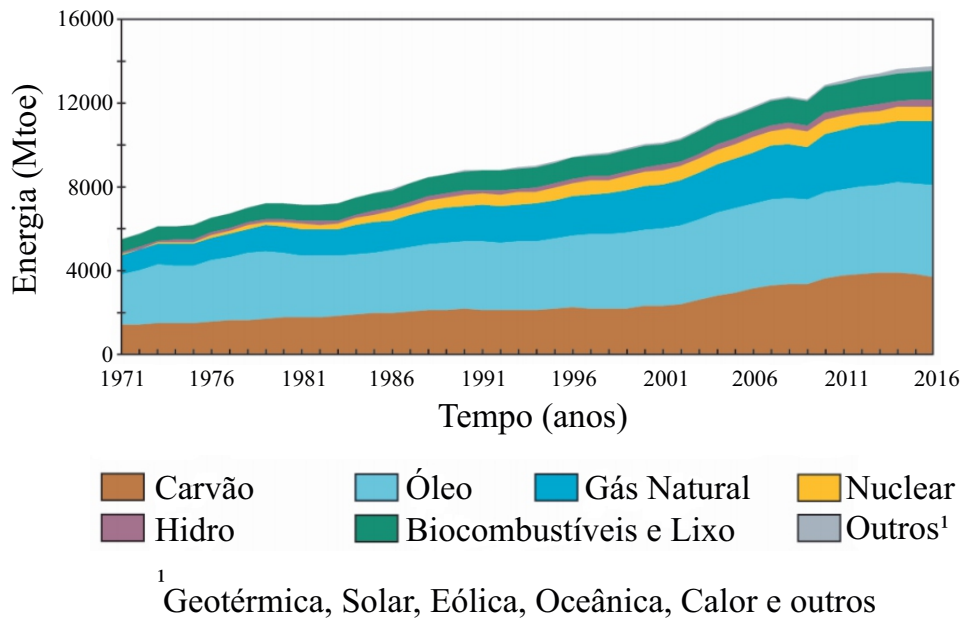
Conforme a sociedade evolui, há um constante aumento na demanda energética que acompanha esse desenvolvimento. Isso ocorre por diversos fatores, como o aumento populacional, o aumento da atividade industrial produzindo bens de consumo em larga escala, entre outros (BARRETO, 2014). Pode-se associar o consumo de energia ao desenvolvimento econômico de uma nação, pois, quanto mais desenvolvida ela tende a ser, maior é sua demanda por energia, conforme mostra (DREHER, 2012). A Figura 1.1 retrata o crescimento da demanda mundial por energia.

Conforme pode ser visto na Figura 1.1, o consumo energético mundial praticamente dobrou nos últimos 40 anos e a demanda pelas novas energias renováveis (eólica, solar, biomassa, etc.) ainda que represente uma parcela pouco significativa do total da matriz energética, vem aumentando nos últimos anos, com uma tendência de representar aproximadamente 20% da demanda mundial de energia em 2040, conforme projeção da (IEA, 2018).

Além do aumento da demanda por energia, cresce a preocupação ambiental com relação aos danos à natureza causados pela intensa queima de combustíveis fósseis. Essa conscientização aliada aos avanços tecnológicos na utilização de alternativas renováveis para geração de energia e, conseqüentemente, a redução dos custos dessas fontes renováveis tem incentivado a expansão de uma matriz energética mais sustentável.

A Figura 1.2 mostra a demanda mundial por energia elétrica. Observa-se que a demanda global cresceu aproximadamente 50% nos últimos 5 anos e as novas fontes renováveis tem ganhado espaço nessa curva de crescimento. Ainda, conforme uma projeção realizada por (MOBIL, 2018), os combustíveis fósseis serão responsáveis por menos de

Figura 1.1 – Demanda energética mundial.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2018).

30% da demanda mundial por energia elétrica em 2040, apresentando uma queda de 40% comparada aos dados atuais.

As matrizes energéticas são variáveis de nação para nação, mudando de acordo com condições climáticas e geográficas, bem como por viabilidade econômica. No Brasil, devido a presença de grandes rios de planalto, as hidrelétricas dominam a participação na matriz energética do país, tornando-a em maior parte renovável.

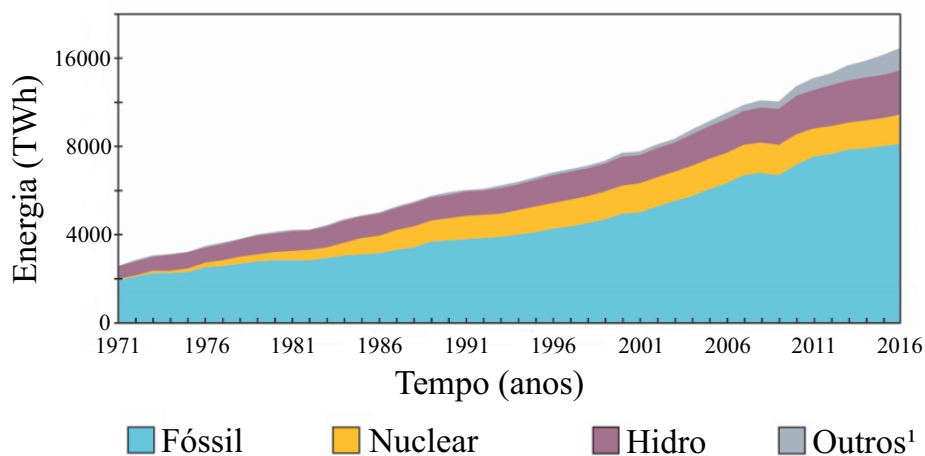
É comum que as grandes centrais hidrelétricas se encontrem longe dos grandes centros de consumo de energia, necessitando de um sistema de transmissão de energia elétrica extenso e complexo, provocando, conseqüentemente, um custo elevado ao sistema de energia, reduzindo sua confiabilidade e elevando as perdas por transmissão, como mostra (ZIENTARSKI, 2017).

Assim, os sistemas de geração fotovoltaica (PV, do inglês: *Photovoltaic*) se apresentam como uma alternativa de baixo custo e reduzido impacto ambiental, permitindo a utilização dos benefícios da geração distribuída, pois instalações fotovoltaicas podem ser implementadas em lugares próximos aos grandes centros de consumo.

## 1.2 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

Com base no cenário atual e nas constantes preocupações com relação a redução do impacto ambiental causado por fontes não renováveis, o investimento em fontes de ge-

Figura 1.2 – Demanda Mundial de energia elétrica.



<sup>1</sup> Geotérmica, Solar, Eólica, Oceânica, Biocombustíveis, Biomassa, Outros

Fonte: Adaptado de (IEA, 2018).

ração de energia renováveis vem crescendo significativamente. Dentre essas novas fontes renováveis, a solar é uma que tem despertado interesse devido algumas características, como mostra (ZIENTARSKI, 2017), (MOBIL, 2018) e (IEA, 2018):

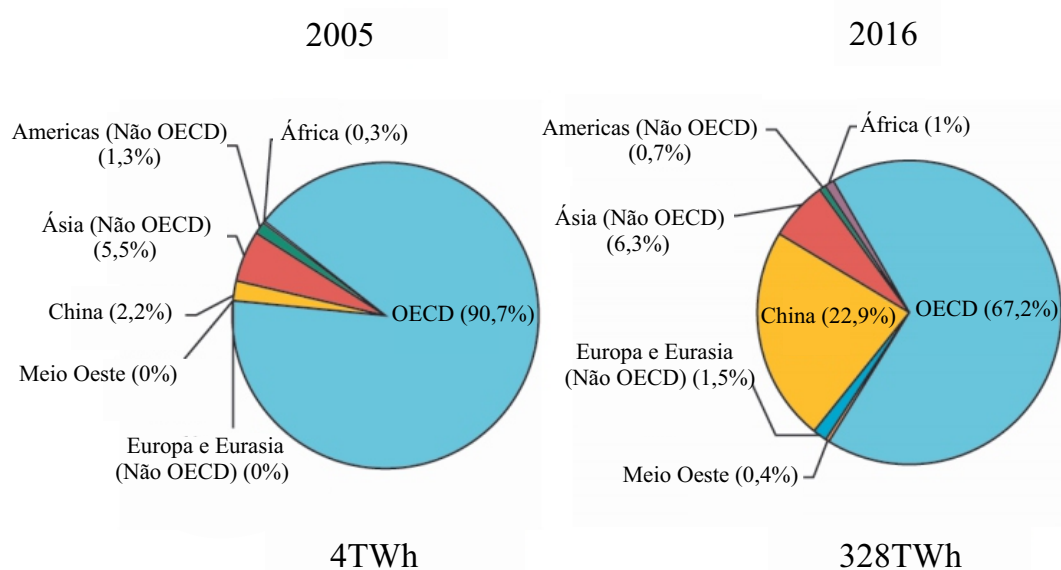
- Sistemas PV não utilizam partes móveis;
- Instalações PV necessitam pouca manutenção após instaladas;
- Há uma flexibilidade de instalação de acordo com a área e potência disponíveis;
- Não necessita de sistemas de transmissão;
- Reduzido dano ambiental: pode-se instalar sistemas PV em áreas degradadas (minas), cobertas (telhados) ou inóspitas (desertos);
- Significativa redução nos custos de fabricação e instalação de sistemas PV.

Todavia, sistemas PV também apresentam algumas desvantagens frente a outras formas de geração de energia, como o seu custo de instalação, sendo que não é acessível para qualquer consumidor, bem como sua fragilidade perante intempéries, não sendo incomum a danificação de arranjos fotovoltaicos diante de fortes tempestades e granizo.

A Figura 1.3 mostra a crescente demanda por sistemas PV ao longo do mundo. Na Figura 1.3 é possível observar que a demanda de energia solar cresceu 82 vezes entre 2005 e 2016, indo de 4TWh para 328TWh. Ainda, conforme comentado em (IEA, 2018), a capacidade instalada de sistemas PV cresceu em torno de 48 vezes entre 2007 e 2016.

Dessa forma, esta expansão na capacidade instalada e na demanda energética de sistemas fotovoltaicos mostra que há uma enorme capacidade de geração desse tipo de

Figura 1.3 – Demanda mundial de energia oriunda de sistemas PV.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2018).

sistema. Ainda, conforme a projeção realizada por (MOBIL, 2018), estima-se que sistemas PV deverão se expandir cerca de 17 vezes até 2040.

### 1.2.1 Custos dos sistemas PV

A crescente expansão na indústria de instalação de sistemas fotovoltaicos tem contribuído para uma redução significativa de custos nos sistemas PV. Os sistemas fotovoltaicos apresentam baixa necessidade de manutenção e uma vida útil elevada, portanto, o principal fator que influencia o custo desses sistemas é sua fabricação e instalação (CARACAS et al., 2014).

Quanto maior for a competitividade no setor de instalação de sistemas fotovoltaicos, menores tendem a ser os custos de instalação, contribuindo para um preço mais baixo da energia gerada. O custo de instalação de um sistema PV depende de diversos fatores, como a região onde a estrutura será instalada, bem como a tecnologia dos módulos fotovoltaicos e dos conversores utilizados no sistema, bem como a configuração topológica e a faixa de potência da instalação (ZIENTARSKI, 2017).

Todavia, tanto em sistemas de pequeno porte quanto de grande porte, o custo dos conversores eletrônicos utilizados para conexão com a rede elétrica representa entre 7% e 8% do custo total de instalação, como mostra (ZIENTARSKI, 2017). Ainda que o custo percentual dos conversores em uma instalação fotovoltaica seja baixo, seu impacto no sistema é elevado, pois, tendo em vista que um sistema PV detém uma vida útil bastante prolon-

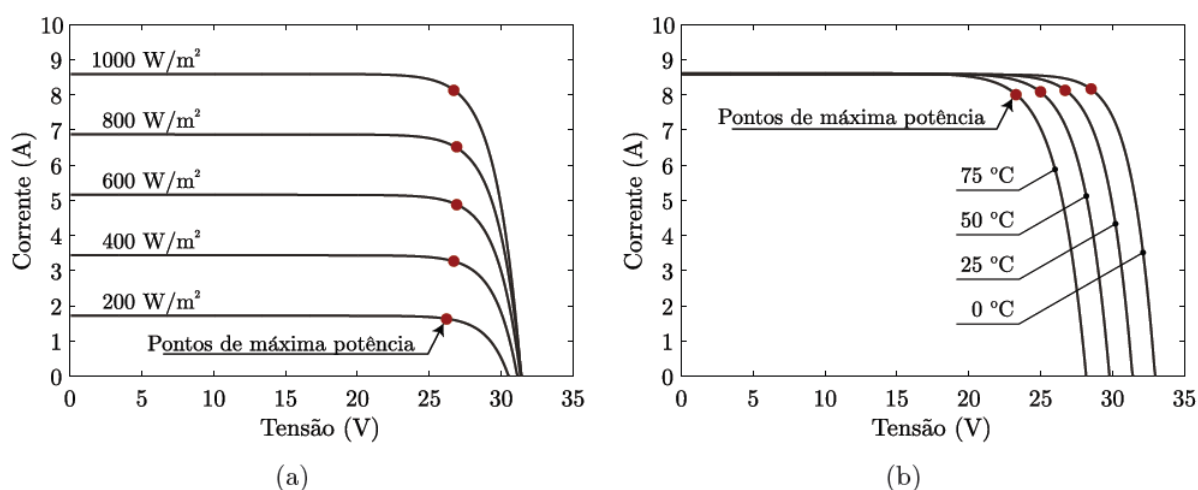
gada, podendo chegar a até 25 anos, um acréscimo de 1% ou 2% de eficiência detém um impacto elevado no longo prazo, contribuindo para uma amortização mais rápida dos custos de instalação e tornando mais viável a implementação de um sistema fotovoltaico.

Dessa forma, é de suma importância que se busque um elevado aproveitamento da energia disponível pelo arranjo fotovoltaico através de topologias e técnicas de controle que maximizem a máxima extração de potência do sistema.

### 1.2.2 Ponto de máxima potência e seu rastreo

Uma das formas de avaliação dos módulos fotovoltaicos é o levantamento da curva  $I \times V$ , que descreve o comportamento das variáveis elétricas (tensão e corrente) em função das características climáticas como a irradiância solar e a temperatura. Através da curva  $I \times V$  se pode obter as seguintes características: tensão de circuito aberto ( $V_{OC}$ ), corrente de curto-circuito ( $I_{SC}$ ), ponto de máxima potência (MPP, do inglês: *Maximum Power Point*), tensão de máxima potência ( $V_{MPP}$ ) e corrente de máxima potência ( $I_{MPP}$ ). Para padronização as curvas características dos módulos fotovoltaicos são traçadas sob condições específicas (STC, do inglês: *Standard Test Conditions*) de irradiância (G) de  $1000W/m^2$ , massa de ar (AM) de 1,5 e temperatura de célula de  $25^{\circ}C$ . A Figura 1.4 mostra a curva  $I \times V$  de um módulo fotovoltaico *Kyocera* de  $210W_{pk}$ .

Figura 1.4 – Curvas características  $I \times V$  de um módulo PV.



Fonte: Adaptado de (ZIENTARSKI, 2017).

A parte Figura 1.4(a) apresenta as curvas resultantes considerando uma temperatura fixa de  $25^{\circ}C$  com irradiação variando de 200 a  $1000W/m^2$ . Já a Figura 1.4(b) mostra as curvas resultantes considerando uma irradiação fixa de  $1000W/m^2$  com temperatura variando de 0 a  $75^{\circ}C$ . Na figura ainda está destacado o ponto onde é extraído a máxima potência de cada curva, em vermelho. Como pode ser observado, há variação mais sig-

nificativa com relação à irradiação do que com a temperatura, de modo que o ponto de máxima potência muda drasticamente com a diminuição da irradiação.

Com o intuito de aprimorar a extração da máxima potência disponível dos módulos fotovoltaicos, foram desenvolvidas diversas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês: *Maximum Power Point Tracking*), como mostrado em (BASTIDAS-RODRIGUEZ et al., 2014). As técnicas de MPPT consistem em monitorar uma das grandezas de entrada (tensão ou corrente) e perturbar a outra que não é medida, variando assim o ponto de operação do sistema, buscando realizar a operação mais próxima do ponto de MPP visando uma maior eficiência.

### 1.2.3 Inversor qZSI para aplicações PV residenciais

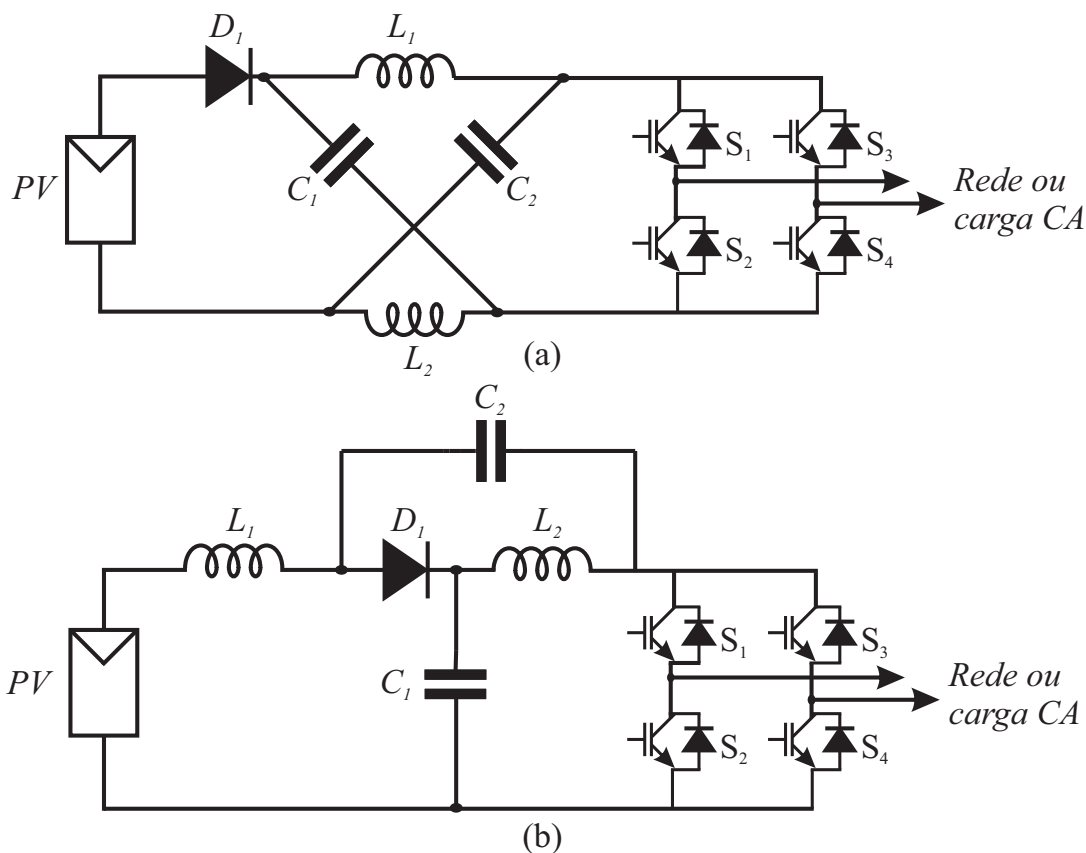
O inversor *quasi-Z-Source*, proposto em 2008, é uma topologia derivada do inversor *Z-Source*, proposto em 2003. Todavia, seu sucessor detém certas características adicionais: o inversor qZSI drena uma corrente constante do arranjo fotovoltaico e apresenta menor esforço nos componentes da fonte de impedância, tornando essa topologia bastante adequada para aplicações em sistemas fotovoltaicos, como mostrado em (LI et al., 2009) e (SUN et al., 2014). Os conversores *Z-Source* e *quasi-Z-Source* estão representados na Figura 1.5.

Considerando um sistema PV residencial, na faixa de alguns kW, onde a área para instalação do arranjo fotovoltaico é limitada, muitas vezes é necessário a utilização de um conversor elevador para aumentar a tensão do arranjo fotovoltaico para um nível de tensão de barramento suficiente para que o estágio inversor possa ser conectado diretamente à rede elétrica sem a utilização de transformadores. Esse sistema composto por dois estágios detém perdas maiores do que quando se tem estágio único. Portanto, a utilização de um estágio CC-CC ocorre somente quando estritamente necessário (GIACOMINI, 2015).

O inversor qZSI pode operar com tensões de entrada menores do que o valor de pico da tensão equivalente de barramento, pois detém função elevadora e inversora em um único estágio. Estes conversores CC-CA possuem elementos passivos entre a fonte de entrada e a ponte inversora, possibilitando a utilização de um terceiro estado de operação, além do estado de transferência de potência do barramento para a saída e o estado de roda-livre, que é o estado de curto-circuito, ST (do inglês: *Shoot-Through*). Isso é possível por que a rede de impedância do barramento limita o crescimento da corrente no estado de curto-circuito, como mostrado em (LI et al., 2009). Com a disponibilidade deste terceiro estado, pode-se realizar a regulação da tensão de entrada do arranjo fotovoltaico, como a soma das tensões nos capacitores da fonte de impedância ou a tensão em apenas um deles. Adicionalmente, caso considerada uma malha cascata, pode-se realizar a regulação da forma de onda da corrente injetada na rede, como mostrado em (LI et al., 2013) e (LIU



Figura 1.5 – Modelo elétrico dos inversores. a) inversor *Z-Source*; b) inversor *quasi-Z-Source*.



Fonte: Próprio autor.

et al., 2014a).

Apesar das vantagens da rede de impedância, a inclusão de indutores e capacitores no barramento aumenta a ordem dos modelos do conversor. Para reduzir o esforço e a ordem dos modelos, a grande maioria dos trabalhos que utilizam a topologia qZSI fazem a modelagem do arranjo fotovoltaico como uma fonte de tensão (equivalente *Thevenin*). Todavia, tendo em vista a não linearidade de um módulo fotovoltaico, sabe-se que a resistência intrínseca de entrada varia de acordo com a irradiação e temperatura, conforme mostrado em (URTASUN; SANCHIS; MARROYO, 2013), se revelando como uma incerteza em um sistema PV. Além disso, tendo em vista a necessidade de se executar o rastreamento do ponto de máxima potência por meio de um algoritmo, tal como o P&O (Perturba e Observa), faz-se necessário a regulação da corrente ou da tensão do arranjo PV, o que exige a inclusão de um terceiro capacitor no modelo. Este capacitor é colocado em paralelo com o arranjo PV e permite que a tensão de entrada do conversor,  $V_{pv}$ , seja modelada como um estado do sistema. Em contrapartida, utilizando esse método alguns modelos obtidos passam de 2<sup>a</sup> e 4<sup>a</sup> ordem para 5<sup>a</sup> ordem, aumentando razoavelmente a complexidade do projeto do controlador. Para que seja possível projetar um controlador com base em um modelo de ordem reduzida, é necessário que o controlador apresente razoável

robustez. Assim, uma forma de reduzir a ordem da planta, adicionando robustez ao sistema de controle e adaptando sua estrutura diante de incertezas e variações paramétricas presentes na fonte e na carga é a utilização de um controlador adaptativo.

Quando se conhecem todos os parâmetros da planta, ou as variações paramétricas não são tão significativas a ponto de deslocarem consideravelmente os polos do sistema em malha fechada, controladores de ganhos fixos, se bem projetados, apresentam bom desempenho e estabilidade (MASSING, 2013). Todavia, se tratando de conversores fotovoltaicos conectados à rede, existem não linearidades provenientes do módulo PV, bem como parâmetros incertos que variam de acordo com o local que o conversor estará conectado, como o valor da impedância da rede, por exemplo. Se tratando de aplicações residenciais em redes fracas, ou seja, aquelas redes onde existe uma presença significativa de indutância do lado da rede, esta grandeza pode assumir valores que podem chegar a até 5mH (ALENIUS, 2018). Esse incremento no valor da indutância da rede é prejudicial, pois diminui a capacidade do sistema de entregar potência ativa, sendo necessário um nível de tensão mais elevado no barramento para injetar a mesma quantidade de corrente ativa na rede. Todas essas questões serão discutidas detalhadamente ao longo deste trabalho.

### 1.3 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

As plantas do conversor *quasi-Z-Source* são de ordem elevada, o que se mostra como uma limitação para o projeto de controladores clássicos, tendo em vista que sistemas de ordem superior, apresentando número elevado de polos, tendem a ser mais complexos de serem controlados que sistemas de ordem reduzida, como mostra (OGATA, 2003). Ainda, as variações paramétricas na fonte e na carga presentes em sistemas PV, provenientes de incertezas sobre a irradiância do sistema e sobre a impedância da rede podem deteriorar o desempenho no processamento de energia elétrica, elevando o tempo de amortização do investimento na utilização de sistemas fotovoltaicos.

### 1.4 SOLUÇÃO PROPOSTA

Utilizar uma estrutura de controle capaz de se adaptar as incertezas provenientes das não-linearidades do arranjo fotovoltaico quanto da impedância da rede, bem como realizar o projeto do sistema de controle com base em uma planta de ordem reduzida, a fim de simplificar e tornar o sistema mais robusto e menos suscetível a instabilidade. A estrutura de controle é aplicada em um inversor *quasi-Z-Source* fotovoltaico, monofásico e

conectado à rede, para aplicação residencial de pequeno porte.

## 1.5 OBJETIVOS GERAIS

Com a finalidade de desenvolver um sistema de controle baseado em um modelo simplificado do sistema, sem o conhecimento das incertezas da planta, bem como se adaptar as diferentes variações paramétricas e garantir estabilidade e bom desempenho em pontos onde o controlador clássico não é capaz de atuar ou detém desempenho deteriorado, é utilizado um controlador por modelo de referência adaptativo adicionalmente com uma ação *Sliding Mode*, também adaptativa, compondo uma estrutura MRAC-SM.

## 1.6 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos desse trabalho estão descritos abaixo:

- Realizar uma revisão bibliográfica das estruturas de modelagem e controle de conversores *quasi-Z-Source*;
- Realizar uma revisão bibliográfica sobre controladores RMRAC e comentar acerca dos algoritmos de adaptação;
- Fazer a modelagem do conversor *quasi-Z-Source*, validação dos modelos obtidos e projeto dos seus elementos;
- Projetar uma estrutura de controle clássica para comparação com a estrutura MRAC-SM.;
- Projetar uma estrutura de controle MRAC-SM para o lado CC e CA do conversor qZSI com base em modelos de ordem reduzida das plantas obtidas, tornando o sistema mais simples e robusto às incertezas;
- Implementar as estruturas de controle clássica e MRAC-SM no conversor qZSI em *software* de simulação;
- Implementar as estruturas de controle clássica e MRAC-SM utilizando um ambiente HIL (do inglês: *Hardware in the Loop*) em um DSP (do inglês: *Digital Signal Processor*).

## 1.7 ORGANIZAÇÃO

Essa dissertação traz a utilização de duas estruturas de controle adaptativas, uma para o lado CC e outra para o lado CA do inversor qZSI, onde será discutida a utilização de ambas estruturas atuando conjuntamente, em cascata. Será feita a comparação do desempenho das estruturas MRAC-SM com os resultados apresentados pelos controladores clássicos, sendo um controlador PI para o lado CC e um controlador P+R para o lado CA.

Portanto, este trabalho está organizado da seguinte forma: O capítulo 2 traz uma revisão bibliográfica sobre a modelagem e estruturas de controle do inversor *quasi-Z-Source*, bem como acerca dos controladores adaptativos MRAC, sua estrutura de projeto e algoritmos de adaptação. O Capítulo 3 traz a modelagem, projeto dos elementos do inversor qZSI, validação dos modelos e análise das plantas obtidas. Já o Capítulo 4 contempla o projeto das estruturas de controle clássico a serem comparadas com as estruturas adaptativas. O Capítulo 5 mostra o equacionamento e projeto das estruturas MRAC-SM simplificadas, onde também é comentado sobre a relação entre os ganhos de adaptação, ganho do normalizador e dinâmica do modelo de referência adotado. O Capítulo 6 apresenta os resultados de simulação obtidos dos controladores de ganhos fixos em comparação com as estruturas adaptativas. Na sequência, o capítulo 7 traz os resultados experimentais de ambas as estruturas, clássica e adaptativa, no DSP, utilizando HIL. Por fim, tem-se as conclusões e os apêndices que complementam esta dissertação.

Controladores adaptativos, por serem não-lineares, são mais complicados de serem projetados que controladores de ganhos fixos, e conseqüentemente, a prova de estabilidade dessas estruturas de controle não é trivial (MASSING, 2013). Dessa forma, essa dissertação não contempla a análise de estabilidade do sistema de controle proposto, pois não é o foco do trabalho, mas sim seu projeto, análise e implementação.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nessa seção são descritos os temas abordados que contribuíram para a modelagem e projeto do inversor estudado, bem como da estrutura de controle proposta.

### 2.1 CONTEXTUALIZAÇÃO SOBRE CONTROLADORES ADAPTATIVOS

O estudo desenvolvido em controle adaptativo começou na década de 1950 com a expansão do setor de aviação, e conseqüentemente, com a necessidade de sistemas de pilotos automáticos para que as aeronaves pudessem voar em diversas faixas de altitude de forma segura e confiável. Os controladores existentes na época, de ganhos fixos, se mostraram limitados diante de mudanças no ponto de operação, deteriorando o desempenho do sistema e inclusive podendo levá-lo à instabilidade. Desde lá se percebeu a necessidade do estudo e desenvolvimento de controladores capazes de terem seus ganhos adaptáveis, de acordo com variações impostas à planta (ASTROM; WITTERNMARK, 1995).

Nessa perspectiva, surgiu o *Gain Scheduling*, que consiste em uma técnica de controle baseada em uma tabela com ganhos pré-calculados e um sistema auxiliar responsável por verificar a faixa atual de operação do sistema e solicitar a atualização dos ganhos do controlador. Todavia, uma variação muito abrupta entre as faixas de operação ou a presença de incertezas na planta pode tornar o sistema instável. Além disso, uma desvantagem dessa técnica é que os ganhos têm de ser calculados *offline*, e ainda é necessário um sistema de correção de erro, além de que uma vasta faixa de operação leva a uma vasta faixa de ganhos, podendo tornar o sistema computacionalmente complexo de ser implementado (IOANNOU; SUN, 2012).

Ainda, mesmo que o *Gain Scheduling* force o sistema a se adaptar às mudanças impostas pelo ambiente, devido a técnica consistir em uma tabela composta por controladores clássicos previamente calculados e o sistema não adaptar seus ganhos iteração a iteração, recalculando seus coeficientes em tempo real de acordo com os parâmetros atuais da planta, não é incomum o questionamento à técnica como sendo verdadeiramente adaptativa (TAMBARA, 2018).

Basicamente, um sistema de controle adaptativo pode ser definido em dois tipos distintos: direto e indireto. No método direto, os ganhos do sistema de controle são estimados a partir de um modelo de referência pré-estabelecido pelo projetista, de modo que não se faz necessário a identificação explícita dos parâmetros da planta, pois existe um modelo definido a ser seguido. No método indireto, os parâmetros da planta são estimados em tempo real, e com base nessa estimativa, a lei de controle é calculada (IOANNOU;

SUN, 2012).

Quanto a modelagem, os controladores adaptativos também podem ser categorizados em dois grupos: entrada-saída e abordagem por espaço de estados. O método entrada-saída consiste em controlar a planta tendo disponível somente os sinais de entrada e saída. Já na abordagem por espaço de estados, os estados do sistema devem ser medidos parcialmente ou totalmente. Em caso de medição parcial, os estados restantes devem ser estimados (TAMBARA, 2014).

Sabe-se que técnicas de controle que utilizam ganhos fixos, comumente utilizados na indústria, como controladores P (Proporcional), PI (Proporcional-Integral) e PID (Proporcional-Integral-Derivativo) podem não ser capazes de garantir bom desempenho em certas aplicações, como é o caso de sistemas que detenham variações paramétricas, que se apresentam na forma de incertezas estruturadas, ou então incertezas não-estruturadas, que se manifestam como dinâmicas não modeladas (FLORA; GRÜNDLING, 2008).

## 2.2 INVERSOR QUASI-Z-SOURCE: MODELAGEM E CONTROLADORES

### 2.2.1 Estruturas de modelagem para o qZSI

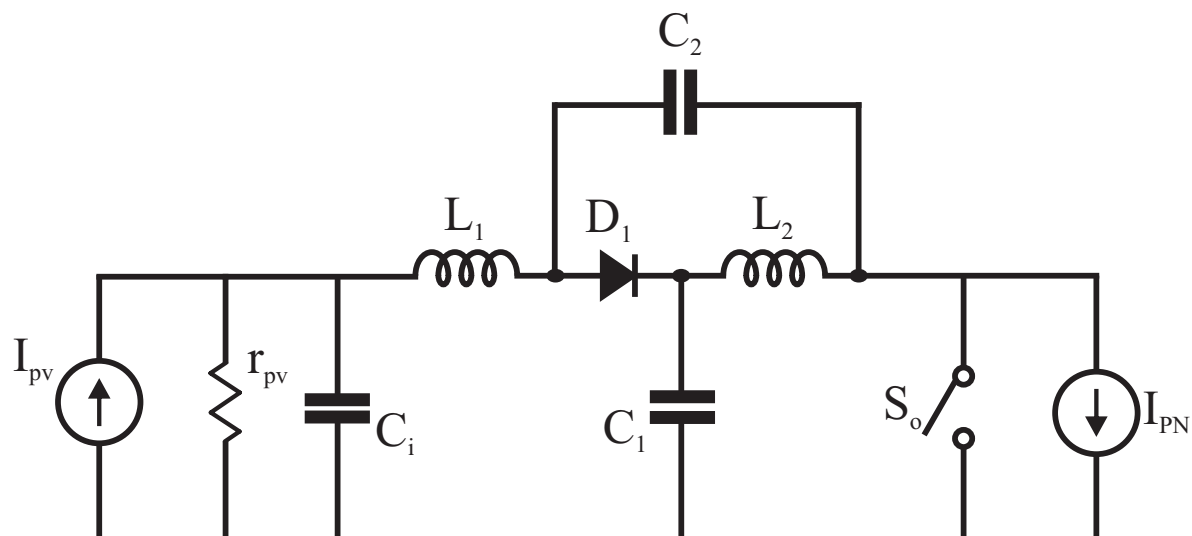
O inversor *quasi-Z-Source* é uma topologia derivada do inversor *Z-Source*, mas difere de seu antecessor em certos aspectos: o inversor qZSI drena uma corrente constante do arranjo fotovoltaico e apresenta menor *stress* nos componentes da fonte de impedância (LI et al., 2009). Recentemente, estudos foram conduzidos utilizando inversores qZSI em aplicações para veículos elétricos, como em (GUO et al., 2013) e (HAN et al., 2015), energia eólica, conforme (ZHANG; HUANG; HU, 2017) e (HUSSIEN; TAHA; MAHGOUB, 2015), além de fotovoltaica, como (LI et al., 2009), (SUN et al., 2012), (LIU et al., 2014b) e (EDDINE et al., 2017).

Quanto a modelagem do inversor *quasi-Z-Source*, (ZHOU; LIU; LI, 2013) mostra que se pode utilizar uma fonte de corrente na entrada (equivalente *Norton*), desacoplando o lado CA do lado CC por meio da resposta dinâmica das variáveis, considerando o lado CA como uma fonte de corrente na saída do inversor. A Figura 2.1 representa este modelo.

Já (LI et al., 2009) e (SUN et al., 2012) mostram que se pode considerar uma fonte de tensão na entrada (equivalente *Thevenin*), também desacoplando o lado CA do lado CC por meio da resposta dinâmica das variáveis, e apresentando uma fonte de corrente na saída. A Figura 2.2 representa este modelo.

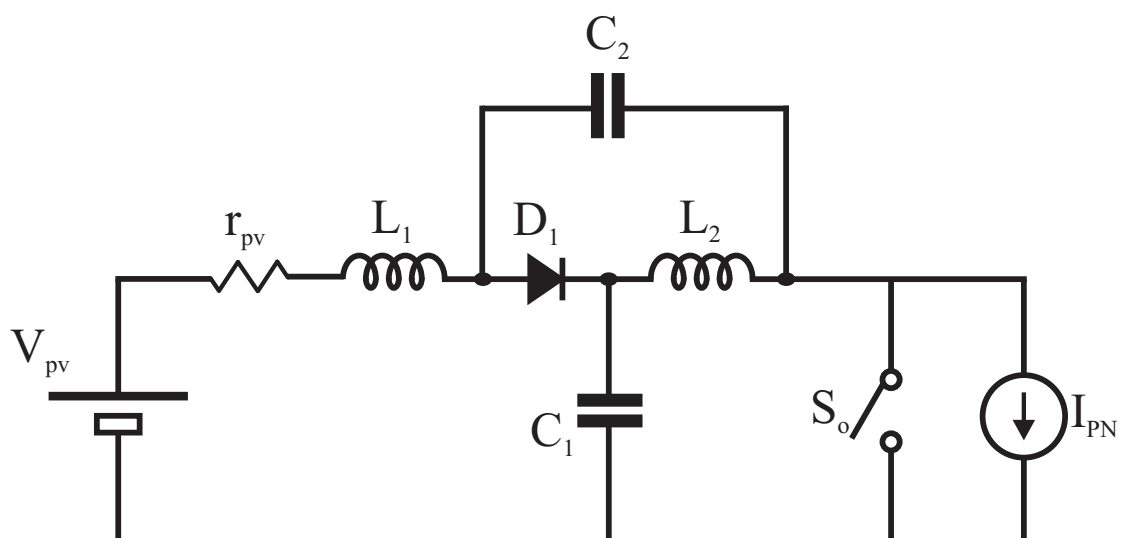
Ainda, (LIU; LIU; ZHANG, 2013) explica que se pode utilizar uma fonte de tensão (equivalente *Thevenin*) modelando os lados CC e CA juntos, sem desacoplamento. A

Figura 2.1 – Modelo qZSI com equivalente *Norton* (desacoplado).



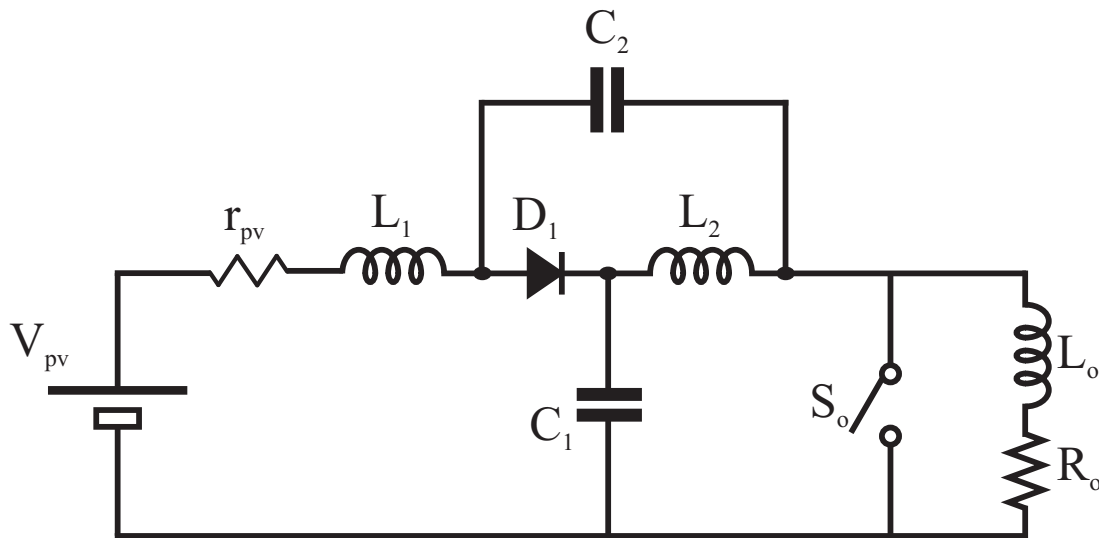
Fonte: Próprio autor.

Figura 2.2 – Modelo qZSI com equivalente *Thevenin* (desacoplado).



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.3 – Modelo qZSI com equivalente *Thevenin* (sem desacoplamento).



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.3 representa este modelo.

Dessa forma, se tratando das diferentes formas de modelagem do inversor *quasi-Z-Source*, a Figura 2.4 mostra uma síntese dos principais modelos do conversor qZSI considerando um filtro L na saída, com um resistor ( $R_o$ ) representando a carga do sistema e um indutor ( $L_o$ ) representando a indutância do filtro.

Com relação ao modelo do arranjo fotovoltaico, pode-se considerar uma fonte de corrente com um resistor em paralelo (equivalente *Norton*) ou uma fonte de tensão com resistor em série (equivalente *Thevenin*). Note que caso seja considerado o equivalente *Norton*, há a adição de um capacitor em paralelo com o resistor de entrada, a fim de desacoplar a dinâmica do arranjo PV do restante do circuito, diminuindo a ondulação de tensão e corrente no arranjo fotovoltaico. Todavia, a presença desse elemento capacitivo tende a aumentar a ordem da planta.

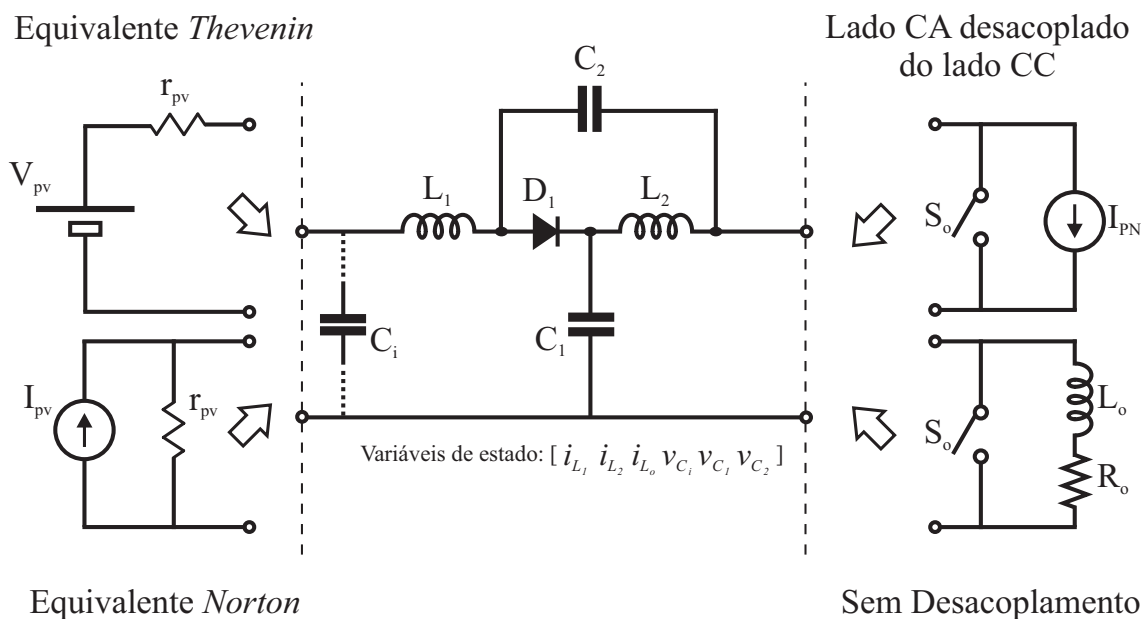
Conforme mostrado na Figura 1.4, percebe-se que a tensão do módulo PV varia mais significativamente com relação as condições de temperatura e irradiação. Portanto, habitualmente se faz a realização do MPPT de um módulo PV mantendo a corrente fixa e perturbando a tensão de entrada, a fim de encontrar um ponto que mais se aproxime daquele de máxima potência.

Utilizando o equivalente *Thevenin* na entrada, o controle da tensão do arranjo fotovoltaico deve ser feito indiretamente, como mostrado em (LI et al., 2013). A Figura 2.5 representa a estrutura de controle indireto para realização do MPPT quando o arranjo fotovoltaico é modelado através do equivalente *Thevenin*.

Essa estrutura de controle mostrada na Figura 2.5 consiste na regulação indireta da

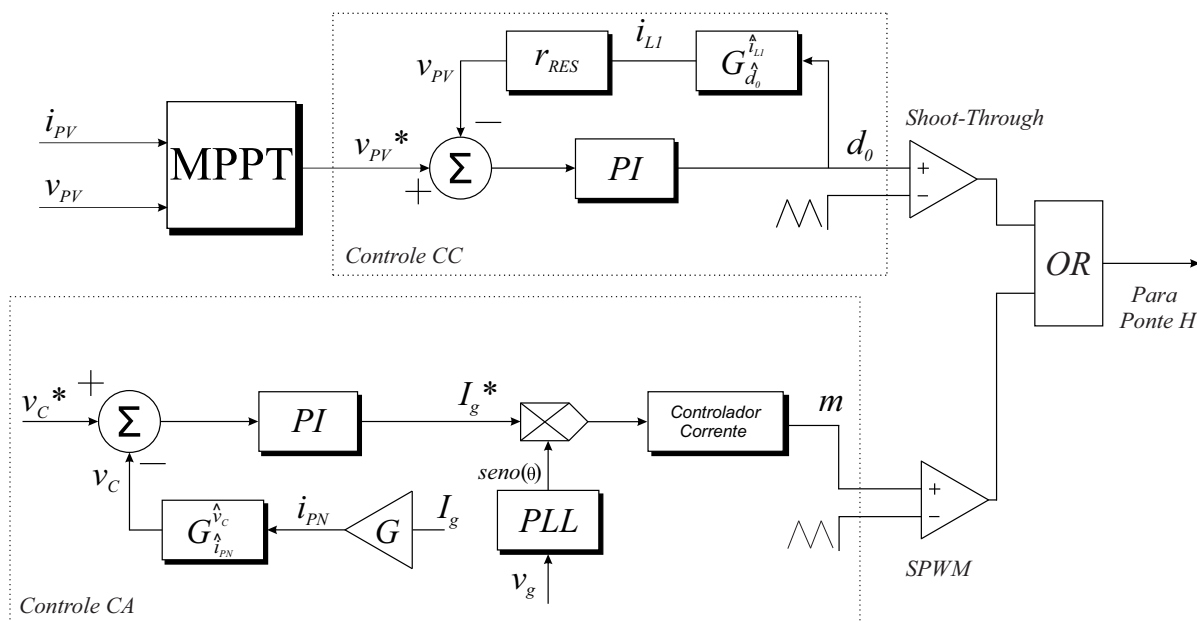


Figura 2.4 – Síntese dos diferentes modelos do inversor qZSI.



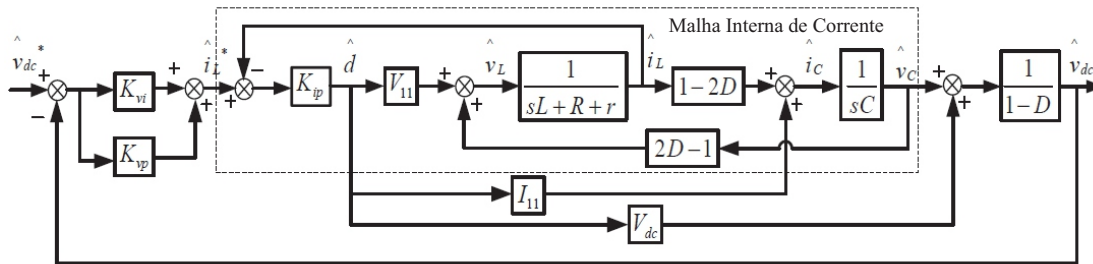
Fonte: Próprio autor.

Figura 2.5 – Estrutura de controle clássica do qZSI quando o PV é modelado considerando equivalente *Thevenin* (utilização de *rRES*).



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

Figura 2.6 – Estrutura de controle clássica cascata (para o período de ST) quando o PV é modelado considerando equivalente *Thevenin*.



Fonte: Adaptado de (LIU et al., 2011).

tensão de entrada, controlando a corrente do arranjo fotovoltaico e multiplicando-a pelo valor da resistência equivalente,  $r_{RES}$ , obtida fazendo  $v_{PV}/i_{PV}$ . Todavia, como comentado no capítulo 1, a irradiação do sistema varia consideravelmente, e a resistência intrínseca do PV também muda, sendo uma incerteza do sistema fotovoltaico. Assim, essa técnica de controle tende a inserir um erro no sistema, pois o valor de  $r_{RES}$  considerado é fixo para toda a faixa de operação do conversor.

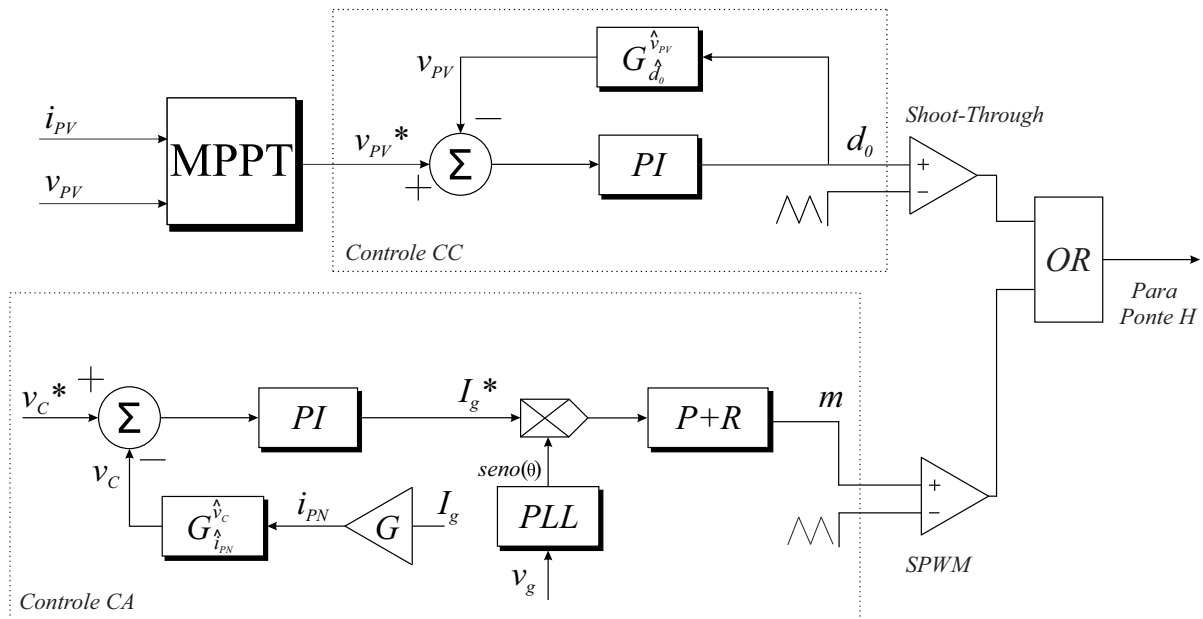
Ainda, (LIU et al., 2011) traz uma outra proposta de controle considerando os modelos CC e CA desacoplados e uma fonte de tensão na entrada do conversor *quasi-Z-Source*. Nesse sistema a modelagem é realizada a fim de obter um mapa de fluxo de sinais (do inglês: *Signal-Flow*) que relacione as diferentes tensões e correntes do conversor. Dessa forma, é possível realizar uma estratégia de controle indireta para o ST, em duas malhas, como mostra a Figura 2.6, onde  $V_{11} = V_{C1} + V_{C2} - I_{PN}R$  e  $I_{11} = I_{PN} - 2I_L$ .

Na Figura 2.6 é possível observar um controle cascata que relaciona a tensão de pico do barramento do conversor, composta pela soma das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  da rede de impedância, pela corrente no indutor, e conseqüentemente, esta pela razão cíclica do período de ST. Esse sistema detém diversas expressões matemáticas entre a entrada e saída de cada função de transferência e precisa de diversas realimentações para ser implementado.

Utilizando o equivalente *Norton*, a tensão do capacitor de entrada é a mesma do módulo fotovoltaico e pode ser regulada diretamente, tendo em vista que a tensão neste elemento é tratada como um estado do sistema na modelagem por espaço de estados, podendo ser relacionada com a razão cíclica da chave, como mostra (ZHOU; LIU; LI, 2013). A Figura 2.7 mostra um típico sistema de controle clássico considerando esse modelo.

Quanto a saída do conversor CC-CA, pode-se considerar um desacoplamento do lado CC em relação ao lado CA por meio do projeto das dinâmicas dos controladores, desde que os controladores do lado CC apresentem uma dinâmica significativamente mais lenta se comparada aquela dos controladores do lado CA. Essa diferença dinâmica é obtida por meio da definição da banda passante do sistema compensado em malha aberta,

Figura 2.7 – Estrutura de controle clássica do qZSI quando o PV é modelado considerando equivalente *Norton*.



Fonte: Próprio Autor.

onde a banda passante dos modelos deve possuir pelo menos uma década de diferença. Assim, pode-se avaliar que o lado CC do inversor *quasi-Z-Source* considere o lado CA do circuito como uma fonte de corrente constante,  $I_{PN}$ . Se essa diferença de dinâmicas for considerada, o sistema fica mais simples de ser modelado.

Caso seja considerada a dinâmica do lado CA juntamente com o lado CC, sem desacoplamento, como mostrado de forma detalhada em (LIU; LIU; ZHANG, 2013), a modelagem do circuito fica mais complexa, pois os elementos que compõem o filtro de saída são incorporados ao modelo elétrico da fonte de impedância, e a ordem das plantas aumenta proporcionalmente em relação a ordem do filtro de saída do conversor.

## 2.2.2 Controladores propostos para o qZSI

Com relação aos controladores utilizados em inversores *Z-Source* e *quasi-Z-Source*, diversas abordagens diferentes foram utilizadas e podem ser encontradas na literatura, onde a maioria delas usa controle por espaço de estados, projetando controladores PI para o lado CC do inversor, a fim de fazer a regulação dos sinais eliminando o erro em regime permanente, como mostrado em (LI et al., 2009) e (LI et al., 2013). Para o lado CA do conversor CC-CA, foram desenvolvidas técnicas utilizando controladores PI ou P+R (Proporcional-Ressonante) através de uma malha cascata, a fim de regular a forma de

onda da corrente injetada na rede, como mostrado em (LI et al., 2013).

Todavia, sabe-se que controladores clássicos apresentam bom desempenho e considerável robustez para uma faixa limitada de operação. Nesse sentido, visando uma melhor *performance* e estabilidade, (LIU et al., 2013) traz a aplicação de um controlador utilizando uma ação *Sliding-Mode* (SM) para controle das razões cíclicas de ST e NST. É mostrado que comparado aos controladores de corrente convencionais, a estrutura SM proposta apresenta resposta mais rápida e melhor estabilidade quando há uma considerável variação na carga. Na mesma linha, (DING et al., 2008) e (INIYAVAL; KARTHIKEYAN, 2016) utilizam um controlador baseado em lógica *Fuzzy* para controle do valor de pico da tensão equivalente de barramento do controlador. Ainda, (MOSA; ABU-RUB; RODRÍGUEZ, 2012) mostra a utilização de um controlador Preditivo para controle da corrente trifásica injetada na rede.

Já (DHIVYA; MANOHARAN; KUMAR, 2018) utilizou um controlador adaptativo por modelo de referência (MRAC) para controle da corrente de saída do conversor. O autor não apresenta detalhes sobre o algoritmo de adaptação utilizado nem sobre a estrutura do controlador adaptativo, mas mostra que a estrutura de controle proposta apresentou melhor desempenho quando comparado com um controlador de ganhos fixos. Todavia, até o momento, nenhum trabalho traz a aplicação de um controlador por modelo de referência adaptativo com redução da ordem das plantas obtidas para conversores qZSI e que seja robusto às variações paramétricas da fonte e da carga, previamente discutidas nesse trabalho.

### 2.3 CONTROLADORES ADAPTATIVOS COM REDUÇÃO DE ORDEM DE SISTEMAS E ROBUSTOS À INCERTEZAS E VARIAÇÕES PARAMÉTRICAS

Logo que os controladores adaptativos começaram a ser estudados, se mostraram como uma alternativa para resolver problemas que os controladores de ganhos fixos não resolviam. Todavia, a complexidade computacional na implementação desse tipo de controle se mostrou como uma barreira para a sua utilização. Com a evolução tecnológica e a acessibilidade às plataformas embarcadas, bem como o escalonamento da capacidade de processamento, seja em microcontroladores, microprocessadores ou DSPs, a implementação de algoritmos adaptativos se tornou muito mais viável (ASTROM; WITTERNMARK, 1995).

Em muitas aplicações os controladores clássicos são preferidos devido a sua simplicidade e baixa demanda computacional. Entretanto, em diversas situações, devido a complexidade da planta a ser controlada, os controladores adaptativos são soluções viáveis quando comparados a controladores de ganhos fixos, como P (Proporcional), PI (Proporcional-Integral), PID (Proporcional-Integral-Derivativo), repetitivos, LQR (do inglês:

*Linear Quadratic Regulator*), entre outros (TAMBARA, 2014).

Para um sistema de controle é desejável que o controlador seja capaz de manter a estabilidade do sistema diante de incertezas no modelo da planta, variações paramétricas e distúrbios. Essa característica é conhecida como robustez (TAMBARA, 2014). Se tratando de controladores adaptativos diretos, ou seja, aqueles que têm seus ganhos calculados diretamente, projetados com base em um modelo de referência, a robustez é um assunto cada vez mais em pauta nessas estruturas de controle. Na década de 80, (IOANNOU; TSAKALIS, 1986) propôs um controlador adaptativo robusto por modelo de referência (RMRAC). Essa proposta consiste na utilização de um controlador MRAC negligenciando algumas dinâmicas do sistema e reduzindo a ordem da planta considerada e do modelo de referência, modelando aquelas características desconsideradas como uma dinâmica não modelada multiplicativa ou aditiva, tornando o sistema robusto a variações paramétricas e distúrbios limitados. Essa estratégia de controle é interessante para simplificar sistemas complexos, de ordem elevada, e ao mesmo tempo ser efetivo com relação a incertezas e distúrbios que eventualmente estão presentes nos sistemas modelados.

Além disso, (GRUNDLING; CARATI; PINHEIRO, 1997) propôs a utilização de um controlador RMRAC aplicado a uma UPS (do inglês: *Uninterruptible Power Supply*) monofásica a fim de regular a corrente do filtro de saída. A estrutura de controle proposta utiliza um algoritmo de adaptação RLS (do inglês: *Recursive Least Squares*) e se mostrou eficiente com relação a distúrbios periódicos e dinâmicas não modeladas. Na mesma linha, (CARATI; MONTAGNER; GRUNDLING, 2000) mostra a utilização de um controlador RMRAC aplicado a uma fonte de potência CA monofásica com filtro LC a fim de garantir robustez e bom desempenho no sistema. Ainda, (CARATI; RICHTER; GRUNDLING, 2000b) traz uma estrutura de controle RMRAC aplicada a fontes de potência CA trifásicas e (CARATI; RICHTER; GRUNDLING, 2000a) mostra a aplicação de um controlador RMRAC para uma UPS trifásica, ambos garantindo robustez ao sistema diante de incertezas aditivas e multiplicativas.

Ademais, a estrutura de controle RMRAC ainda foi utilizada em (STEFANELLO, 2006), onde foi desenvolvido um controlador digital, implementado em DSP, a fim de ajustar a tensão de saída de uma fonte de potência CA trifásica. Na mesma linha, (FLORA; GRUNDLING, 2008) desenvolveu um controlador RMRAC para regulação da forma de onda da tensão de saída de uma fonte de potência CA utilizada para acionamento de uma máquina de vibração eletrodinâmica. Esses controladores proporcionaram um bom rastreamento da referência e se mostraram estáveis diante de incertezas e distúrbios limitados. Já na área de controle de máquinas elétricas, (MARTINS, 2006) e (CÂMARA, 2007) aplicaram uma estrutura RMRAC para controlar a velocidade de motores de indução trifásicos, tornando o sistema robusto a incertezas estruturadas e não estruturadas.

Com relação a filtros ativos de potência, (STEFANELLO, 2010) apresentou um controlador adaptativo robusto por modelo de referência discreto (DRMRAC) aplicado em um

filtro ativo *Shunt* trifásico a quatro fios. Nesse trabalho foi considerado um modelo da planta de ordem reduzida, onde a lei de controle adaptativa é usada para compensar a variação paramétrica da planta. A estratégia de controle se mostrou robusta com relação às dinâmicas não modeladas.

Se tratando de conversores conectados à rede, (MASSING et al., 2012) apresentou um controlador com alocação adaptativa de polos. A estrutura proposta consiste em um controlador RMRAC com algoritmo de adaptação RLS a fim de regular a corrente injetada na rede de um conversor CC-CA trifásico com filtro LCL. Já (TAMBARA et al., 2013) mostrou uma estrutura RMRAC digital aplicada em conversores estáticos com filtro LCL conectados à rede. Nesse trabalho foi utilizado um algoritmo de adaptação RLS modificado e o controlador mostrou bons resultados de rastreamento e convergência dos ganhos do controlador. Na mesma linha, (TAMBARA; SCHERER; GRÜNDLING, 2018) apresenta uma estrutura MRAC robusta com a adição de uma ação *Sliding-Mode* (MRAC-SM) para acelerar a convergência dos ganhos de adaptação. Nesse caso, o modelo de referência é da mesma ordem da planta obtida, sem simplificação do sistema, mas contribui no desempenho do controlador, tornando-o mais robusto com relação a distúrbios limitados.

## 2.4 ALGORITMOS DE ADAPTAÇÃO

Tendo em vista o objetivo de controlar um sistema que apresente variações paramétricas ou detenha dinâmicas não modeladas, a estrutura de controle adaptativa usa um algoritmo de adaptação de parâmetros. Esse algoritmo é responsável por modificar os ganhos do controlador de acordo com variações na planta e, conseqüentemente, no sinal a ser rastreado, mantendo a estabilidade do sistema e visando obter um bom desempenho da estrutura controle, como explica (ASTROM; WITTERNMARK, 1995) e (IOANNOU; SUN, 2012). Os algoritmos de adaptação podem ser divididos em duas estruturas distintas: gradiente e RLS (do inglês: *Recursive Least Squares*).

### 2.4.1 Algoritmos de adaptação do tipo gradiente

Os algoritmos do tipo gradiente detêm uma taxa de adaptação paramétrica fixa, definida pela matriz  $\Gamma$ . Ou seja, seus ganhos se adaptam com dinâmica constante, independente se estão próximos do regime permanente ou em períodos transitórios. Algoritmos do tipo gradiente são mais simples de serem implementados se comparados aos algoritmos LS (do inglês: *Least Squares*), pois esses apresentam taxas de ganho de adaptação variáveis. No entanto, ambos algoritmos apresentam desempenho satisfatório com relação ao rastreamento do sinal de interesse.

A equação (2.1) é uma equação recursiva discreta de um algoritmo gradiente de um sistema de primeira ordem, baseado na estrutura proposta por (IOANNOU; TSAKALIS, 1986).

$$\theta_{(k)} = \theta_{(k-1)} - \frac{\Gamma T_s \zeta_{(k-1)} e_{1(k-1)}}{m_{(k-1)}^2}, \quad (2.1)$$

onde  $T_s$  é o tempo de amostragem,  $\zeta$  é um filtro auxiliar,  $e_1$  é o erro de rastreamento,  $\Gamma$  é a matriz de adaptação e  $m^2$  é o sinal do normalizador.

#### 2.4.2 Algoritmos de adaptação do tipo LS

Os algoritmos de adaptação do tipo LS, diferentemente dos algoritmos gradiente que apresentam a matriz  $\Gamma$  de ganhos fixos, detêm uma matriz de covariância  $P$  que determina a taxa de adaptação dos parâmetros da estrutura de controle. Comumente, a matriz  $P$  é inicializada com um valor elevado a fim de acelerar o processo de adaptação durante o período transitório e tem seu valor reduzido conforme o erro de rastreamento tende a zero.

A equação (2.2) mostra uma equação recursiva discreta de um algoritmo LS, baseado em (IOANNOU; TSAKALIS, 1986).

$$\theta_{(k)} = (I - \sigma T_s P_{(k-1)})\theta_{(k-1)} - T_s \frac{P_{(k-1)} \zeta_{(k-1)} \epsilon_{(k-1)}}{m_{(k-1)}^2}. \quad (2.2)$$

A matriz de covariância  $P(k)$  está representada pela equação (2.3).

$$P_{(k)} = P_{(k-1)} - T_s \frac{P_{(k-1)} \zeta_{(k-1)} \zeta_{(k-1)}^T P_{(k-1)}}{m_{(k-1)}^2}, \quad (2.3)$$

onde  $T_s$  é o tempo de amostragem,  $\zeta$  é um filtro auxiliar,  $\epsilon$  é o erro aumentado,  $P$  é a matriz de covariância e  $m^2$  é o sinal do normalizador.

Todavia, o método LS apresentado detêm uma limitação: a equação (2.2) tem sua taxa de ganhos de adaptação variáveis, devido a matriz de covariância  $P$ . Entretanto, em regime permanente, a taxa de adaptação tende a zero, como mostrado em (ASTROM; WITTERMARK, 1995) e (IOANNOU; SUN, 2012). Para solucionar esse problema, (SALGADO; GOODWIN; MIDDLETON, 1988), (SALGADO; GOODWIN; MIDDLETON, 1985) e (LOZANO-LEAL; COLLADO; MONDIÉ, 1990), entre outros autores, propuseram algoritmos LS modificados que evitam que a matriz  $P$  apresente ganho nulo em regime permanente.

## 2.5 FILTRO LCL

A frequência de comutação de conversores CC-CA é tipicamente em torno de alguns kHz a fim de manter as perdas de comutação em níveis aceitáveis, como explica (MASSING, 2013). Conversores modulados por largura de pulso (PWM, do inglês: *Pulse Width Modulation*) apresentam alto conteúdo harmônico em função da ação de chaveamento em alta frequência, por isso é necessário a utilização de filtros de saída para atenuação desse conteúdo harmônico a fim de atender a norma (IEEE-STD-519-2014, 2014), a qual define as práticas e requisitos mínimos para o controle do conteúdo harmônico em sistemas elétricos de potência. Além desse conteúdo harmônico de alta frequência, tem-se as componentes harmônicas de baixas frequências, múltiplas da frequência fundamental da rede. Portanto, é imprescindível a utilização de um filtro de saída para atenuar essas componentes, objetivando uma melhor qualidade de energia.

O filtro mais simples de ser utilizado consiste em um indutor, chamado filtro L, caracterizando um filtro de primeira ordem. Todavia, apesar de sua simplicidade, o filtro L possui baixa atenuação e seu preço e tamanho elevados para atenuação do conteúdo harmônico dificultam sua utilização em sistemas de potência maiores que 1kW, como mostra (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001). Assim, filtros de ordem superior podem ser considerados, como é o caso do filtro LCL, composto por dois indutores e um capacitor. Esse filtro possui uma atenuação maior das componentes harmônicas da corrente injetada na rede, porém, sua ressonância tende a dificultar o projeto do sistema de controle. A Figura 2.8 mostra um detalhe do espectro harmônico normalizado da corrente de saída de um inversor com filtro L e LCL, onde ambos filtros utilizados apresentam mesma frequência de corte.

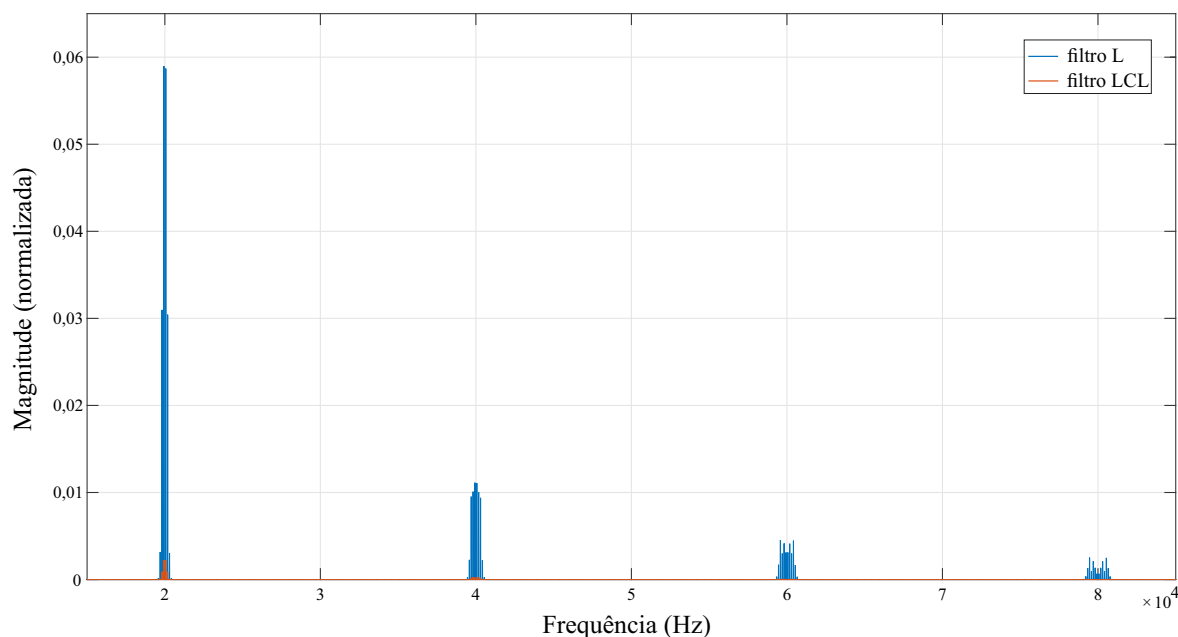
Com base na Figura 2.8, nota-se que o espectro harmônico da corrente de saída com filtro LCL apresenta grande redução se comparado a utilização do filtro L. A frequência de chaveamento utilizada para acionamento da ponte completa do inversor foi 10kHz, e a componente de 20kHz, por exemplo, referente a segunda harmônica da ação de chaveamento, apresenta amplitude próxima de 6% da fundamental utilizando filtro L, enquanto com filtro LCL essa amplitude fica em torno de 0,2%, representando uma redução de aproximadamente 30 vezes. Portanto, tendo em vista a maior eficácia na atenuação de componentes harmônicos, o filtro LCL foi escolhido para ser utilizado na saída do inversor *quasi-Z-Source*.

## 2.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo teve como objetivo apresentar uma revisão bibliográfica das diferentes formas de modelagem do inversor *quasi-Z-Source* e das principais estruturas de controle



Figura 2.8 – Detalhe do espectro harmônico da corrente de saída de um inversor com filtro L e LCL.



Fonte: Próprio autor.

propostas. Além disso, este capítulo faz uma revisão das estruturas de controle RMRAC presentes na literatura que se apresentam como uma alternativa para reduzir a ordem de sistemas complexos e se adaptar a eventuais variações paramétricas, dinâmicas não modeladas e distúrbios presentes do sistema.

Quanto a modelagem, foi possível observar os principais modelos utilizados para o conversor qZSI, onde naquele representado por (LIU; LIU; ZHANG, 2013) não há desacoplamento entre as partes CC e CA do conversor, elevando a ordem do sistema, principalmente se for considerado um filtro LCL na saída. Já o modelo utilizado por (LIU et al., 2011), com uma fonte de tensão na entrada e um controle cascata para período de ST não contempla a realização de MPPT e necessita diversas medições e realimentações, aumentando o número de sensores necessários para implementação dessa estrutura.

Portanto, serão considerados dois modelos para serem comparados com a estrutura adaptativa, aquele proposto por (ZHOU; LIU; LI, 2013), com uma fonte de corrente na entrada, desacoplando os lados CC e CA, e ainda aquele considerando uma fonte de tensão na entrada, também desacoplando o lado CC e CA, proposto por (LI et al., 2013). Esse modelo, com fonte de tensão na entrada, apresenta severas limitações que serão abordadas no capítulo 6. Portanto, para modelagem do conversor qZS, apresentada no capítulo 3, será considerado apenas o modelo com o equivalente *Norton*, desacoplando os lados CC e CA do inversor.

Isso posto, o próximo capítulo explicará o funcionamento, modelagem, projeto dos

parâmetros, bem como a análise das plantas obtidas para o inversor *quasi-Z-Source* considerando o modelo proposto por (ZHOU; LIU; LI, 2013).

### 3 INVERSOR *QUASI-Z-SOURCE*

Este capítulo tem como objetivo fazer a descrição da estrutura e funcionamento do inversor *quasi-Z-Source*, bem como sua modelagem utilizando o modelo médio por espaço de estados. Ainda, irá fazer a validação dos modelos obtidos, mostrar o projeto dos elementos do conversor CC-CA e promover uma discussão sobre as plantas modeladas.

#### 3.1 DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO INVERSOR *QUASI-Z-SOURCE*

O diagrama completo do conversor *quasi-Z-Source*, incluindo as resistências de amortecimento do lado CC e a resistência de amortecimento do filtro LCL, monofásico, conectado à rede, está representado na Figura 3.1.

Para melhor entendimento do funcionamento do conversor CC-CA, desconsidera-se o filtro LCL de saída, considerando a corrente de saída dos elementos do inversor como uma fonte de corrente contínua, referente ao valor eficaz da corrente senoidal injetada na rede, representada por  $I_{PN}$ , também chamada de  $I_{Load}$ . A Figura 3.2 mostra o diagrama simplificado, com a inclusão das resistências de amortecimento do lado CC, para facilitar a compreensão do funcionamento do inversor.

Nessa situação há duas etapas de operação, conforme a Figura 3.3. A Figura 3.3(a) mostra o conversor *quasi-Z-Source* operando na primeira etapa, conhecida como *Shoot-Through (ST)*. Assumindo que durante um período de chaveamento  $T$ , a etapa possui duração de  $T_0$ : neste período a chave  $S_5$  está fechada, e sobre ela está aplicada a tensão  $v_{PN}$ , que nessa etapa é 0V, forçando o bloqueio de  $D_1$ . Ainda, quanto a tensão dos capacitores, estas são constantes e são aplicadas sobre os outros elementos do circuito. No período de ST há o curto-circuito de braço, havendo a magnetização dos indutores, onde suas correntes crescem linearmente.

A segunda etapa de operação, representada na Figura 3.3(b), é chamada de não *Shoot-Through (NST)*, onde a chave  $S_1$  está bloqueada e a tensão  $v_{PN}$  é igual a soma das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Logo, a energia armazenada nos indutores é transferida para a carga e acumulada nos capacitores. Esta etapa também é conhecida como desmagnetizante e possui duração de  $T_1$ , onde  $T = T_0 + T_1$  e a razão cíclica do período de *Shoot-Through* é  $D = T_0/T$ . O bloqueio de  $S_1$  e a transferência de energia acumulada no indutor forçam a condução do diodo  $D_1$ . Nessa etapa ocorre a transferência de energia da fonte primária para a carga.

Figura 3.1 – Diagrama do inversor qZSI com filtro LCL.

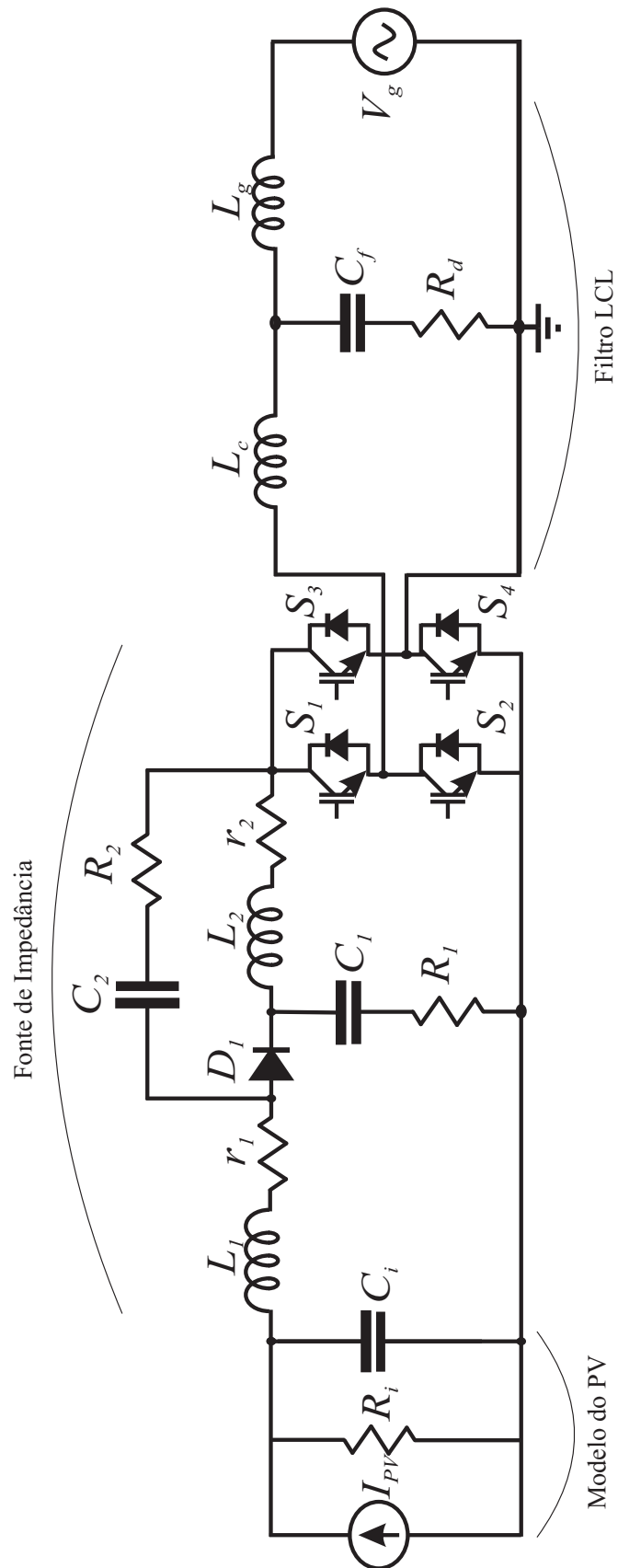
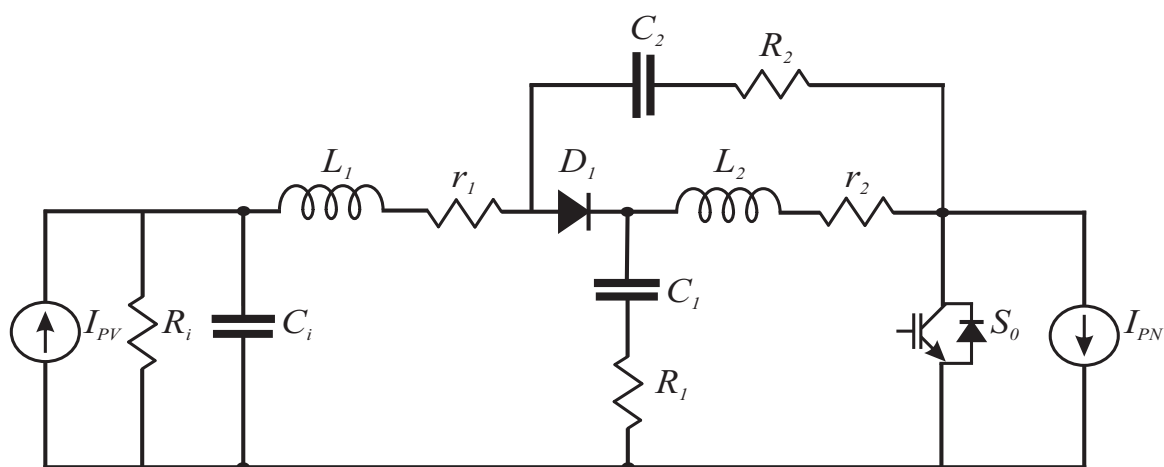


Figura 3.2 – Inversor qZSI: diagrama simplificado.



Fonte: Próprio autor.

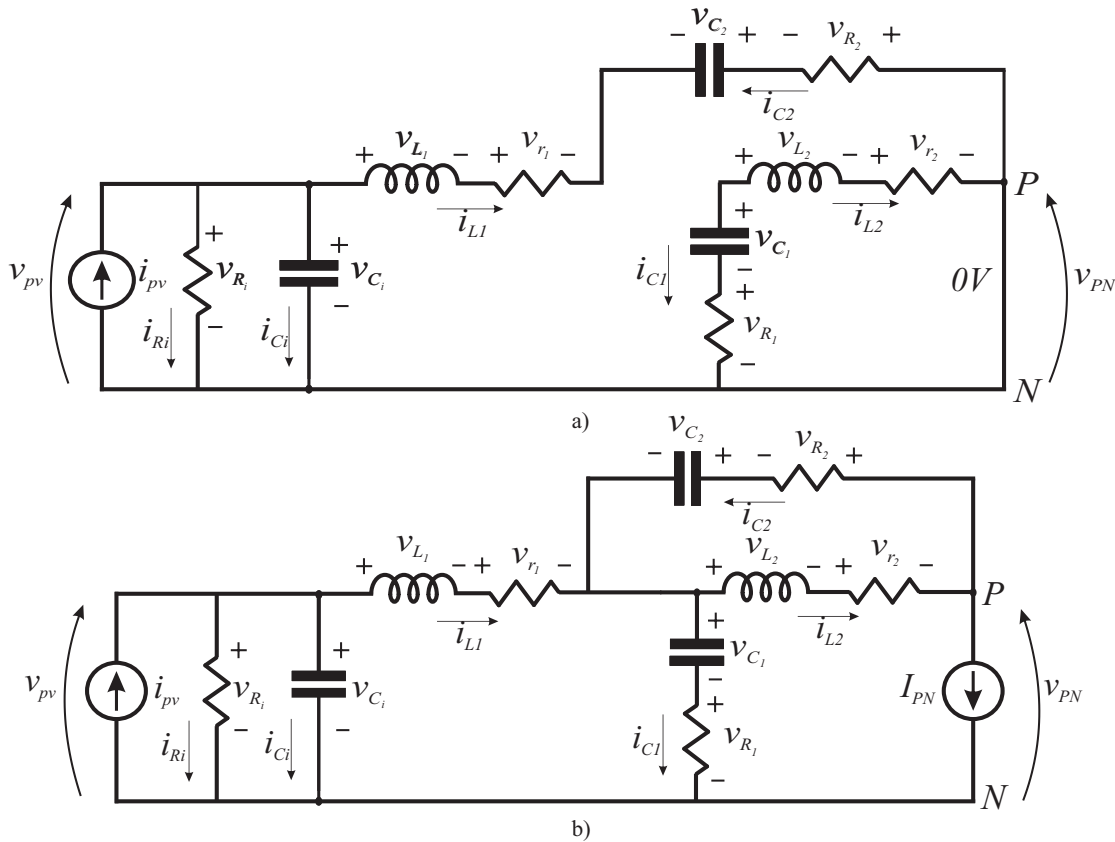
### 3.2 MODELAGEM DO INVERSOR QUASI-Z-SOURCE

Nessa seção é feita a modelagem do conversor utilizando modelo médio em espaço de estados, onde é realizada uma modelagem com desacoplamento dinâmico, resultando em dois modelos dinâmicos desacoplados, um para a parte CC e outro para a parte CA. Tendo em vista realizar o controle da tensão do arranjo fotovoltaico, do valor de pico da tensão equivalente de barramento e da forma de onda da corrente injetada na rede, devem ser obtidas três funções de transferência distintas, uma que relaciona a tensão de entrada ( $v_{PV}$ ) com a razão cíclica do ST ( $d_{ST}$ ), representada por  $G_{vd}$ , outra que relaciona o valor de pico da tensão que compõem o barramento efetivo ( $v_{PN}$ ) com a corrente eficaz de saída ( $i_{PN}$ ), representada por  $G_{vi}$ , e ainda aquela que relaciona a corrente injetada na rede ( $i_{grid}$ ) em função do índice da razão cíclica do período de NST ( $d_{NST}$ ), representada por  $G_{id}$ .

De acordo com a Figura 3.2, pode-se observar que a tensão do arranjo fotovoltaico e dos capacitores que compõem o barramento efetivo do inversor qZSI podem ser tratados como estados do sistema, bem como a razão cíclica do período de ST (obtida na expansão matricial) e a corrente eficaz injetada na rede são saídas do sistema. Assim,  $G_{vd}$  e  $G_{vi}$  podem ser obtidas com o modelo da parte CC do inversor *quasi-Z-Source*, desconsiderando o filtro LCL, utilizando o diagrama mostrado na Figura 3.2. Da mesma forma, a função de transferência referente a  $G_{id}$  pode ser obtida através do modelo da parte CA do conversor qZSI, utilizando apenas a parcela do filtro de saída do sistema.

Ainda, nota-se que a tensão aplicada no arranjo fotovoltaico ( $v_{PV}$ ) é a mesma tensão aplicada sobre o capacitor de entrada ( $v_{Ci}$ ). Portanto, a tensão ( $v_{Ci}$ ) poderá ser utilizada para controle da tensão do arranjo fotovoltaico.

Figura 3.3 – Etapas de operação do conversor qZSI. a) Etapa 1: *Shoot-Through*. b) Etapa 2: *Não-Shoot-Through*.



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.1 Modelo da parte CC

Considerando o circuito apresentado na Figura 3.2 e as 2 etapas de operação mostradas na Figura 3.3, são identificadas 5 variáveis de estado: a tensão no capacitor de entrada,  $v_{ci}$ , as tensões nos capacitores da fonte de impedância,  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$ , e as correntes nos indutores,  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ . Aplicando a Lei das Tensões de *Kirchhoff* (LTK) e a Lei das Correntes de *Kirchhoff* (LCK) para a primeira etapa de operação, referente ao período de *Shoot-Through*, representada na parte a) da Figura 3.3, tem-se:

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -(R_2 + r_1)i_{L1}(t) + v_{Ci}(t) + v_{C2}(t), \quad (3.1)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -(R_1 + r_2)i_{L2}(t) + v_{C1}(t), \quad (3.2)$$

$$C_i \frac{dv_{Ci}(t)}{dt} = -i_{L1}(t) - \frac{v_{Ci}(t)}{R_i} + i_{pv}(t), \quad (3.3)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -i_{L2}(t), \quad (3.4)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = -i_{L1}(t), \quad (3.5)$$

$$v_{PN}(t) = 0. \quad (3.6)$$

O vetor de estados está representado em (3.7).

$$x(t) = [ i_{L1}(t) \ i_{L2}(t) \ v_{Ci}(t) \ v_{C1}(t) \ v_{C2}(t) ]^T. \quad (3.7)$$

Enquanto o vetor de entrada é representado por (3.8), sendo composto pelas fontes independentes presentes no sistema,  $i_{PV}(t)$  e  $i_{PN}(t)$ .

$$u(t) = [ i_{PV}(t) \ i_{PN}(t) ]^T. \quad (3.8)$$

O vetor que representa as variáveis de saída é composto pelos próprios estados do sistema e pelo valor de pico da tensão equivalente de barramento,  $v_{PN}$ , composta pela soma das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  durante o período de NST. O vetor de saída está caracterizado por (3.9).

$$y(t) = [ i_{L1}(t) \ i_{L2}(t) \ v_{Ci}(t) \ v_{C1}(t) \ v_{C2}(t) \ v_{PN}(t) ]^T. \quad (3.9)$$

Assim, as equações (3.1)-(3.5) podem ser reescritas como um sistema de equações diferenciais, conforme (3.10).

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= A_1 x(t) + B_1 u(t), \\ y(t) &= C_1 x(t) + E_1 u(t). \end{aligned} \quad (3.10)$$

Substituindo os termos de (3.1)-(3.5) em (3.10), bem como os vetores de estados, entrada e saída, e reescrevendo, tem-se (3.11) e (3.12).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{Ci}(t) \\ \dot{v}_{C1}(t) \\ \dot{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_1+R_2)}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & \frac{-(r_2+R_1)}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{-1}{C_i} & 0 & \frac{1}{C_i R_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{Ci}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{PV}(t) \\ i_{PN}(t) \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C_i}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{PN}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C_i}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{PV}(t) \\ i_{PN}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

onde  $A_1$  é a matriz dinâmica,  $B_1$  é a matriz de controle,  $C_1$  a matriz de saída,  $E_1$  a matriz de transmissão direta,  $u(t)$  é o vetor de entrada,  $x(t)$  é o vetor de estados e  $y(t)$  é o vetor de saída.

A operação do conversor *quasi-Z-Source* na etapa de *Não Shoot-Through* está representada pela parte b) da Figura 3.3. Assim, a corrente que circula através dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , a tensão dos capacitores  $C_i$ ,  $C_1$  e  $C_2$  e o valor de pico da tensão de barramento  $v_{PN}$  são expressas por (3.13)-(3.18).

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -(R_1 + r_1)i_{L1}(t) + v_{C_i}(t) - v_{C1}(t) + i_{PN}(t)R_1, \quad (3.13)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -(R_2 + r_2)i_{L2}(t) - v_{C2}(t) + i_{PN}(t)R_2, \quad (3.14)$$

$$C_i \frac{dv_{C_i}(t)}{dt} = -i_{L1}(t) - \frac{v_{C_i}(t)}{R_i} + i_{PV}(t), \quad (3.15)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = i_{L1}(t) - i_{PN}(t), \quad (3.16)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = i_{L2}(t) - i_{PN}(t), \quad (3.17)$$

$$v_{PN}(t) = i_{L1}(t)R_1 + i_{L2}(t)R_2 + v_{C1}(t) + v_{C2}(t) - i_{PN}(t)(R_1 + R_2). \quad (3.18)$$

De forma análoga como foi feito para a primeira etapa de operação, as equações (3.13)-(3.17) podem ser escritas em um sistema de equações, conforme (3.19).

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= A_2x(t) + B_2u(t), \\ y(t) &= C_2x(t) + E_2u(t). \end{aligned} \quad (3.19)$$

Substituindo as equações dos estados, bem como o vetor de entrada e saída em



(3.19), obtém-se (3.20) e (3.21).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{Ci} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_1+R_1)}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-(r_2+R_2)}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_i} & 0 & \frac{1}{C_i R_i} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Ci} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_1}{L_1} \\ 0 & \frac{R_2}{L_2} \\ \frac{1}{C_i} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_1} \\ 0 & \frac{-1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{PV}(t) \\ i_{PN}(t) \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{Ci} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{PN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ R_1 & R_2 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Ci} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -(R_1 + R_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{PV}(t) \\ i_{PN}(t) \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

onde  $A_2$  é a matriz dinâmica,  $B_2$  é a matriz de controle,  $C_2$  a matriz de saída,  $E_2$  a matriz de transmissão direta,  $u(t)$  é o vetor de entrada,  $x(t)$  é o vetor de estados e  $y(t)$  é o vetor de saída.

O valor médio do circuito equivalente é obtido ponderando as matrizes do sistema pelos intervalos referentes aos períodos de *Shoot-Through* ( $D_{ST}$ ) e *Não-Shoot-Through* ( $1 - D_{ST}$ ), conforme (3.22):

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1}BU, \\ Y &= (-CA^{-1}B + E)U, \end{aligned} \quad (3.22)$$

onde

$$\begin{aligned} A &= A_1 D_{ST} + A_2 (1 - D_{ST}), \\ B &= B_1 D_{ST} + B_2 (1 - D_{ST}), \\ C &= C_1 D_{ST} + C_2 (1 - D_{ST}), \\ E &= E_1 D_{ST} + E_2 (1 - D_{ST}). \end{aligned} \quad (3.23)$$

As equações de estado do modelo linear de pequenos sinais estão representadas em (3.24), onde  $\hat{u}_p(t) = [\hat{i}_{PV}(t) \ \hat{i}_{PN}(t)]^T$ . Ainda,  $\hat{i}_{PV}(t)$  e  $\hat{i}_{PN}(t)$  são pequenas variações no vetor de entrada, e  $\hat{x}(t)$  e  $\hat{y}(t)$  são resultados dessas variações. Para obtenção de (3.24), assume-se que as perturbações são muito menores que os valores de regime permanente,  $\|I_{PV}\| \gg \|\hat{i}_{PV}(t)\|$ ,  $\|I_{PN}\| \gg \|\hat{i}_{PN}(t)\|$ ,  $\|X\| \gg \|\hat{x}(t)\|$  e  $\|Y\| \gg \|\hat{y}(t)\|$ ,

conforme mostra (LI et al., 2013).

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A_p\hat{x}(t) + B_p\hat{u}_p(t), \\ \hat{y}(t) &= C_p\hat{x}(t) + E_p\hat{u}_p(t),\end{aligned}\tag{3.24}$$

onde

$$\begin{aligned}A_p &= A, \\ B_p &= [B(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U], \\ C_p &= C, \\ E_p &= [E(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U].\end{aligned}\tag{3.25}$$

As matrizes  $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p$  e  $E_p$  são definidas nas Equações (3.26)-(3.29).

$$A_p = \begin{bmatrix} A_{px} & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{(D_{ST} - 1)}{L_1} & \frac{D_{ST}}{L_1} \\ 0 & -\frac{(r_2 + R_2)}{L_2} & A_{py} & \frac{D_{ST}}{L_2} & \frac{D_{ST} - 1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_i} & 0 & -\frac{1}{C_i R_i} & 0 & 0 \\ \frac{(D_{ST} - 1)}{C_1} & -\frac{D_{ST}}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{D_{ST}}{C_2} & -\frac{(D_{ST} - 1)}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},\tag{3.26}$$

$$B_p = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_1(D_{ST} - 1)}{L_1} & B_{pw} + B_{px} \\ 0 & -\frac{R_2(D_{ST} - 1)}{L_2} & B_{py} + B_{pz} \\ \frac{1}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(D_{ST} - 1)}{C_1} & \frac{I_{PN}}{C_1(2D_{ST} - 1)} \\ 0 & \frac{(D_{ST} - 1)}{C_2} & \frac{I_{PN}}{C_2(2D_{ST} - 1)} \end{bmatrix},\tag{3.27}$$

$$C_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -R_1(D_{ST} - 1) & -R_2(D_{ST} - 1) & 0 & (1 - D_{ST}) & (1 - D_{ST}) \end{bmatrix},\tag{3.28}$$

$$E_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & (R_1 + R_2)(D_{ST} - 1) & E_{px} + E_{py} \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

$$\text{onde } A_{px} = \frac{(R_1 + r_1)(D_{ST} - 1)}{L_1} - \frac{D_{ST}(R_2 + r_1)}{L_1};$$

$$A_{py} = \frac{(R_2 + r_2)(D_{ST} - 1)}{L_2} - \frac{D_{ST}(R_1 + r_2)}{L_2};$$

$$B_{pw} = -\frac{(I_{PN}r_1 + I_{PN}r_2 + I_{PN}R_2 - I_{PV}R_i + I_{PN}R_i + D_{ST}I_{PN}R_1 - D_{ST}I_{PN}R_2)}{L_1(2D_{ST} - 1)^2}; \text{ e}$$

$$B_{px} = -\frac{(2D_{ST}I_{PV}R_i - D_{ST}I_{PN}R_i - D_{ST}I_{PN}r_1 - D_{ST}I_{PN}r_2)}{L_1(2D_{ST} - 1)^2}.$$

$$\text{Ainda, } B_{py} = -\frac{(I_{PN}r_1 + I_{PN}r_2 + I_{PN}R_1 - I_{PV}R_i + I_{PN}R_i - D_{ST}I_{PN}R_1 + D_{ST}I_{PN}R_2)}{L_1(2D_{ST} - 1)^2} \text{ e}$$

$$B_{pz} = -\frac{(2D_{ST}I_{PV}R_i - D_{ST}I_{PN}R_i - D_{ST}I_{PN}r_1 - D_{ST}I_{PN}r_2)}{L_2(2D_{ST} - 1)^2}.$$

$$\text{Por fim, } E_{px} = \frac{(I_{PN}r_1 + I_{PN}r_2 - I_{PV}R_i + I_{PN}R_i + D_{ST}I_{PN}R_1 + D_{ST}I_{PN}R_2)}{(2D_{ST} - 1)^2} \text{ e}$$

$$E_{py} = \frac{(2D_{ST}I_{PV}R_i - D_{ST}I_{PN}R_i - D_{ST}I_{PN}r_1 - D_{ST}I_{PN}r_2)}{(2D_{ST} - 1)^2}.$$

Para obtenção das funções de transferência, utiliza-se a transformada de *Laplace* na equação (3.24), resultando em (3.30).

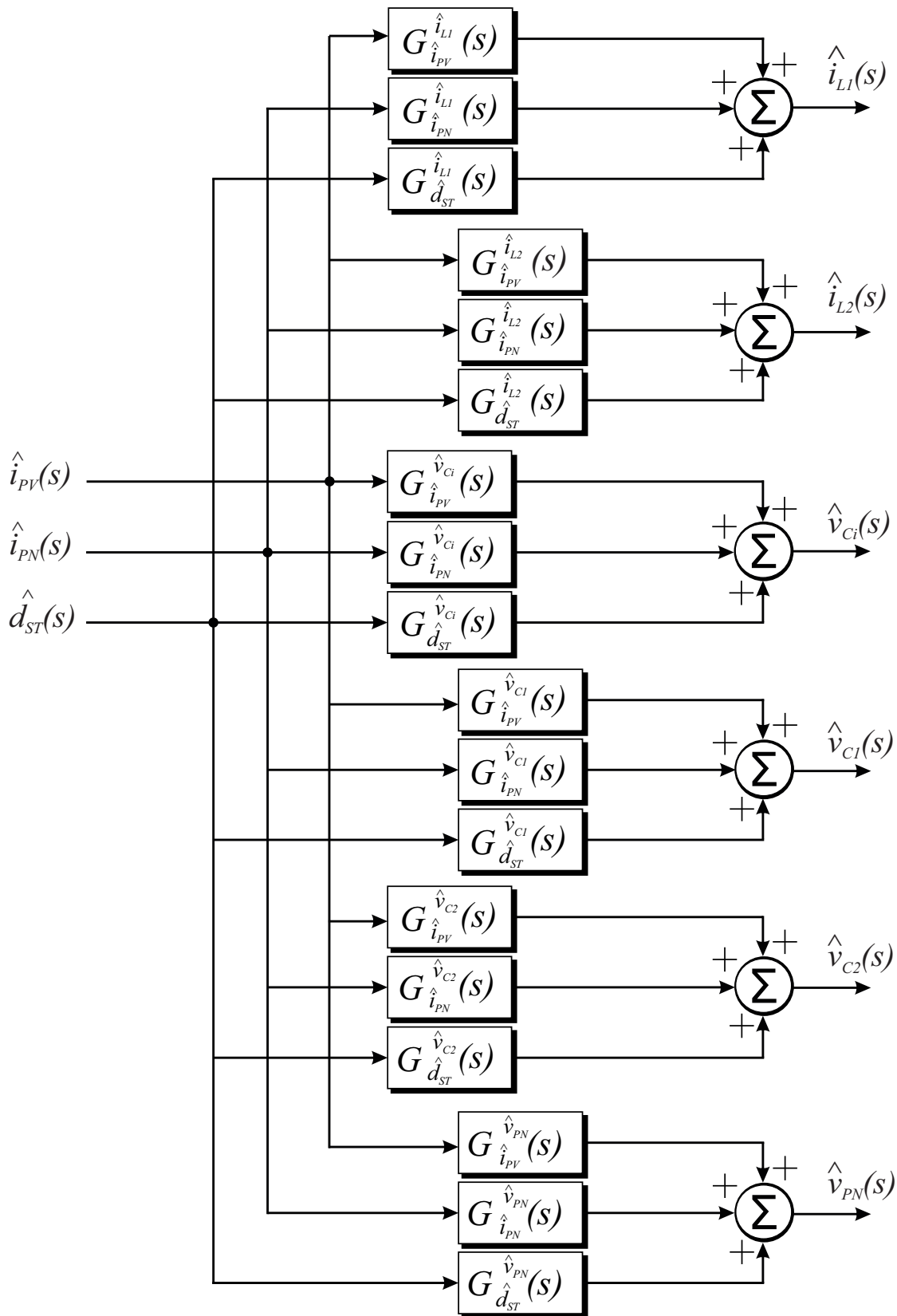
$$\hat{y}(s) = C_p(sI_{5 \times 5} - A_p)^{-1}B_p\hat{u}_p(s). \quad (3.30)$$

Ainda, a equação (3.30) pode ser reescrita na forma de (3.31). Assumindo que uma das entradas é perturbada e as demais são consideradas distúrbios, pode-se obter as funções de transferência relacionando as diversas entradas pelos estados e saídas, como mostra (LI et al., 2013).

$$\begin{bmatrix} i_{L1}(s) \\ i_{L2}(s) \\ v_{Ci}(s) \\ v_{C1}(s) \\ v_{C2}(s) \\ v_{PN}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{iPV}^{iL1}(s) & G_{iPV}^{iL2}(s) & G_{iPV}^{vCi}(s) & G_{iPV}^{vC1}(s) & G_{iPV}^{vC2}(s) & G_{iPV}^{vPN}(s) \\ G_{iPN}^{iL1}(s) & G_{iPN}^{iL2}(s) & G_{iPN}^{vCi}(s) & G_{iPN}^{vC1}(s) & G_{iPN}^{vC2}(s) & G_{iPN}^{vPN}(s) \\ G_{dST}^{iL1}(s) & G_{dST}^{iL2}(s) & G_{dST}^{vCi}(s) & G_{dST}^{vC1}(s) & G_{dST}^{vC2}(s) & G_{dST}^{vPN}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{PV}(s) \\ i_{PN}(s) \\ d_{ST}(s) \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

O diagrama de blocos que representa o modelo de pequenos sinais do sistema no domínio da frequência está representado pela Figura 3.4.

Figura 3.4 – Diagrama de blocos das funções de transferência obtidas para a parte CC do inversor.



As funções de transferência que relacionam a tensão no arranjo fotovoltaico e a razão cíclica do período de *Shoot-Through*,  $G_{dST}^{vCi}(s)$ , bem como o valor de pico da tensão equivalente barramento pela corrente eficaz de saída,  $G_{iPN}^{vPN}$ , estão representadas em (A.1) e (A.2), nos apêndices. Essas funções de transferência algébricas não estão representadas neste capítulo por serem muito extensas e demandarem muito espaço.

### 3.2.2 Ganho estático do conversor qZSI

De acordo com as Equações (3.11) e (3.20), pode-se chegar em (3.32).

$$\begin{aligned} V_{L_1} = v_{L_1}(t) &= \frac{T_0(-V_{C_2} + V_{PV}) + T_1(V_{PV} - V_{C_1})}{T} = 0, \\ V_{L_2} = v_{L_2}(t) &= \frac{T_0(V_{C_1}) + T_1(V_{C_2})}{T}. \end{aligned} \quad (3.32)$$

Então,

$$V_{C_1} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{PV}, \quad V_{C_2} = \frac{T_0}{T_1 - T_0} V_{PV}. \quad (3.33)$$

Com base nas Equações (3.10) -(3.19), tem-se:

$$v_{PN} = V_{C_1} + V_{C_2} = V_{PV} \frac{1}{(1 - 2D)} = BV_{PV}, \quad (3.34)$$

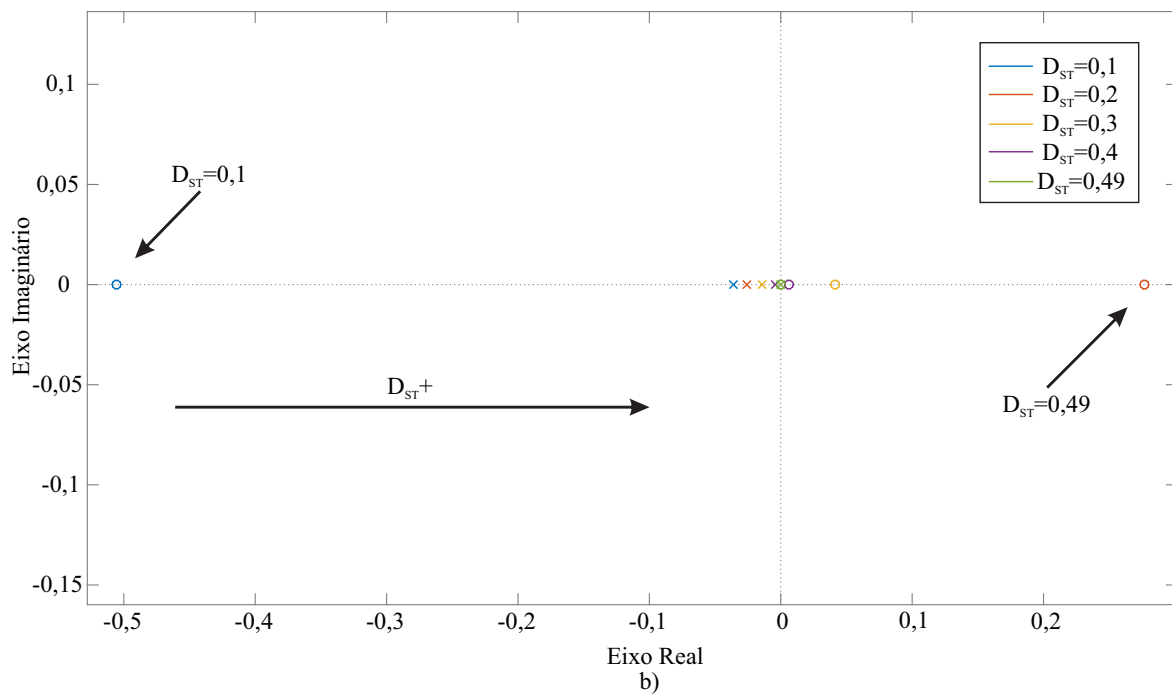
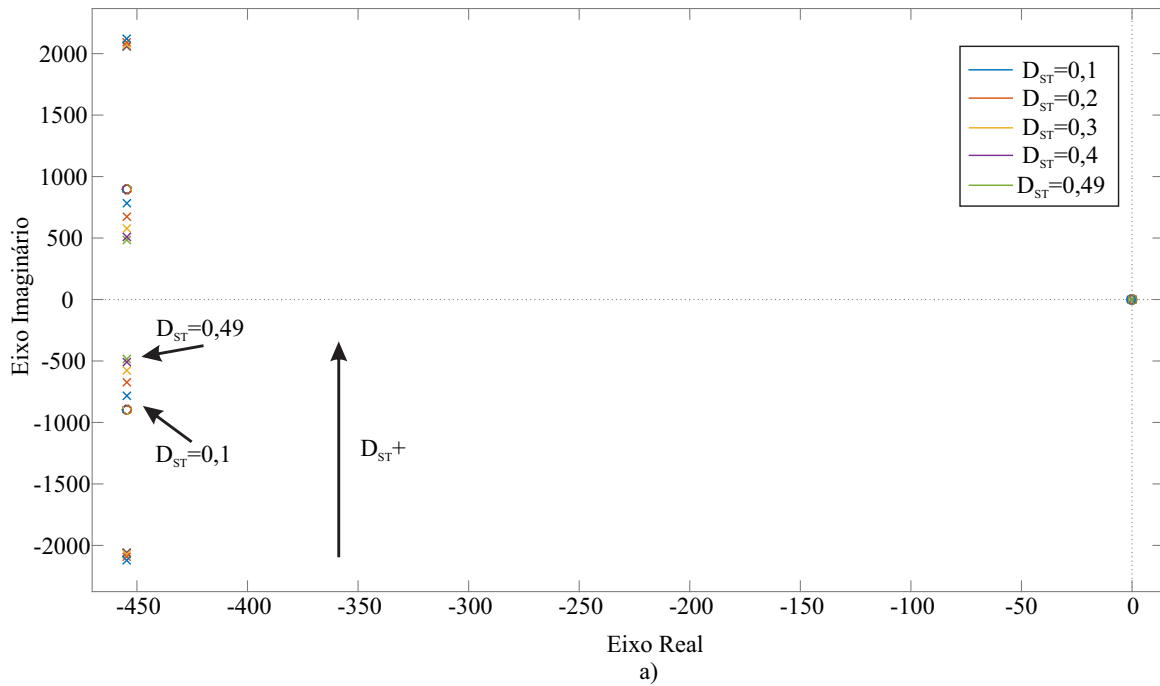
onde B é o fator *boost* do qZSI.

A razão cíclica do período de ST do inversor *qZ-Source* está limitada devido ao ganho estático da equação (3.34), que com valores próximos a 0,5 aumenta muito rapidamente, tendendo ao infinito quando  $D$  é exatamente 0,5, conforme mostrado em (PENG; SHEN; HOLLAND, 2007). É comum que o valor máximo da razão cíclica do período magnetizante ( $D_{ST}$ ) esteja em torno de 0,3, enquanto que o valor máximo da razão cíclica do período desmagnetizante ( $D_{NST}$ ) deve ser análogo, com valor de 0,7, permitindo uma certa margem de trabalho ao conversor, de acordo com (PENG; SHEN; HOLLAND, 2007) e (LI et al., 2009).

Ainda, para ilustrar o comportamento da planta referente a tensão do arranjo fotovoltaico pela razão cíclica do *Shoot-Through*,  $G_{vd}$ , diante da variação de  $D_{ST}$ , um mapeamento de polos e zeros é apresentado. A Figura 3.5 a) mostra o comportamento das raízes do sistema diante de razões cíclicas do ST de 0,1, 0,2, 0,3, 0,4 e 0,49. A parte b) da Figura mostra uma ampliação do lugar das raízes próximo do eixo que divide os semi-planos. Note que a razão cíclica 0,5 não foi utilizada pois o sistema diverge nesse valor. Portanto, escolheu-se utilizar  $D_{ST} = 0,49$  ao invés de  $D_{ST} = 0,5$ .

Na Figura 3.5 se pode notar que conforme a razão cíclica do período de ST aumenta, o zero real, localizado próximo do eixo que divide os semi-planos passa do lado

Figura 3.5 – Mapeamento de polos e zeros da função de transferência  $G_{v,d}$  variando  $D_{ST}$ .



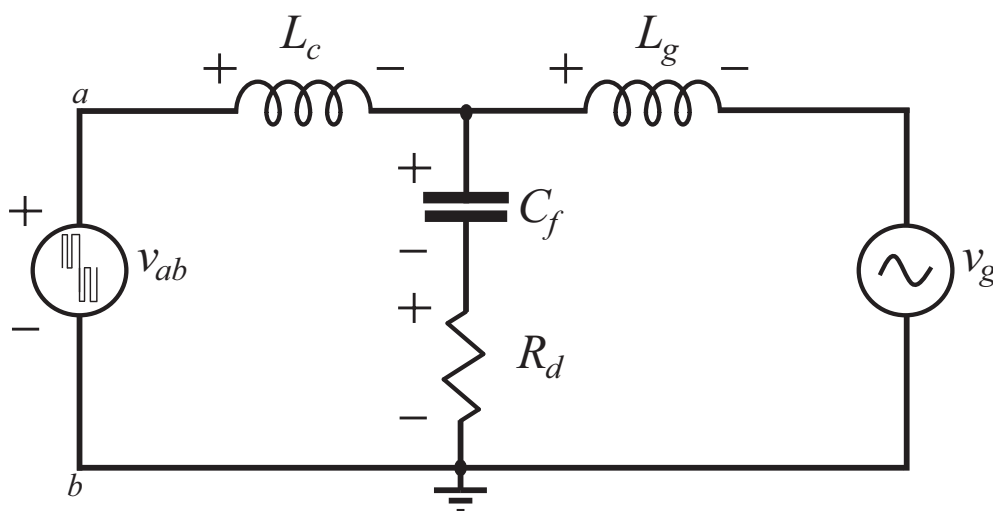
Fonte: Próprio autor.

esquerdo para o lado direito do plano, assumindo um comportamento de zero de fase não mínima. Ainda, o polo real de baixa frequência tende a buscar o zero real, e diante do incremento de  $D_{ST}$ , tende a instabilidade.

### 3.2.3 Modelo da parte CA

A Figura 3.6 mostra o circuito equivalente referente ao modelo elétrico utilizado para lado CA do inversor *quasi-Z-Source* monofásico, conectado à rede através de um filtro LCL. Nesse diagrama, percebe-se que os capacitores e indutores referentes ao lado CC foram substituídos pela fonte de tensão  $v_{ab}$ , que apresenta uma forma de onda com 3 níveis ( $v_{PN}, 0, -v_{PN}$ ).

Figura 3.6 – Circuito equivalente do filtro LCL.



Fonte: Próprio autor.

São identificadas 3 variáveis de estado no diagrama proposto em 3.6: a corrente que circula pelo indutor  $L_c$ ,  $i_{L_c}$ , a corrente que circula pelo indutor  $L_g$ ,  $i_{L_g}$ , e a tensão aplicada no capacitor  $C_f$ ,  $v_{C_f}$ .

Nesse caso, o modelo dinâmico obtido no circuito equivalente, representado na Figura 3.6 é o próprio modelo médio do conversor (ao considerar o valor médio de  $v_{ab}$  em um período de comutação), como explica (GIACOMINI, 2015). O valor médio de  $v_{ab}$  durante um período de comutação pode ser representado em função da razão cíclica das chaves e da tensão  $V_{PN}$ , demonstrado na Equação (3.35), de acordo com (GIACOMINI, 2015).

$$\langle v_{ab}(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_{ab}(\tau) d_{NST} d\tau = d_{NST}(t) V_{PN}. \quad (3.35)$$

Portanto, as entradas presentes no sistema são a razão cíclica do período de NST ( $d_{NST}$ ) e a tensão da rede,  $V_g$ . Esta, ainda pode ser considerada como um distúrbio para o sistema, como mostra (GIACOMINI, 2015). As resistências parasitas dos indutores que compõem o filtro de saída foram desconsideradas na modelagem. Aplicando a LTK e a LCK no circuito, chega-se nas seguintes equações:

$$L_c \frac{di_{Lc}(t)}{dt} = v_{ab}(t) - v_{Cf}(t), \quad (3.36)$$

$$L_g \frac{di_{Lg}(t)}{dt} = v_{Cf}(t) - v_g(t), \quad (3.37)$$

$$C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} = i_{Lc}(t) - i_{Lg}(t). \quad (3.38)$$

O vetor de estados, composto pelas correntes nos indutores  $L_c$  e  $L_g$ , bem como pela tensão do capacitor  $C_f$ , pode ser definido conforme (3.39).

$$x(t) = [ i_{Lc}(t) \ i_{Lg}(t) \ v_{Cf}(t) ]^T. \quad (3.39)$$

Enquanto o vetor de entrada, composto pela razão cíclica das chaves e pela fonte  $v_g$ , está representado por (3.40).

$$u(t) = [ d_{NST}(t) \ v_g(t) ]^T. \quad (3.40)$$

O vetor que representa as variáveis de saída é composto pelos próprios estados do sistema. O vetor de saída está caracterizado em (3.41).

$$y(t) = [ i_{Lc}(t) \ i_{Lg}(t) \ v_{Cf}(t) ]^T. \quad (3.41)$$

As equações (3.36)-(3.38) obtidas com a aplicação da LCK e LTK no circuito podem ser reescritas na seguinte forma:

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t), \\ y(t) &= Cx(t) + Eu(t), \end{aligned} \quad (3.42)$$

onde

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_c} & \frac{1}{L_c} & \frac{R_d}{L_c} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{R_d}{L_g} & \frac{1}{L_g} & -\frac{R_d}{L_g} \end{bmatrix}, \quad (3.43)$$



$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{PN}}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix}, \quad (3.44)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.45)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

Utilizando a transformada de *Laplace* a fim da obtenção da função de transferência que relacione a corrente injetada na rede com a razão cíclica do período de NST, resolvendo o sistema de equações de (3.42), obtém-se (3.47).

$$\hat{y}(s) = C(sI_{3 \times 3} - A)^{-1}B\hat{u}(s). \quad (3.47)$$

Ainda, quando o conversor apresentar perturbações somente no vetor de entrada, o modelo CA também é válido para grandes sinais (GIACOMINI, 2015). A Equação (3.47) pode ser convertida em (3.48), e conforme foi feito para a modelagem do lado CC do inversor qZSI, assumindo que uma das entradas se comporte como uma perturbação no modelo, pode-se obter as funções de transferência do sistema (XUE et al., 2012), como mostrado na Equação (3.48).

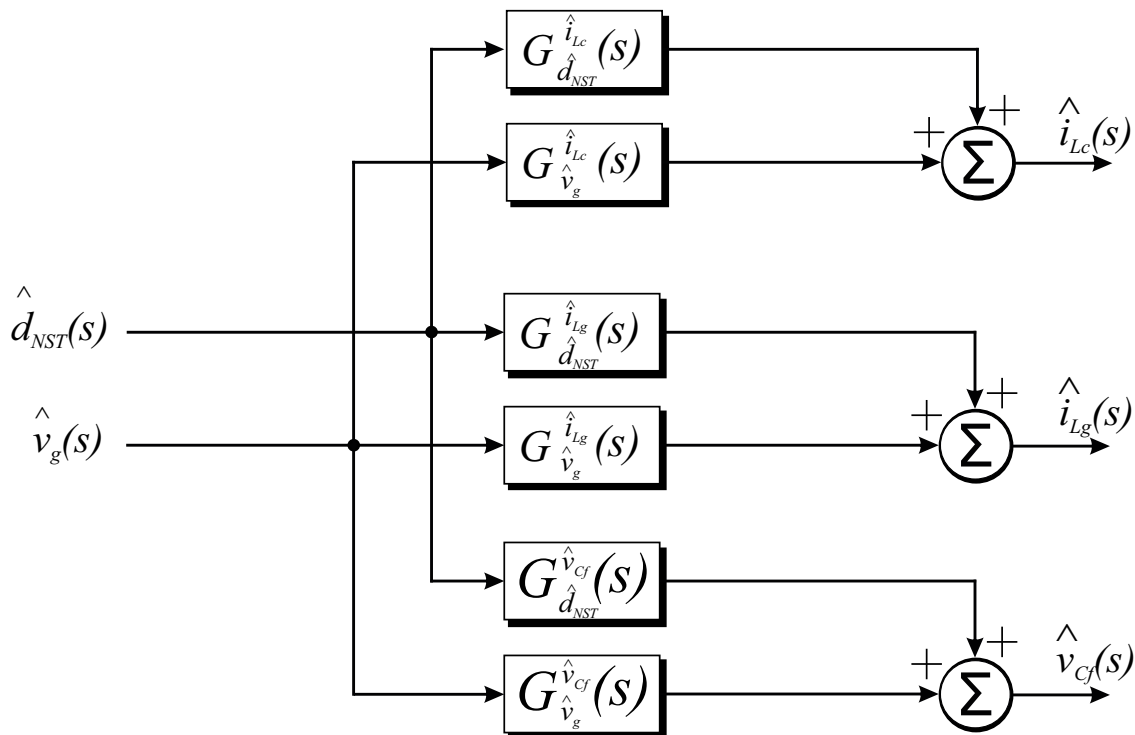
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lc}(s) \\ \dot{i}_{Lg}(s) \\ v_{Cf}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{d_{NST}}^{iLc}(s) & G_{d_{NST}}^{iLg}(s) & G_{d_{NST}}^{vCf}(s) \\ G_{V_g}^{iLc}(s) & G_{V_g}^{iLg}(s) & G_{V_g}^{vCf}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{NST}(s) \\ V_g(s) \end{bmatrix}. \quad (3.48)$$

O diagrama de blocos que representa o modelo de pequenos sinais da planta no domínio da frequência está representado na Figura 3.7.

A função de transferência que relaciona a razão cíclica do período de NST ( $d_{NST}$ ) com a corrente injetada na rede ( $i_{Lg}$ ) é  $G_{d_{NST}}^{iLg}(s)$  e está definida na Equação (3.49).

$$G_{d_{NST}}^{iLg}(s) = \frac{2V_{PN} \left( \frac{R_d}{L_c L_g} s + \frac{1}{C_f L_c L_g} \right)}{s \left( s^2 + \frac{R_d}{L_c L_g} (L_c + L_g) s + \frac{L_c + L_g}{L_c L_g C_f} \right)}. \quad (3.49)$$

Figura 3.7 – Diagrama de blocos das funções de transferência obtidas para a parte CA do inversor.



Fonte: Próprio autor.

### 3.3 VALIDAÇÃO DOS MODELOS OBTIDOS

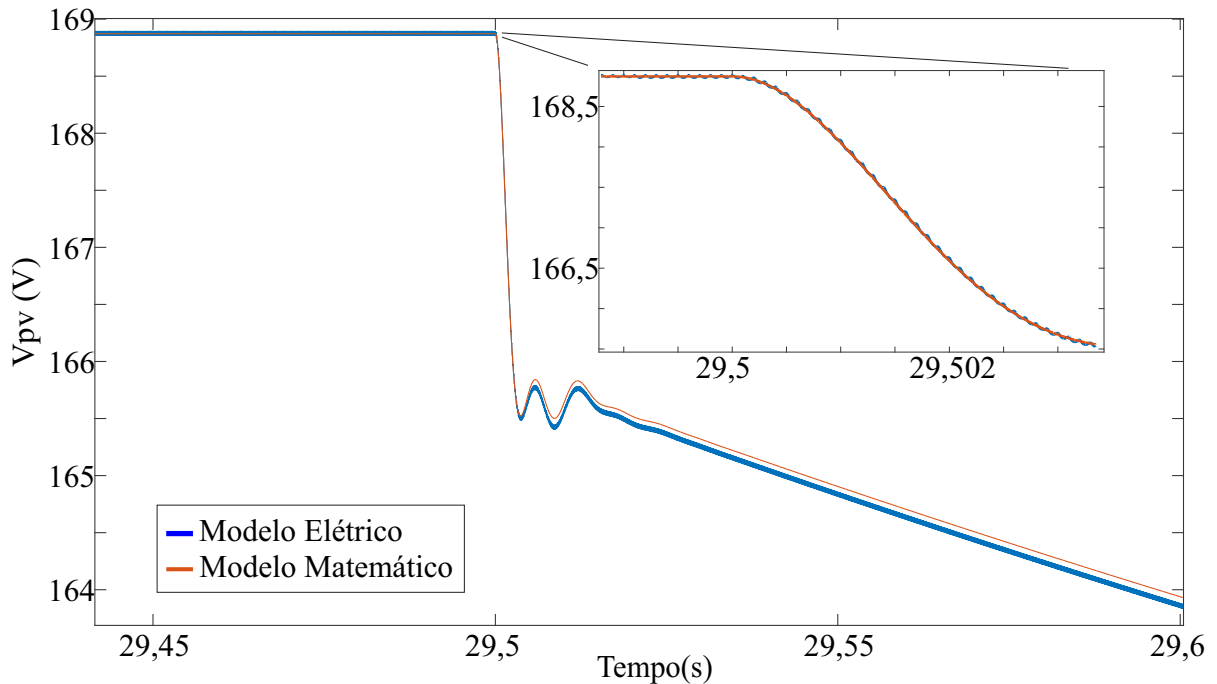
É necessário fazer a validação dos modelos matemáticos encontrados a fim de verificar se a dinâmica das plantas obtidas matematicamente se assemelha àquela do modelo elétrico. A validação dos modelos das plantas foi feita utilizando o *software* PSIM®.

#### 3.3.1 Validação do modelo de pequenos sinais do lado CC do qZSI

Para validação das plantas referentes ao lado CC do inversor *quasi-Z-Source*,  $G_{(v_{pv}, d_{ST})}$  e  $G_{(v_{pn}, i_{PN})}$ , o circuito utilizado em simulação é o mesmo mostrado na Figura 3.2. As especificações do circuito estão definidas na Tabela 3.1.

Para validação da planta  $G_{(v_{pv}, d_{ST})}$  foi realizado um degrau de 1% na razão cíclica do período de *Shooth-Through*,  $d_{ST}$ , no instante  $t = 29,5s$ , com o sistema em regime permanente. O resultado do degrau no circuito equivalente e no modelo matemático está representado na Figura 3.8. A Figura 3.8 ainda apresenta um quadro detalhado do instante onde ocorre a perturbação, a fim de mostrar o comportamento dos sinais referentes ao modelo elétrico e matemático para pequenos sinais.

Figura 3.8 – Validação do modelo de  $G_{(v_{pv},d_{ST})}$ .



Fonte: Próprio autor.

Para a planta de  $G_{(v_{PN},i_{PN})}$  foi aplicada uma variação de 20% na corrente  $i_{PN}$  no instante  $t = 4s$ . O resultado desse degrau pode ser conferido na Figura 3.9 que também apresenta um quadro detalhando o comportamento dos sinais dos modelos elétrico e matemático próximo do instante onde ocorre a perturbação.

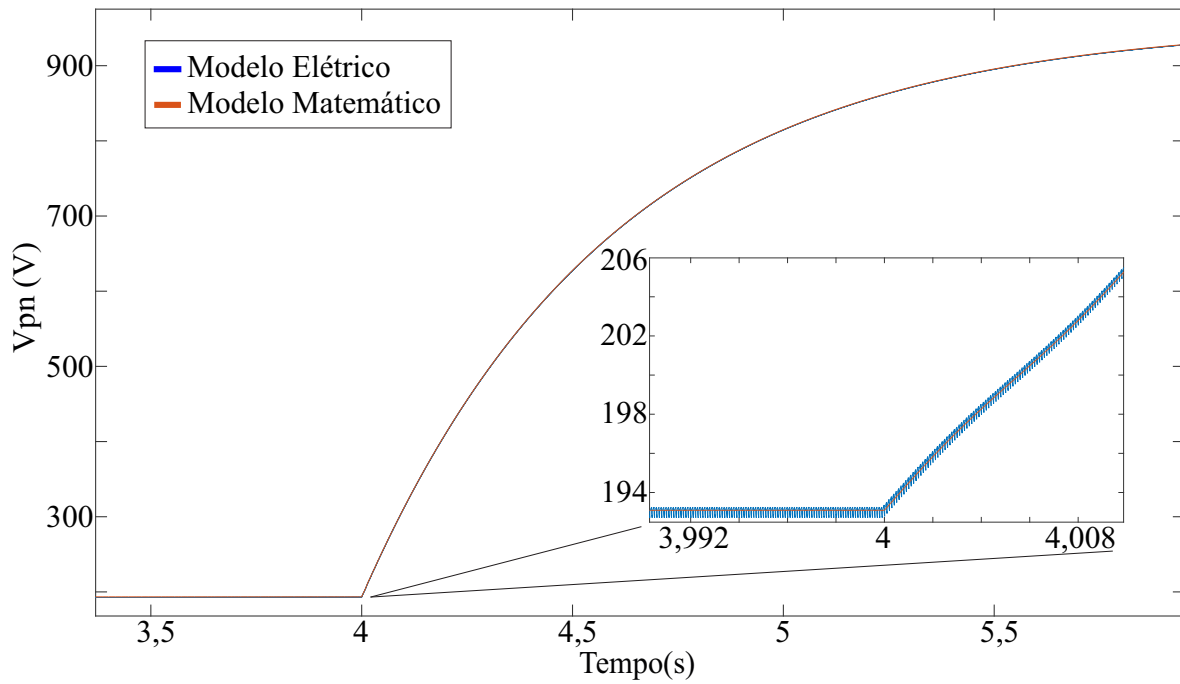
### 3.3.2 Validação do modelo de pequenos sinais do lado CA do qZSI

O circuito utilizado para validação da modelagem realizada para o lado CA do inversor *quasi-Z-Source* está representado na Figura 3.10 e as especificações do circuito estão representadas na Tabela 3.1, onde os valores dos elementos do filtro e da impedância qZS serão discutidos em seções posteriores. As resistências utilizadas são valores típicos.

Para a planta  $G_{(i_{Lg},d_{NST})}$  foi aplicado um degrau de 5% na razão cíclica do período de *Não-Shoot-Through*,  $d_{NST}$ , no instante  $t = 0,0375s$ , correspondente a um instante de pico da senoide, e observados os períodos em alta frequência logo após a perturbação. É importante que essa perturbação seja realizada no pico da senoide, pois é nesse instante de tempo que o índice de modulação em amplitude é máximo, e existe a relação  $D = m/2$  entre a razão cíclica e o índice de modulação em amplitude, como mostra (HOLMES; LIPO, 2003). A Figura 3.11 mostra a resposta de ambos modelos à variação aplicada.

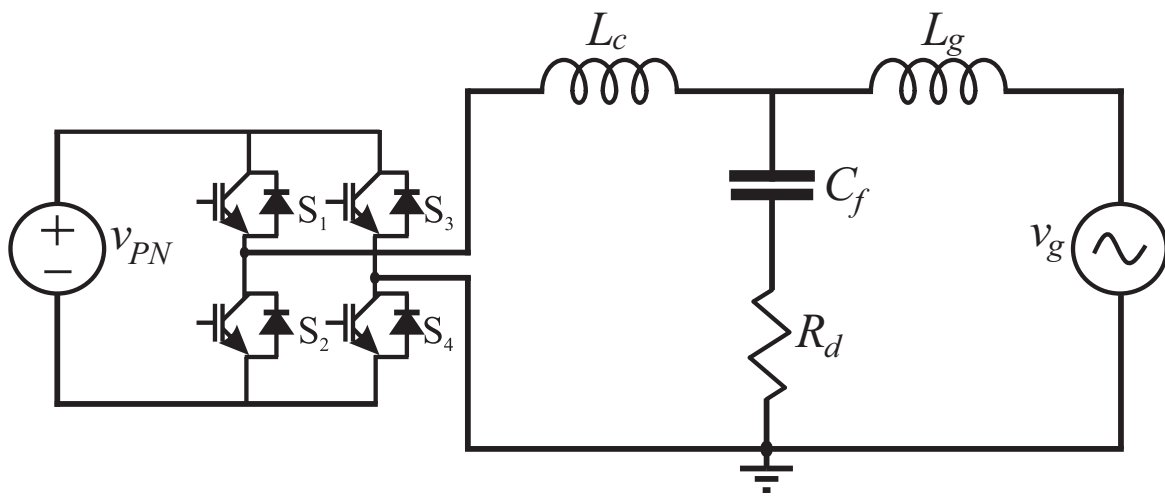
Portanto, conforme mostrado nas Figuras 3.8, 3.9 e 3.11, pode-se observar que os

Figura 3.9 – Validação do modelo de  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}$ .



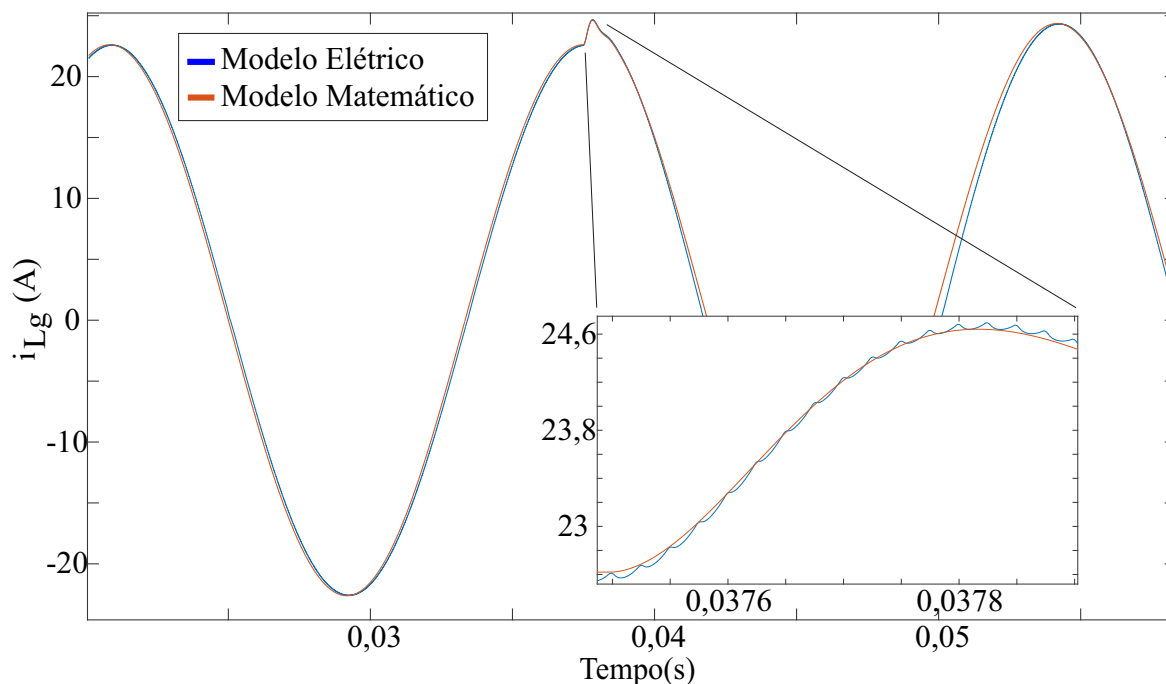
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.10 – Circuito utilizado para validação do modelo CA.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.11 – Validação do modelo de  $G(i_{Lg}, d_{NST})$ .



Fonte: Próprio autor.

modelos elétricos e matemáticos têm dinâmicas muito semelhantes para pequenos sinais, ou seja, durante alguns períodos de chaveamento após a perturbação se mostram equivalentes. Ainda, analisando o comportamento dos sinais por um tempo prolongado, muitos períodos de chaveamento após a perturbação, percebe-se que os modelos apresentam a mesma dinâmica. Portanto, os modelos apresentados são equivalentes também para grandes sinais.

### 3.4 PROJETO DOS PARÂMETROS DO SISTEMA

Para a definição das especificações é considerada uma instalação residencial monofásica, onde se tem área limitada, para projeto dos parâmetros do sistema foi considerado um arranjo PV série, composto por 6 módulos fotovoltaicos, tendo como base o painel solar policristalino de  $260W_{pk}$  GBR-260, da fabricante Globo Brasil. Esse módulo tem especificações de tensão de máxima potência de 30,24V e corrente de máxima potência de 8,6A. Considerando o arranjo série, obtém-se 181,44V de tensão de máxima potência (MPP) e 8,6A de máxima corrente. Sendo assim, o inversor desenvolvido tem potência máxima instalada de  $1560W_{pk}$ .

Tabela 3.1 – Parâmetros dos circuitos utilizados na validação dos modelos.

Parâmetro	Valor
$I_{PV}$	8,6A
$R_i$	100 $\Omega$
$C_i$	1300 $\mu F$
$L_1 = L_2$	1mH
$C_1 = C_2$	2000 $\mu F$
$R_1 = R_2$	0,03 $\Omega$
$r_1 = r_2$	0,47 $\Omega$
$f_s$	10kHz
$v_{grid_{PN}}$	300V
$v_{gpk}$	179,6V
$L_c$	750 $\mu H$
$L_g$	30 $\mu H$
$C_f$	13 $\mu F$
$R_d$	0,5 $\Omega$

### 3.4.1 Definição do valor de pico da tensão equivalente de barramento

É importante a definição da escolha do valor de pico da tensão de barramento do sistema, conforme a Equação (3.34), sendo composta pela soma entre as tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , representada na modelagem pelo valor de pico de  $v_{PN}$ . A relação entre a tensão de entrada e o valor de pico da tensão de barramento implica no valor da razão cíclica do período de ST, enquanto a relação entre a amplitude da tensão da rede e a tensão de barramento se refere ao valor do índice de modulação do período de NST.

Dessa forma, definindo um valor de pico da tensão de barramento equivalente de 400V, a razão cíclica do ST é 0,27 (de acordo com o ganho estático) e o índice de modulação é 0,78 para uma rede com tensão eficaz de 220V. Comumente, deve-se manter uma margem para variação da razão cíclica dos períodos de ST e NST caso haja, por exemplo, uma variação de irradiância, a qual impacta a tensão de entrada do inversor, implicando também em uma variação na tensão de barramento equivalente e conseqüentemente na amplitude da corrente injetada na rede. Considerando uma tensão eficaz na rede de 220V, as razões cíclicas obtidas são bastante elevadas, de modo que o inversor não é implementável com esses valores, pois a soma dos períodos de ST e NST ultrapassa a unidade, não respeitando aquilo que foi estabelecido anteriormente, onde  $T = T_0 + T_1$ . Além disso, os valores obtidos não permitem qualquer margem de operação no conversor CC-CA. Uma alternativa possível seria a elevação da tensão equivalente de barramento, aumentando a margem de operação e permitindo a injeção de potência com uma tensão eficaz na rede de 220V.

Todavia, para solucionar esse problema, tendo em vista a futura construção de um protótipo em laboratório, foi definido que a rede deve ter tensão eficaz de 127V. Assim,

para um índice de modulação máximo de 0,7, a tensão de barramento pode ser definida como 300V, tendo em regime permanente, para o ponto de operação definido em máxima potência, uma razão cíclica ST de 0,2 e NST de 0,6, sendo 20% do período de comutação disponível para margem de operação.

### 3.4.2 Ondulação de potência no dobro da frequência da componente fundamental

Considerando um sistema senoidal monofásico generalizado, pode-se escrever as equações de corrente e tensão aplicadas na rede da seguinte forma:

$$\begin{aligned} v(t) &= V_m \cos(\omega t + \theta_v), \\ i(t) &= I_m \cos(\omega t + \theta_i). \end{aligned} \quad (3.50)$$

Rearranjando (3.50), chega-se em (3.51).

$$\begin{aligned} v(t) &= V_m \cos(\omega t + \theta_v - \theta_i), \\ i(t) &= I_m \cos(\omega t). \end{aligned} \quad (3.51)$$

Calculando a potência instantânea, multiplicando tensão e corrente, tem-se (3.52).

$$p(t) = V_m I_m \cos(\omega t + \theta_v - \theta_i) \cos(\omega t). \quad (3.52)$$

Usando a regra dos cossenos, expandindo e reagrupando os termos obtidos, pode-se chegar em (3.53).

$$p(t) = \frac{V_m I_m}{2} \cos(\theta_v - \theta_i) + \frac{V_m I_m}{2} \cos(2\omega t) - \frac{V_m I_m}{2} \operatorname{sen}(\theta_v - \theta_i) \operatorname{sen}(2\omega t). \quad (3.53)$$

Portanto, percebe-se que a potência instantânea apresenta uma componente média e uma componente que varia de forma senoidal no dobro da frequência da tensão da rede. Dessa forma, considerando que os sistemas CC e CA não são completamente desacoplados, esse efeito se propaga para as correntes e tensões do lado CC do inversor monofásico, conforme mostrado em (SUN et al., 2014) e (ZHOU et al., 2015). Assim, é notável nas formas de onda dos elementos do lado CC do inversor qZSI uma componente de baixa frequência, em  $2\omega$ , oriunda do efeito de pulsação de potência. Essa característica irá alterar o valor da ondulação dos elementos do conversor e sua limitação será considerada para o cálculo dos valores dos capacitores e indutores que compõem a fonte de impedância do conversor *quasi-Z-Source*.

### 3.4.3 Projeto dos elementos do conversor qZSI

Como o inversor monofásico apresenta a ondulação em baixa frequência, previamente discutida nesse trabalho, o projeto dos elementos do inversor deve limitar a componente em 120Hz presente nas tensões dos capacitores e corrente dos indutores que compõem a rede de impedância. De acordo com (SUN et al., 2014), as equações de projeto dos elementos são representadas em (3.54).

$$\begin{aligned} C_1 = C_2 &\geq \frac{(1 - 2D_{ST})(1 + b^* \cos(\phi)) D_{NST} I_g}{a^* \omega V_{PV}}, \\ L_1 = L_2 &\geq \frac{a^* V_{PV} (1 - 2D_{ST})}{4\omega b^* D_{NST} I_g \cos(\phi)}, \end{aligned} \quad (3.54)$$

onde  $D_{ST}$  é a razão cíclica do período de ST,  $D_{NST}$  a razão cíclica do período de NST,  $I_g$  é a corrente injetada na rede,  $a^*$  e  $b^*$  representam os *ripples* de tensão dos capacitores ( $\Delta_v$ ) e corrente dos indutores ( $\Delta_i$ ), respectivamente. Para projeto dos elementos definiu-se *ripple* de tensão de 4% e *ripple* de corrente de 20%, e admitindo  $C_1 = C_2$  e  $L_1 = L_2$ , obtém-se capacitores de  $2000\mu F$  e indutores de  $1000\mu H$ .

Para projeto do capacitor de entrada, tendo em vista que ele não faz parte da rede de impedância do conversor qZSI, mas sim do modelo adotado para o arranjo fotovoltaico, adotou-se a equação (3.55), conforme (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005b).

$$C \geq \frac{P}{\omega V_C \Delta_{V_c}}, \quad (3.55)$$

onde foi considerado  $P = 1560W$ ,  $f = 60Hz$ ,  $V_C = 181,44V$  e  $\Delta_{V_c} = 5\%$ . Assim, o capacitor de entrada  $C_i$  projetado apresenta valor de  $1300\mu F$ .

### 3.4.4 Projeto dos elementos do filtro de saída

Para o filtro de saída do conversor qZSI, optou-se por projetar um LCL, tendo em vista seu melhor desempenho na atenuação de harmônicas da rede, como mostrado em (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001), (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005a), (REZNIK et al., 2014), e previamente discutido nesse trabalho. O projeto dos elementos do filtro de saída foi feito de acordo com (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001) e (REZNIK et al., 2014). Alguns limites nos parâmetros devem ser considerados a fim de se obter melhor desempenho no projeto dos elementos, como:

- O capacitor do filtro LCL deve ter seu valor limitado pela potência reativa do sistema, inferior a 5% da potência total;
- O valor dos indutores do filtro LCL devem ser otimizados, a fim de reduzir a queda de tensão nas resistências parasitas;



- A frequência de ressonância do filtro,  $f_{res}$  não pode interferir nas baixas frequências, e ao mesmo tempo deve ser ligeiramente menor que a frequência de *Nyquist*. Portanto,  $10f_{rede} < f_{res} < 1/2f_{sw}$ . Onde  $f_{rede} = 60Hz$  e  $f_{sw} = 10kHz$ ;
- O valor do resistor de amortecimento,  $R_d$ , deve ser otimizado a fim de reduzir as perdas por efeito *Joule*, também levando em consideração a dinâmica do filtro e sua frequência de ressonância.

Ainda, os parâmetros do filtro LCL dependem diretamente da potência do conversor, da tensão eficaz do filtro, da frequência da rede, bem como da frequência angular e de chaveamento. Assim, conforme (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001), os valores do filtro são normalizados em relação aos valores de base, como mostrado em (3.56) e (3.57)

$$Z_b = \frac{(V_{RMS})^2}{P_{pv}}. \quad (3.56)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b}. \quad (3.57)$$

O valor do capacitor do filtro LCL fica limitado pela potência reativa máxima do sistema,  $x$ , considerada como 5% e obtido em 3.58.

$$C_f = xC_b. \quad (3.58)$$

O indutor  $L_c$  do filtro LCL é calculado em função do *ripple* máximo da corrente de saída, representado pela equação (3.59).

$$L_c = \frac{V_{RMS}}{2\sqrt{6}f_{sw}\Delta i_g}, \quad (3.59)$$

onde  $f_{sw} = 10kHz$  e  $\Delta i_g = 10\%$  são fatores escolhidos pelo projetista.

O indutor do lado da rede,  $L_g$ , pode ser obtido relacionando o valor de  $L_c$  e a atenuação de corrente desejada, ou através da equação (3.60).

$$L_g = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f(\omega_{fsw})^2}, \quad (3.60)$$

onde  $k_a = 0.2$ , escolhido pelo projetista e de acordo com o equacionamento proposto em (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001) e  $\omega_{fsw} = 2\pi f_{sw} = 62830$ .

A frequência angular de ressonância do filtro pode ser obtida pela equação 3.61.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_c L_g C_f}}. \quad (3.61)$$

Nota-se que a frequência de ressonância do filtro,  $f_{res}$ , obtida dividindo  $\omega_{res}$  por  $2\pi$ , ficou em 4,2kHz, o que é razoável, pois obedece o requisito de projeto comentado

anteriormente. Por fim, pode-se obter o resistor de amortecimento do filtro de saída. Este é projetado com o intuito de reduzir o ganho na frequência de ressonância do filtro, facilitando o projeto do controlador.

$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res}C_f}. \quad (3.62)$$

Os valores de projeto obtidos para os elementos do filtro LCL e para os demais parâmetros do inversor estão representados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Valor
$P_{pv}$	$1560W_{pk}$
$V_{pv}$	$181,44V$
$R_i$	$100\Omega$
$C_i$	$1300\mu F$
$L_1 = L_2$	$1mH$
$C_1 = C_2$	$2000\mu F$
$R_1 = R_2$	$0,03\Omega$
$r_1 = r_2$	$0,47\Omega$
$V_{link}$	$300V$
$f_s$	$10kHz$
$V_{grid_{pk}}$	$179,6V$
$I_{grid_{pk}}$	$17,37A$
$L_c$	$1,5mH$
$L_g$	$120\mu H$
$r_c$	$0,7\Omega$
$r_g$	$0,06\Omega$
$C_f$	$13\mu F$
$R_d$	$0,9751\Omega$

### 3.5 OBTENÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA NUMÉRICAS

#### 3.5.1 Obtenção da função de transferência numérica de $G_{(v_{PV},d_{ST})}$

Conforme comentado anteriormente, o objetivo da malha de controle CC realizada durante o período de ST é a regulação da tensão do arranjo fotovoltaico. Como a tensão aplicada sobre o capacitor de entrada ( $v_{ci}$ ) é a mesma do arranjo fotovoltaico ( $v_{PV}$ ), a função de transferência  $G_{d_{ST}}^{v_{Ci}}(s)$  também pode ser chamada de  $G_{d_{ST}}^{v_{PV}}(s)$ .

Após feito o projeto dos elementos do sistema, pode-se substituir os valores obtidos na função de transferência algébrica, representada por (A.1), obtendo a função de

transferência numérica, no domínio da frequência. Dessa forma, a função de transferência numérica que relaciona a tensão de entrada do arranjo fotovoltaico com a razão cíclica do período de ST está representada em (3.63).

$$G_{(v_{PV}, d_{ST})}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}. \quad (3.63)$$

Utilizando o método *Zero-Order-Hold - Retentor de Ordem Zero* (ZOH) para fazer a discretização da função (3.63) no tempo contínuo, e considerando como período de amostragem  $100\mu s$ , correspondente ao inverso da frequência de chaveamento, obtém-se (3.64).

$$G_{(v_{PV}, d_{ST})}(z) = \frac{d_4 z^4 + d_3 z^3 + d_2 z^2 + d_1 z + d_0}{c_5 z^5 + c_4 z^4 + c_3 z^3 + c_2 z^2 + c_1 z + c_0}, \quad (3.64)$$

onde os coeficientes das equações (3.63) e (3.64) estão representados na Tabela 3.3.

### 3.5.2 Obtenção da função de transferência numérica de $G_{(v_{PN}, i_{PN})}$

O objetivo da malha externa de controle realizada durante o período de NST é a regulação da tensão que compõe o barramento CC efetivo do inversor CC-CA, representado pelo valor de pico da tensão  $v_{PN}$ , resultado da soma das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , enquanto que a malha interna tem objetivo de regular a forma de onda da corrente injetada na rede.

Da mesma forma como realizado anteriormente, substituindo os valores dos elementos projetados na função de transferência  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}$  algébrica, representada em (A.2), pode-se obter a função de transferência numérica, conforme (3.65).

$$G_{(v_{PN}, i_{PN})}(s) = \frac{f_5 s^5 + f_4 s^4 + f_3 s^3 + f_2 s^2 + f_1 s + f_0}{e_5 s^5 + e_4 s^4 + e_3 s^3 + e_2 s^2 + e_1 s + e_0}. \quad (3.65)$$

Utilizando o método ZOH para fazer a discretização em  $z$  de (3.65), considerando o mesmo período de amostragem de  $100\mu s$ , obtém-se (3.66).

$$G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z) = \frac{h_5 z^5 + h_4 z^4 + h_3 z^3 + h_2 z^2 + h_1 z + h_0}{g_5 z^5 + g_4 z^4 + g_3 z^3 + g_2 z^2 + g_1 z + g_0}, \quad (3.66)$$

onde os coeficientes referentes as plantas (3.65) e (3.66) também estão representados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Coeficientes das plantas  $G_{(v_{PV},d_{ST})}$  e  $G_{(v_{PN},i_{PN})}$ .

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
$b_3$	$2,598 \cdot 10^{63}$	$b_2$	$1,287 \cdot 10^{66}$
$b_1$	$1,293 \cdot 10^{69}$	$b_0$	$-6,142 \cdot 10^{69}$
$a_5$	$2,6 \cdot 10^{54}$	$a_4$	$2,62 \cdot 10^{57}$
$a_3$	$4,446 \cdot 10^{60}$	$a_2$	$1,906 \cdot 10^{63}$
$a_1$	$9,275 \cdot 10^{65}$	$a_0$	$1,829 \cdot 10^{66}$
$d_4$	4,908	$d_3$	-9,638
$d_2$	$7,841 \cdot 10^{-3}$	$d_1$	9,314
$d_0$	-4,591	$c_5$	1
$c_4$	4,888	$c_3$	9,567
$c_2$	-9,376	$c_1$	4,601
$c_0$	-0,9041	$f_5$	$-2,503 \cdot 10^{-14}$
$f_4$	$-3,594 \cdot 10^{-10}$	$f_3$	$-3,677 \cdot 10^{-7}$
$f_2$	$-5,229 \cdot 10^{-4}$	$f_1$	0,2125
$f_0$	-65	$e_5$	$5,2 \cdot 10^{-13}$
$e_4$	$5,24 \cdot 10^{-10}$	$e_3$	$8,891 \cdot 10^{-7}$
$e_2$	$3,813 \cdot 10^{-4}$	$e_1$	0,1855
$e_0$	0,3658	$h_5$	-0,04814
$h_4$	0,1712	$h_3$	-0,211
$h_2$	0,08627	$h_1$	0,01632
$h_0$	-0,01467	$g_5$	1
$g_4$	-4,888	$g_3$	9,567
$g_2$	-9,376	$g_1$	4,601
$g_0$	-0,9041		

### 3.5.3 Obtenção da função de transferência numérica de $G_{(i_{grid},d_{NST})}$

A relação entre o índice de modulação em amplitude,  $m$ , e a razão cíclica das chaves no período de inversão,  $d_{NST}$ , para acionamento do inversor monofásico utilizando a modulação SPWM 3 níveis, sendo um braço  $D$  e outro  $(1 - D)$ , é  $D = m/2$  no instante de pico da senoide, conforme mostrado em (HOLMES; LIPO, 2003) e previamente comentado nesse trabalho. Dessa forma, pode-se utilizar qualquer uma das duas funções de transferência, seja  $G_{(i_{grid},d_{NST})}$  ou  $G_{(i_{grid},m)}$ , desde que respeitada essa equivalência. Todavia, habitualmente se utiliza a razão cíclica das chaves, pois essa é variante no tempo e é a variável a ser utilizada para controle, enquanto o índice de modulação é uma variável adimensional que relaciona as tensões. Seguindo a metodologia que foi feita para modelagem da parte CA do inversor *quasi-Z-Source*, será utilizada a função em relação a razão cíclica,  $G_{d_{NST}}^{iLg}(s)$ .

Para um melhor entendimento, a corrente que circula pelo indutor  $L_g$ ,  $i_{Lg}$ , será tratada como  $i_{grid}$ . Dessa forma, a função de transferência utilizada no *loop* interno da malha cascata realizada durante o período de NST para a regulação da corrente injetada na rede é  $G_{d_{NST}}^{i_{grid}}(s)$ . Portanto, fazendo a substituição dos valores dos elementos projetados

na função de transferência  $G_{d_{NST}}^{i_{grid}}(s)$  algébrica, retratada em (3.49), pode-se obter a função de transferência numérica, conforme (3.67).

$$G_{(i_{grid}, d_{NST})}(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}. \quad (3.67)$$

Seguindo a mesma estrutura de modelagem e utilizando o método ZOH para fazer a discretização em  $z$  de (3.67), considerando como período de amostragem  $100\mu s$ , obtém-se (3.68).

$$G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z) = \frac{d_2 z^2 + d_1 z + d_0}{c_3 z^3 + c_2 z^2 + c_1 z + c_0}, \quad (3.68)$$

onde os coeficientes de (3.67) e (3.68) estão representados na Tabela 3.4.

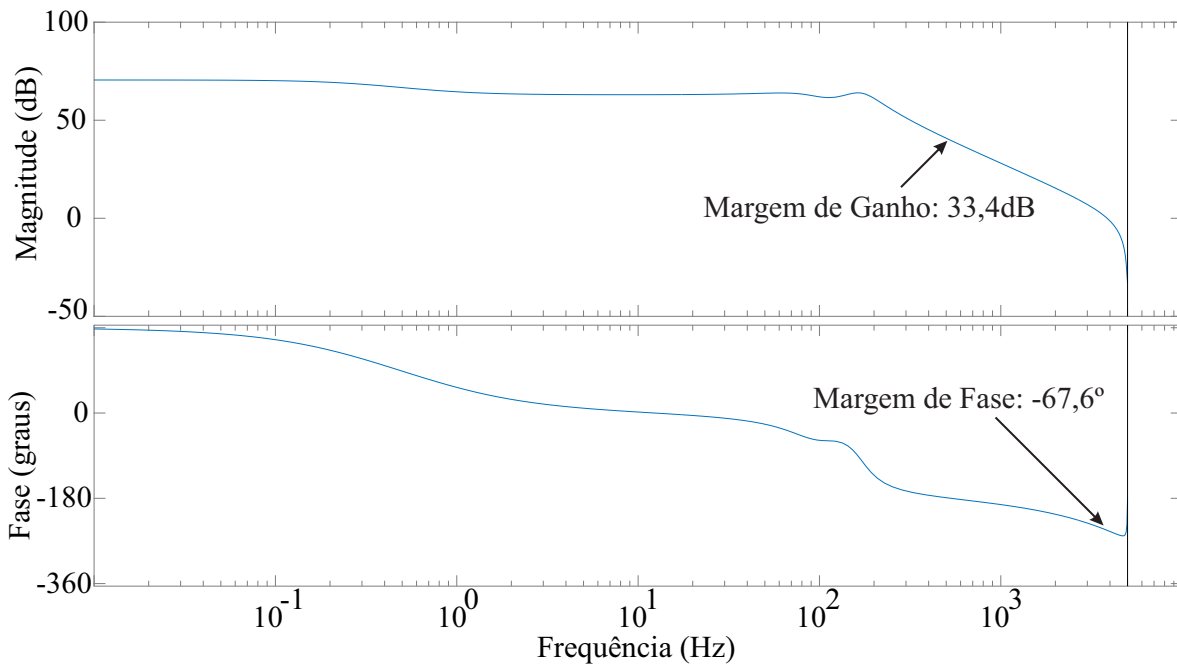
Tabela 3.4 – Coeficientes da planta  $G_{(i_{grid}, d_{NST})}$ .

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
$b_1$	$7,505 \cdot 10^{41}$	$b_0$	$6,00 \cdot 10^{46}$
$a_3$	$2,268 \cdot 10^{32}$	$a_2$	$2,015 \cdot 10^{36}$
$a_1$	$1,611 \cdot 10^{41}$	$a_0$	0,00
$d_3$	13,03	$d_2$	32,78
$d_1$	50,55	$d_0$	10,85
$c_3$	1,00	$c_2$	0,117
$c_1$	-0,7057	$c_0$	-0,4113

### 3.6 ANÁLISE DAS PLANTAS OBTIDAS

Nessa seção serão discutidas as plantas obtidas com a modelagem do inversor *quasi-Z-Source*, mostrando as principais características de cada função de transferência, apresentando os diagramas de Bode e Lugar das Raízes correspondentes. Tendo em vista que o controlador a ser implementado é em tempo discreto, as plantas obtidas em tempo contínuo, no plano  $s$ , podem ser tratadas apenas como um passo necessário para obtenção das funções de transferência no plano  $z$ , a fim de realizar o projeto do controlador de forma discretizada.

Como o sistema de controle a ser implementado é digital, faz-se necessário incluir um amostrador no modelo da planta. Tendo em vista que a planta é contínua, no domínio da frequência, é necessário manter o sinal amostrado de forma constante até a presença de uma nova amostra. Para isso, utiliza-se um retentor de amostras (do inglês: *holder*). Este método consiste em discretizar a planta contínua, considerando o segurador de amostras e analisar o sistema como se o mesmo fosse em tempo discreto.

Figura 3.12 – Diagrama de Bode (MA) de  $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$ .

Fonte: Próprio autor.

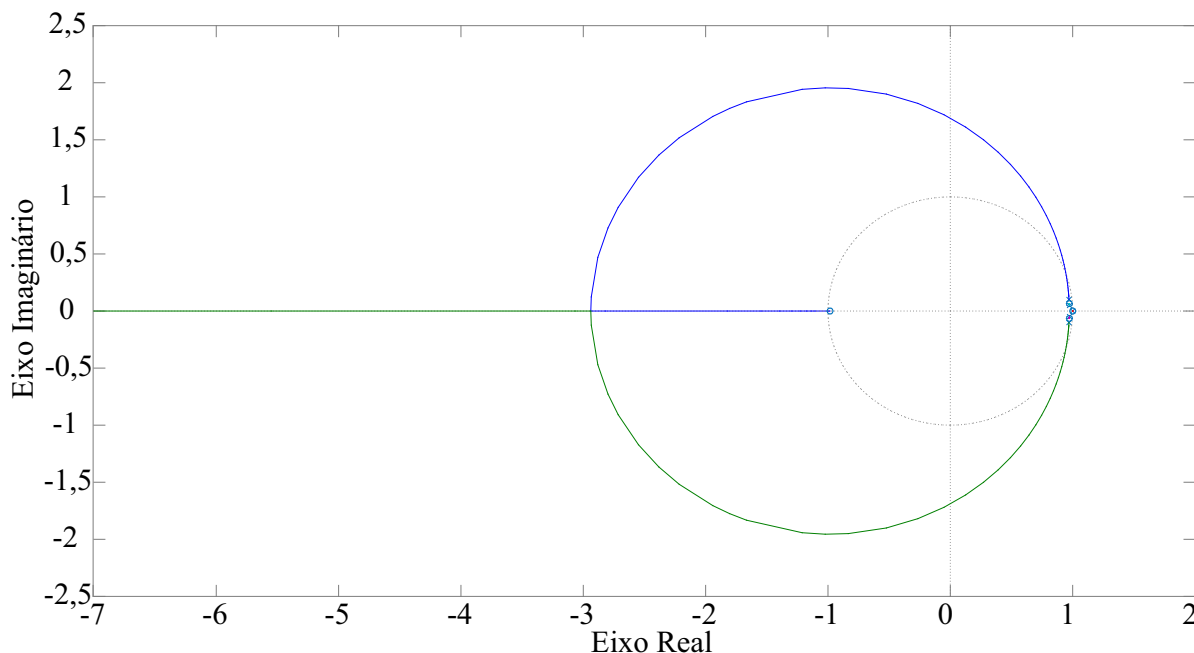
Ainda, quando é feita a discretização, deve-se ter como base um tempo de amostragem. Para implementação dos controladores foi considerado como tempo de amostragem  $100\mu s$ , correspondente ao mesmo período de chaveamento do sistema, e as plantas foram discretizadas utilizando o método ZOH, conforme previamente comentado na obtenção das funções de transferência numéricas.

### 3.6.1 Análise da planta $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$

A planta que relaciona a tensão de entrada e o período de *Shoot-Through* do conversor CC-CA,  $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$ , também chamada de  $G_{(v,d)}(z)$  é de 5ª ordem, e está representada na equação (3.64). Essa ordem elevada ocorre por que o inversor qZSI detém, do lado CC, três capacitores:  $C_i$ ,  $C_1$  e  $C_2$ ; e 2 indutores:  $L_1$  e  $L_2$ ; e mesmo que os valores dos indutores da fonte de impedância sejam equivalentes, não há cancelamento de polos e zeros entre os elementos que compõem a fonte Z. Os coeficientes da planta foram mostrados anteriormente na tabela 3.3.

A Figura 3.12 mostra o Diagrama de Bode de  $G_{(v,d)}(z)$  em malha aberta, enquanto a Figura 3.13 representa o Lugar das Raízes. Para melhor visualização da localização dos polos e zeros do sistema, a Figura 3.14 mostra uma ampliação do Lugar das Raízes da planta  $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$ .

Figura 3.13 – Lugar das Raízes (MA) de  $G_{(v_{pv}, d_{ST})}(z)$ .



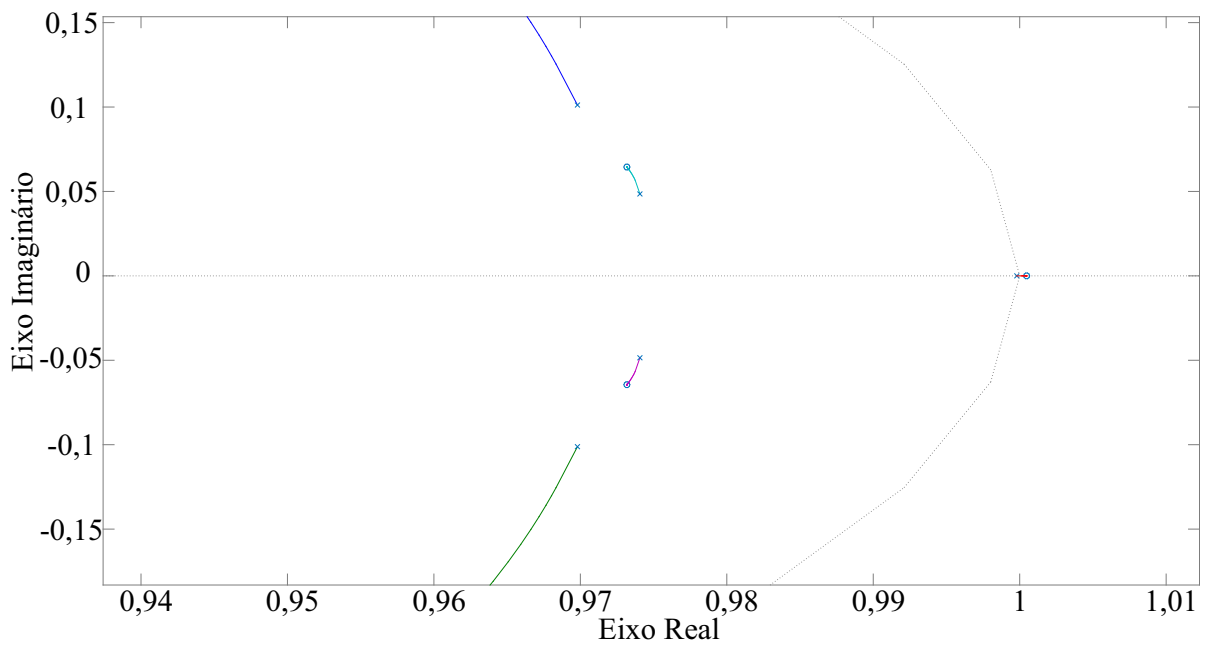
Fonte: Próprio autor.

Com relação a resposta em frequência, representada na Figura 3.12, percebe-se que a planta tem ganho bastante elevado em baixas frequências, e mesmo sendo de quinta ordem, contendo 2 pares de polos complexos conjugados e um par de zeros complexos conjugados, a planta não apresenta variação drástica de fase, apresentando um pequeno pico de ressonância em 169Hz, onde a partir desse ponto o ganho do sistema decresce 40dB por década. Além disso, percebe-se que a margem de fase da planta em malha aberta é  $-67,6^\circ$  e a margem de ganho  $-33,4\text{dB}$ .

Tendo em vista as Figuras 3.13 e 3.14, nota-se que a planta  $G_{(v,d)}(z)$  apresenta em malha aberta um zero no semi-plano direito, localizado em 1,0005, se mostrando como uma característica de fase não mínima, adicionando instabilidade ao sistema para ganhos elevados e tornando a planta mais complicada de ser controlada (OGATA, 2003). Além disso, o comportamento de fase não mínima tende a deteriorar a resposta dinâmica do sistema de controle do inversor qZSI, como explica (DING et al., 2008). Esse zero de fase não mínima é proveniente da característica *boost* do inversor *quasi-Z-Source*. Ainda, pode-se perceber que a planta possui um polo real de baixa frequência, localizado em 0,9998, bem como dois pares de polos complexos de parte imaginária não muito elevada, sendo 0,04852 e 0,1012, respectivamente, causando uma certa oscilação na resposta do sinal de interesse durante um período transitório.

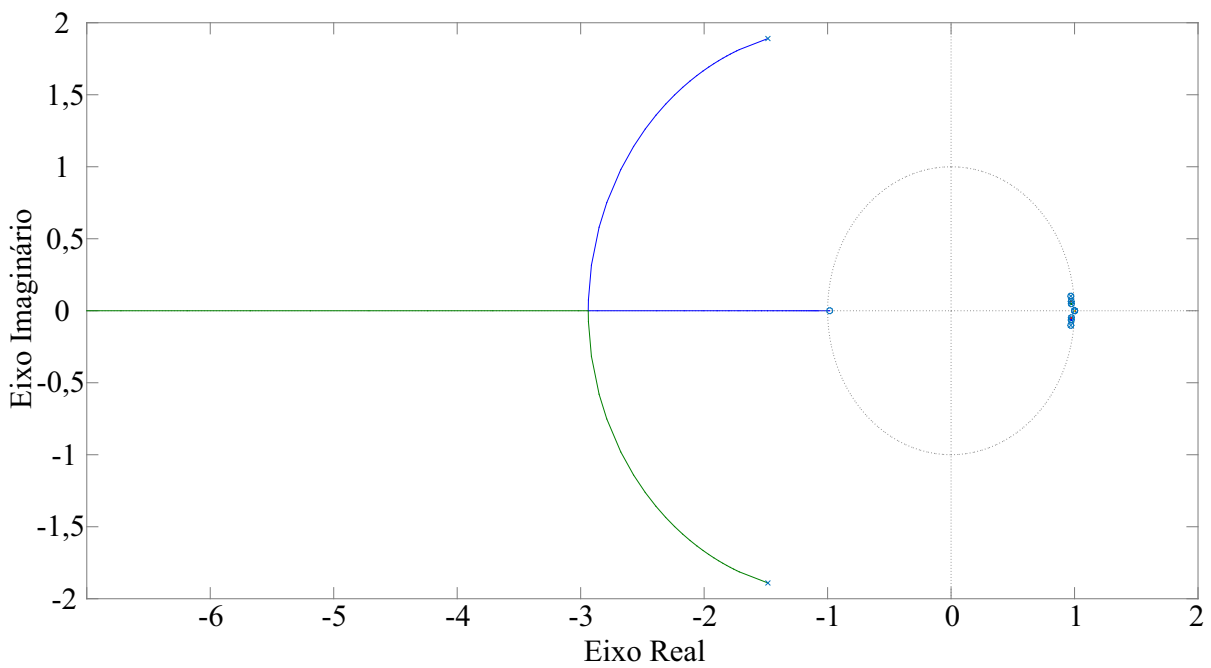
A Figura 3.15 ilustra o Lugar das Raízes de  $G_{(v,d)}(z)$  para o sistema em malha fechada.

Figura 3.14 – Lugar das Raízes (MA) de  $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$  (detalhe).



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.15 – Lugar das Raízes (MF) de  $G_{(v_{pv},d_{ST})}(z)$ .



Fonte: Próprio autor.



Assim, apesar da planta ser naturalmente estável, conforme mostrado anteriormente, de acordo com a Figura 3.15, o sistema tende a instabilidade quando a malha é fechada, onde o polo real cruza o círculo de raio unitário em busca do zero de fase não mínima e o par de polos complexos conjugados de parte imaginária mais elevada busca um zero dentro do semi-plano esquerdo do círculo de raio unitário e outro zero em infinito negativo.

Para que o sistema possa ser controlado utilizando um controlador clássico, espera-se que o ganho do controlador seja pouco elevado, mantendo os polos do sistema mais próximos de sua localização em malha aberta, pois a partir de um certo valor de ganho  $K$ , o sistema se mostra instável. Essa planta pode ser classificada como sendo de fase não mínima, condicionalmente estável, e se mostra bem complexa de ser regulada (OGATA, 2003).

### 3.6.2 Análise da planta $G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z)$

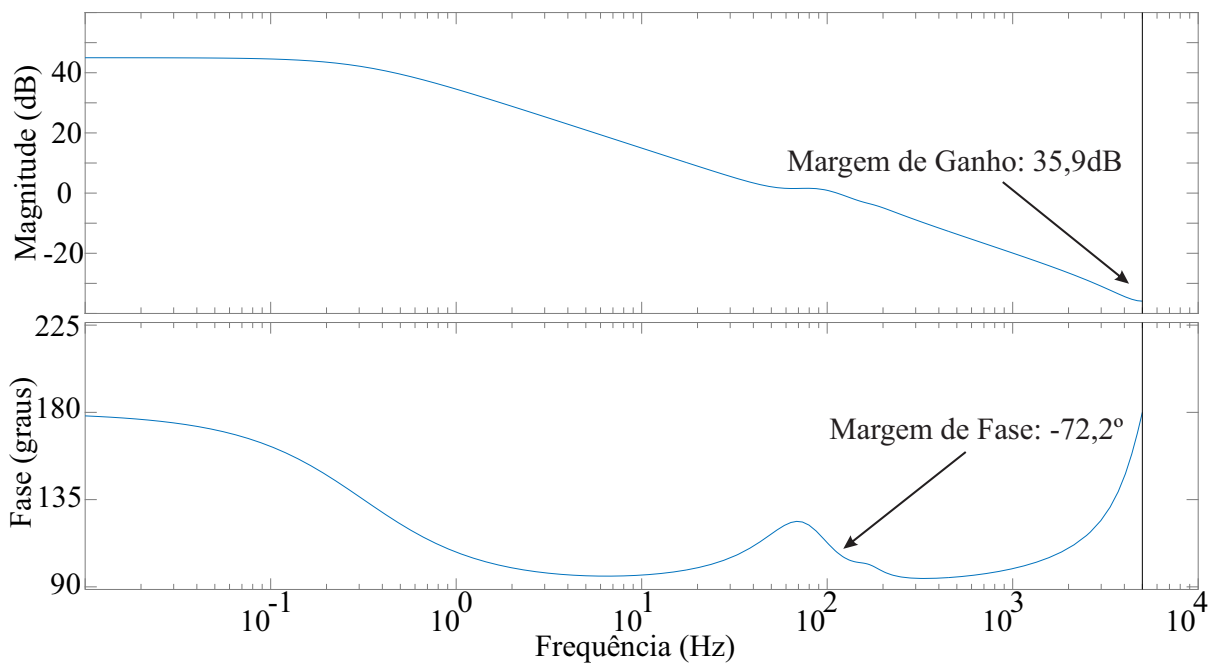
A planta que relaciona o valor de pico da tensão equivalente de barramento, representada pelo valor de pico da tensão  $v_{PN}$ , e a corrente eficaz que circula pelo conversor,  $i_{PN}$ , é  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z)$ , também chamada de  $G_{(v, i)}(z)$ . A função de transferência no plano  $z$  também é de 5ª ordem, e está representada pela equação (3.66). Seus coeficientes foram mostrados anteriormente na Tabela 3.3. Da mesma forma como ocorre para a planta  $G_{(v_p, d_{ST})}(z)$ , não há cancelamento de polos e zeros entre os elementos passivos da fonte de impedância do conversor, tornando o sistema de ordem elevada.

A Figura 3.16 mostra o Diagrama de Bode de  $G_{(v, i)}(z)$ , enquanto a Figura 3.17 representa o Lugar das Raízes. Ainda, para melhor visualização da localização dos polos e zeros do sistema, é mostrada a Figura 3.18, contendo uma ampliação do Lugar das Raízes do sistema para uma melhor visualização.

Quanto a resposta em frequência, representada na Figura 3.16, pode-se observar que a planta tem ganho elevado até 0,3Hz, onde está localizado um polo real, e a partir desse ponto, o ganho do sistema decresce 20dB por década até próximo de 60Hz, onde existem 2 pares de polos e zeros complexos conjugados, responsáveis pela variação de fase no sistema observado dos 50Hz aos 100Hz. A magnitude da planta tem cruzamento por 0dB próximo de 110Hz, o que traz para o sistema uma margem de fase em malha aberta de  $-72,2^\circ$ . Já a margem de ganho fica em 35,9dB, pois a fase de  $G_{(v, i)}(z)$  só cruza o valor de  $180^\circ$  próximo da frequência de *Nyquist*, em 5kHz.

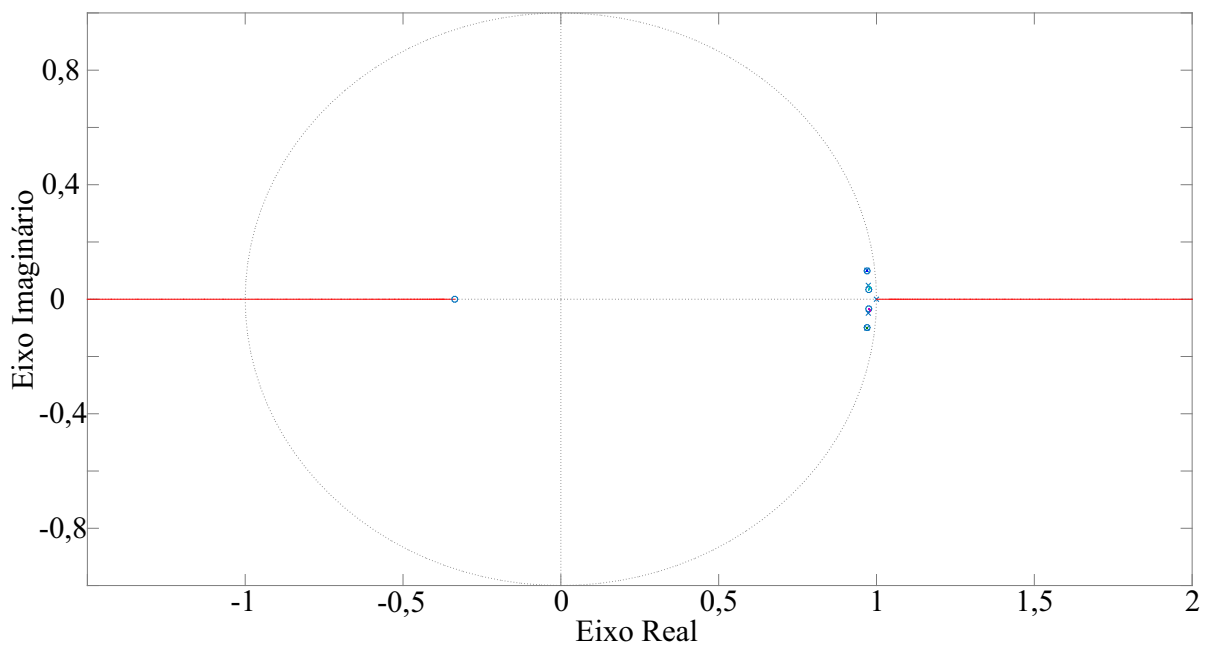
Tendo em vista as Figuras 3.17 e 3.18, nota-se que a planta  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z)$  detém 5 raízes no numerador e 5 raízes no denominador, sendo 2 pares complexos conjugados e uma raiz real. Diferente da planta de  $G_{(v_p, d_{ST})}(z)$ , não apresenta nenhum zero localizado fora do círculo de raio unitário. Assim, tendo em vista que todas raízes estão contidas den-

Figura 3.16 – Diagrama de Bode (MA) de  $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ .



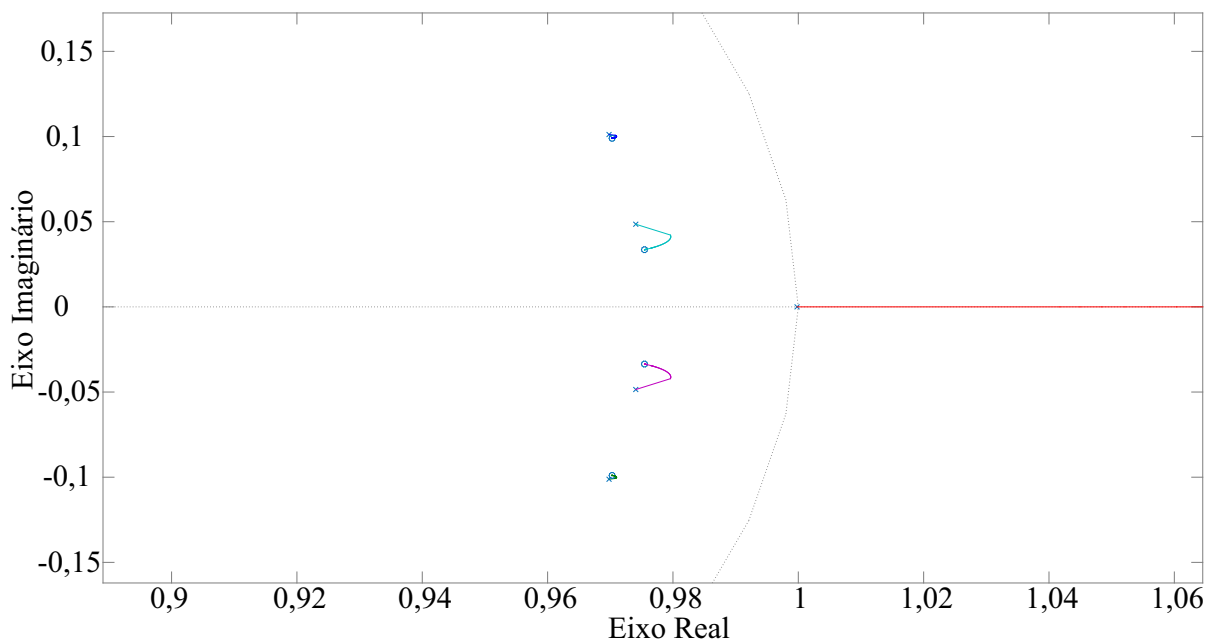
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.17 – Lugar das Raízes (MA) de  $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.18 – Lugar das Raízes (MA) de  $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$  (detalhe).



Fonte: Próprio autor.

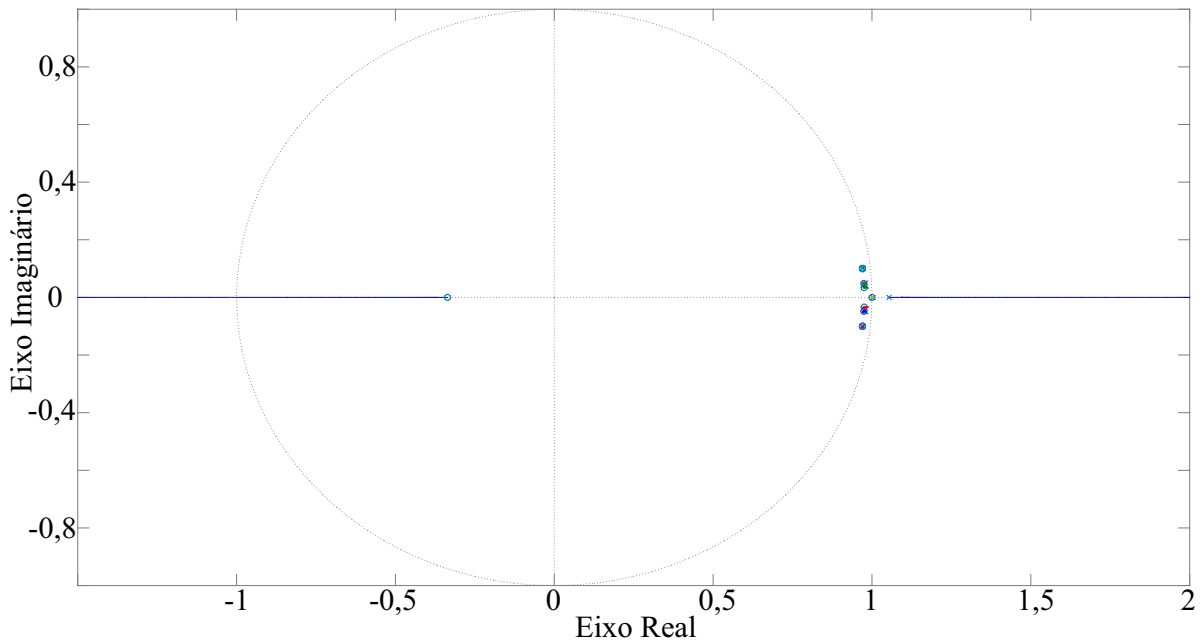
tro do círculo, o sistema é de fase mínima (OGATA, 2003). Além disso, como os polos e zeros complexos conjugados estão relativamente próximos, não se tem mudanças abruptas de fase no sistema, como se pode observar no diagrama de Bode mostrado na Figura 3.16, apresentando apenas um avanço de fase próximo dos 70Hz.

A Figura 3.19 ilustra o Lugar das Raízes de  $G_{(v,i)}(z)$  para o sistema em malha fechada.

Apesar da planta ser naturalmente estável em malha aberta, conforme mostrado na Figura 3.18, o sistema tende a instabilidade quando a malha é fechada, onde o polo real localizado em 0,9998 cruza o círculo de raio unitário, ficando próximo de 1,054, em busca de um zero em infinito positivo. Os pares de polos complexos buscam os pares de zeros complexos dentro do círculo de raio unitário, não causando qualquer tipo de instabilidade no sistema, mesmo considerando um ganho K bastante elevado.

### 3.6.3 Análise da planta $G_{(i_{grid},d_{NST})}(z)$

A planta que relaciona a corrente injetada na rede e a razão cíclica do período de *Non-Shoot-Through* é  $G_{(i_{grid},d_{NST})}(z)$ , também chamada de  $G_{(i,d)}(z)$ . A função de transferência no plano z é de 3ª ordem e está representada pela equação (3.68). Seus coeficientes foram mostrados anteriormente na Tabela 3.4.

Figura 3.19 – Lugar das Raízes (MF) de  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z)$ .

Fonte: Próprio autor.

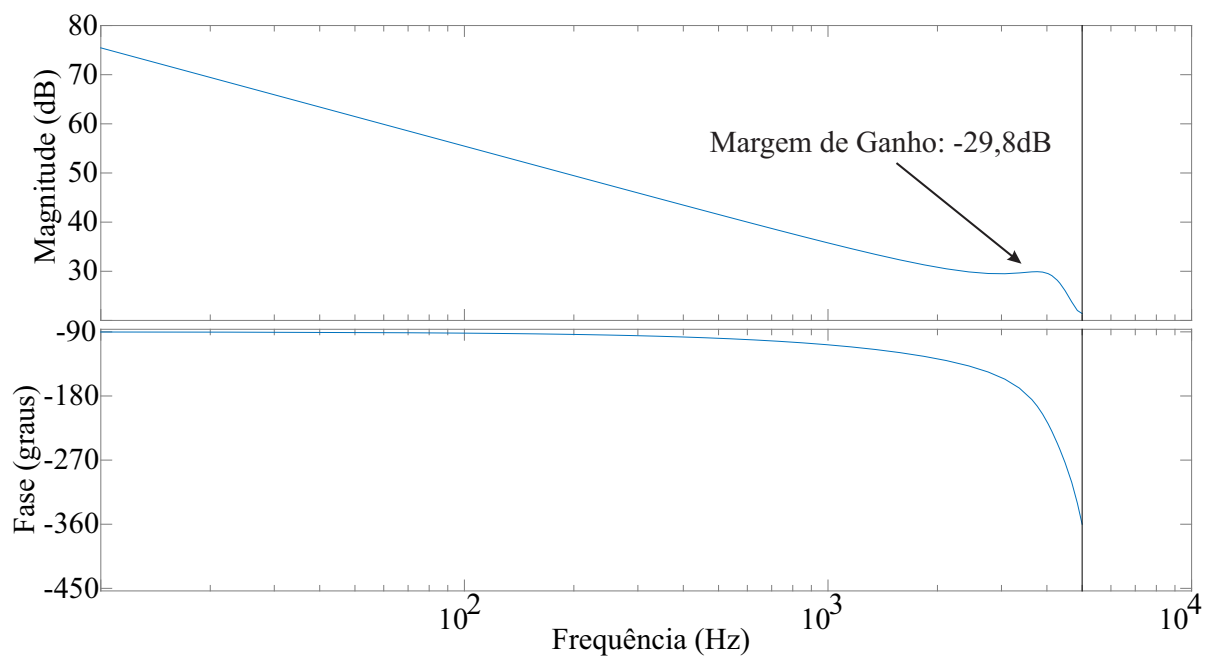
A Figura 3.20 mostra o Diagrama de Bode de  $G_{(i, d_{NST})}(z)$ , enquanto a Figura 3.21 representa o Lugar das Raízes. Ainda, para melhor visualização da localização dos polos e zeros do sistema, é mostrada a Figura 3.22, contendo uma ampliação do Lugar das Raízes do sistema mostrado na Figura 3.21.

Com relação a resposta em frequência representada na Figura 3.20, pode-se observar que a planta tem ganho decrescente de 20dB por década, referente a um polo localizado em 1 no círculo de raio unitário, atuando como um integrador no sistema. O ganho da planta segue decaindo até próximo da frequência de *Nyquist*, onde apresenta um par de polos complexos conjugados localizados em 4,2kHz, como mostrado na Equação (3.61), onde foi descrito o passo a passo para projeto do filtro de saída do inversor. Esse par de polos complexos conjugados causa um pico de ressonância, que também pode ser traduzido como a frequência de ressonância do filtro LCL do inversor *quasi-Z-Source*.

A magnitude da planta não apresenta cruzamento por 0dB até a frequência de *Nyquist*, ocasionando uma margem de fase tendendo ao infinito para a faixa de operação considerada. Quanto a margem de ganho, essa fica em -29,8dB, pois a fase de  $G_{(i, d)}(z)$  detém cruzamento por 180° próximo de 3,55kHz.

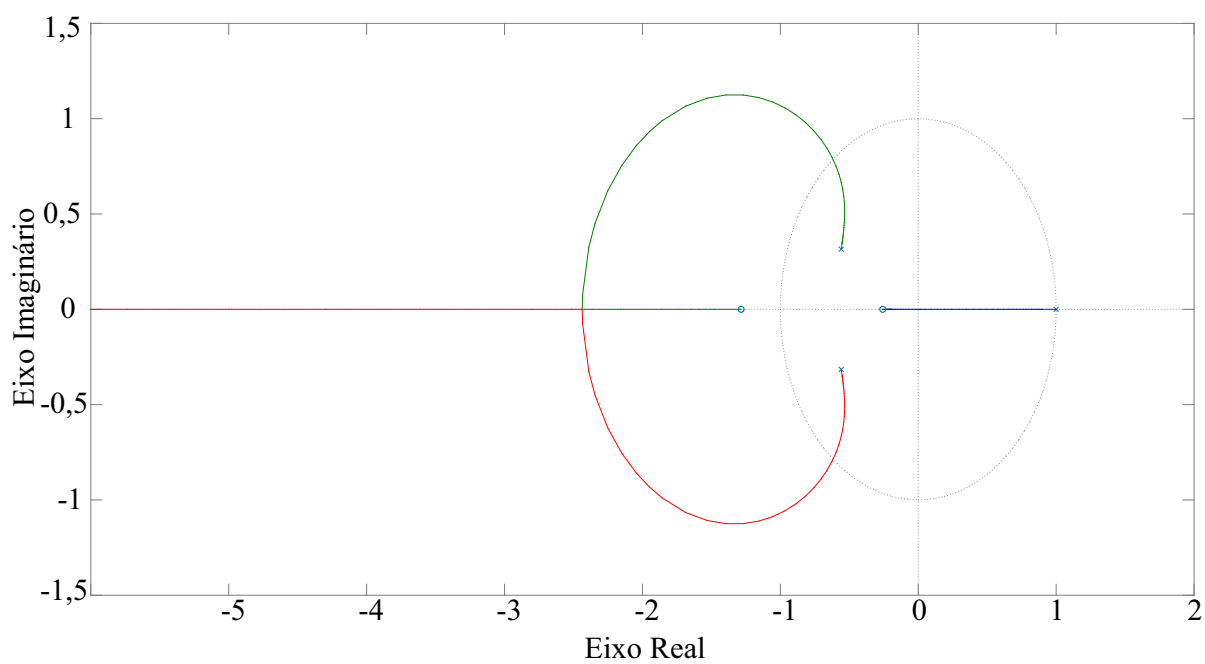
Tendo em vista as Figuras 3.21 e 3.22, nota-se que a planta  $G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z)$  detém 3 polos, sendo um par de polos complexos conjugados de parte imaginária bastante elevada, localizados no semi-plano esquerdo do círculo de raio unitário, e um polo localizado em 1, se comportando como um integrador. A função de transferência também apresenta

Figura 3.20 – Diagrama de Bode (MA) de  $G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z)$ .



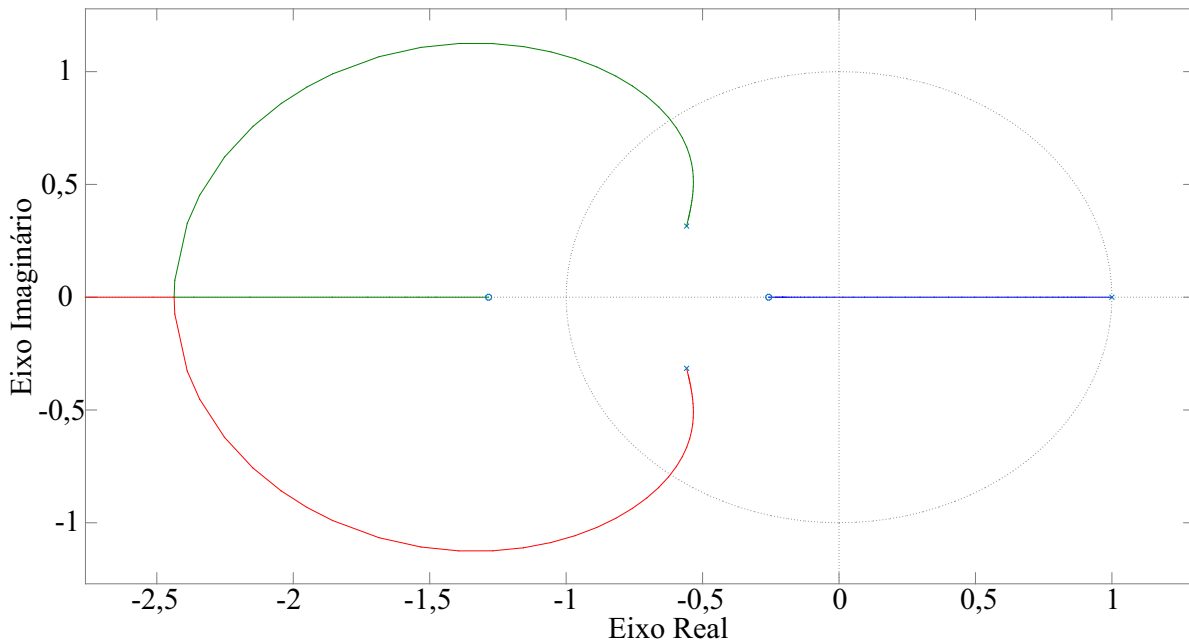
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.21 – Lugar das Raízes (MA) de  $G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z)$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.22 – Lugar das Raízes (MA) de  $G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z)$  (detalhe).



Fonte: Próprio autor.

um par de zeros reais, um deles localizado fora do círculo de raio unitário, de frequência extremamente elevada (tendendo ao infinito positivo), e um zero real no semi-plano esquerdo do círculo de raio unitário, localizado em  $-0,2578$ , resultante da discretização da planta. Assim, o par de polos complexos busca o zero real fora do círculo de raio unitário e outro zero real em infinito positivo. O polo real vai de encontro ao zero de discretização.

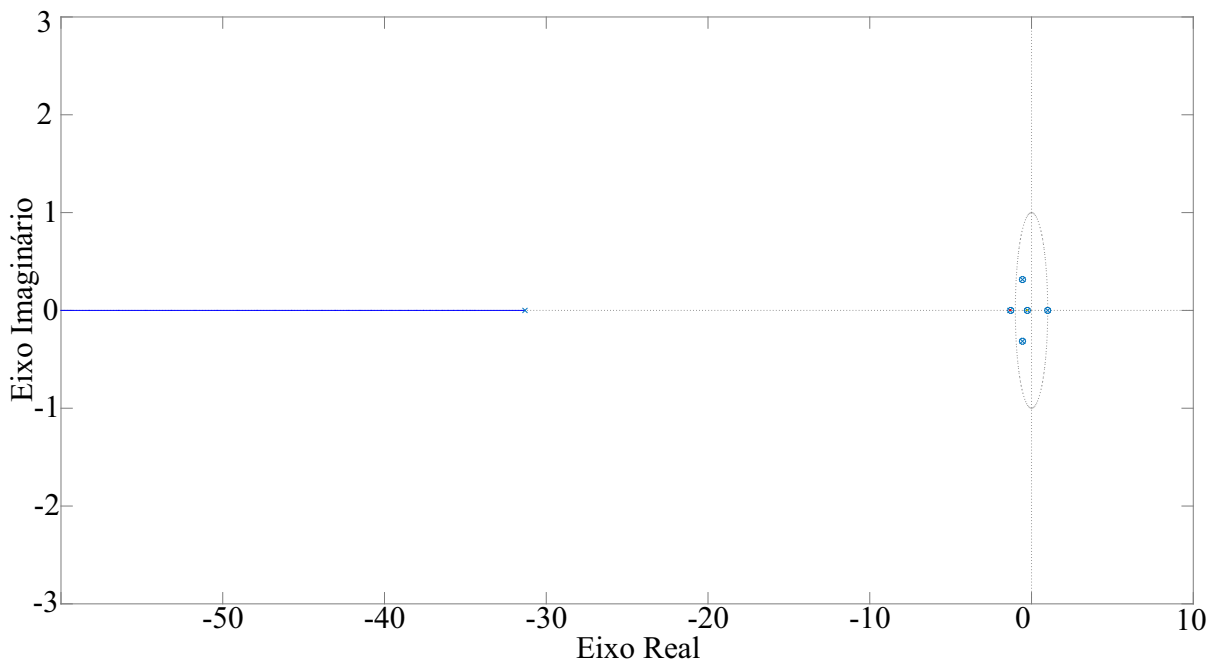
A Figura 3.23 ilustra o Lugar das Raízes de  $G_{(i,d)}$  para o sistema em malha fechada.

Apesar da planta ser naturalmente estável em malha aberta, conforme mostrado anteriormente, o sistema se mostra instável quando a malha é fechada, onde o par de polos complexos conjugados buscam o par de zeros reais fora do círculo de raio unitário. Dessa forma, um dos polos fica localizado em  $-1,33$  e outro em  $-31,3$  levando o sistema a instabilidade. Em malha fechada, o polo real, integrador, encontra-se no semi-plano direito do círculo de raio unitário, em  $-0,25$ , próximo do zero real, não representando problema quanto a estabilidade da planta.

### 3.7 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo teve como objetivo apresentar a descrição de funcionamento do conversor *quasi-Z-Source*, a modelagem por espaço de estados do conversor e a validação dos modelos obtidos. Adicionalmente, foram definidos alguns parâmetros do sistema,

Figura 3.23 – Lugar das Raízes (MF) de  $G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z)$ .



Fonte: Próprio autor.

como o valor de pico da tensão equivalente de barramento, bem como foram projetados os elementos que integram o conversor CC-CA, seguindo as propostas de projeto encontradas na literatura. Na sequência, foram apresentadas as plantas do sistema, resultantes da modelagem desenvolvida, bem como a estrutura de controle proposta, composta por 2 malhas distintas, sendo uma malha simples para controle da tensão de entrada do conversor, realizado durante o período de *Shoot-Through*, e uma malha cascata, com *loop* externo responsável pela regulação da tensão que compõe o barramento do qZSI e *loop* interno responsável pelo controle da corrente injetada na rede, ambos realizados durante a etapa de *Não-Shoot-Through*. Por fim, foi realizada uma discussão sobre as plantas obtidas, onde pode ser visto que as plantas do lado CC do qZSI são de 5ª ordem, devido a ressonância entre os elementos que integram a fonte Z de impedância. Já a planta referente ao lado CA do inversor, composto pelo filtro LCL de saída, é de 3ª ordem. Ainda, todas as plantas obtidas se mostraram instáveis quando a malha é fechada com um controlador de ganho K (proporcional). Isso posto, o próximo passo é o projeto dos controladores, que será realizado sequencialmente, nos capítulos 4 e 5 dessa dissertação.





## 4 PROJETO DOS CONTROLADORES CLÁSSICOS

Nesse capítulo serão abordados dois projetos de sistemas de controle clássico para regulação do inversor *quasi-Z-Source*. Ambas estruturas de controle com ganhos fixos serão utilizadas para comparação com a estrutura MRAC-SM no Capítulo 6, onde será analisado o desempenho das diferentes estruturas de controle, bem como seu comportamento diante de variações paramétricas e distúrbios impostos à planta.

Será projetado um sistema de controle clássico considerando o modelo do conversor qZS constituído por um equivalente *Norton* na entrada e os lados CC e CA desacoplados, modelado no capítulo 3. Ainda, também será projetado um sistema de controle clássico considerando o modelo do conversor qZS constituído por um equivalente *Thevenin* na entrada e os lados CC e CA desacoplados, utilizando o parâmetro  $r_{Res}$  e um método indireto para regulação da tensão  $v_{PV}$ , discutido anteriormente no Capítulo 2. As leituras das variáveis e a implementação dos controladores será feita considerando a utilização de um DSP.

### 4.1 MODELO COM EQUIVALENTE *NORTON* NA ENTRADA E LADO CC E CA DESACOPLADOS

Nessa seção é realizado o projeto de um sistema de controle clássico considerando o modelo do inversor *quasi-Z-Source* utilizado na modelagem do Capítulo 3, constituído por uma fonte de corrente na entrada e um capacitor em paralelo, bem como o lado CC e CA desacoplados.

O sistema de controle clássico projetado é composto por duas malhas de controle distintas, sendo uma delas responsável pela regulação direta da tensão de entrada, onde ocorre o MPPT, e outra constituída de um sistema cascata, com uma malha externa de tensão e uma malha interna de corrente, responsáveis pelo controle do valor de pico da tensão de barramento e pela corrente injetada na rede, respectivamente.

#### 4.1.1 PI para regulação da tensão de entrada

O sistema projetado tem realimentação negativa, onde a tensão que se deseja controlar,  $v_{pv}$ , é medida por um sensor de tensão e comparada com uma tensão de referência,  $V_{PV}(ref)$ , gerando o sinal  $e_v$ , que consiste no erro de rastreamento entre o sinal de referência e o medido. Esse sinal de erro passa no bloco que representa o controlador de tensão,  $C_{vd}(z)$ , gerando a razão cíclica  $d_{ST}$ , responsável por fazer o controle da tensão de entrada

do conversor CC-CA. Após realizada a modelagem do sistema e a obtenção das funções de transferência de interesse, pode-se fazer o projeto dos controladores. A malha de controle CC para regulação da tensão de entrada do inversor CC-CA está representada na Figura 4.1.

No diagrama da Figura 4.1 o atraso de implementação  $z^{-1}$  foi incluído para representar o retardo de um período de amostragem na implementação da ação de controle. Ainda, no diagrama está incluso o bloco ZOH, referente a aquisição do sinal e retenção de amostra até o próximo ciclo de execução. É necessário a utilização de um bloco saturador na malha de controle para que a razão cíclica do período de ST não ultrapasse o valor limite imposto pelo projeto. O bloco saturador está representado na figura logo após o Retentor de Ordem Zero.

O controlador deve ser projetado com base na planta discretizada de  $G_{(v_{PV}, d_{ST})}(z)$ , mostrada na equação 3.64. Tendo em vista que se deseja a eliminação do erro em regime permanente do sinal de interesse,  $v_{PV}$ , e o tempo de resposta do sistema de controle não é determinante para a regulação da tensão de entrada, ou seja, sua dinâmica não necessita ser rápida, optou-se por utilizar um controlador Proporcional-Integral. Assim, foi projetado um controlador PI com frequência de cruzamento por zero de 0,259Hz, margem de fase de  $65^\circ$  e margem de ganho de 10,9dB, atendendo os requisitos de projeto discutidos em (OGATA, 2003). A equação que representa o controlador em tempo discreto é 4.1.

$$C_{(d_{ST}, v_{PV})}(z) = \frac{b_1 z + b_0}{a_1 z + a_0}, \quad (4.1)$$

onde os coeficientes de 4.1 estão representados na Tabela 4.1.

A Figura 4.2 mostra o Diagrama de Bode da planta, do sistema em malha aberta, composto pela multiplicação da planta pelo compensador projetado, do sistema compensado e do compensador, todos no plano discreto. Já a a Figura 4.3 mostra o comportamento do sistema compensado, em malha fechada, diante de um degrau unitário.

Com base na Figura 4.2, nota-se que o compensador atenua as baixas frequências,

Figura 4.1 – Malha de controle para regulação de  $v_{PV}$  (período de ST).

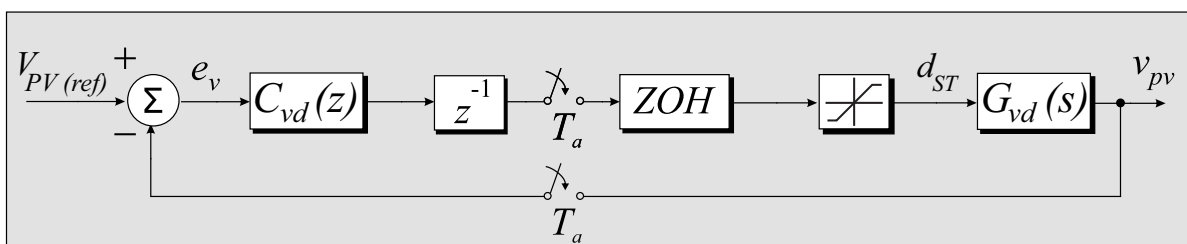
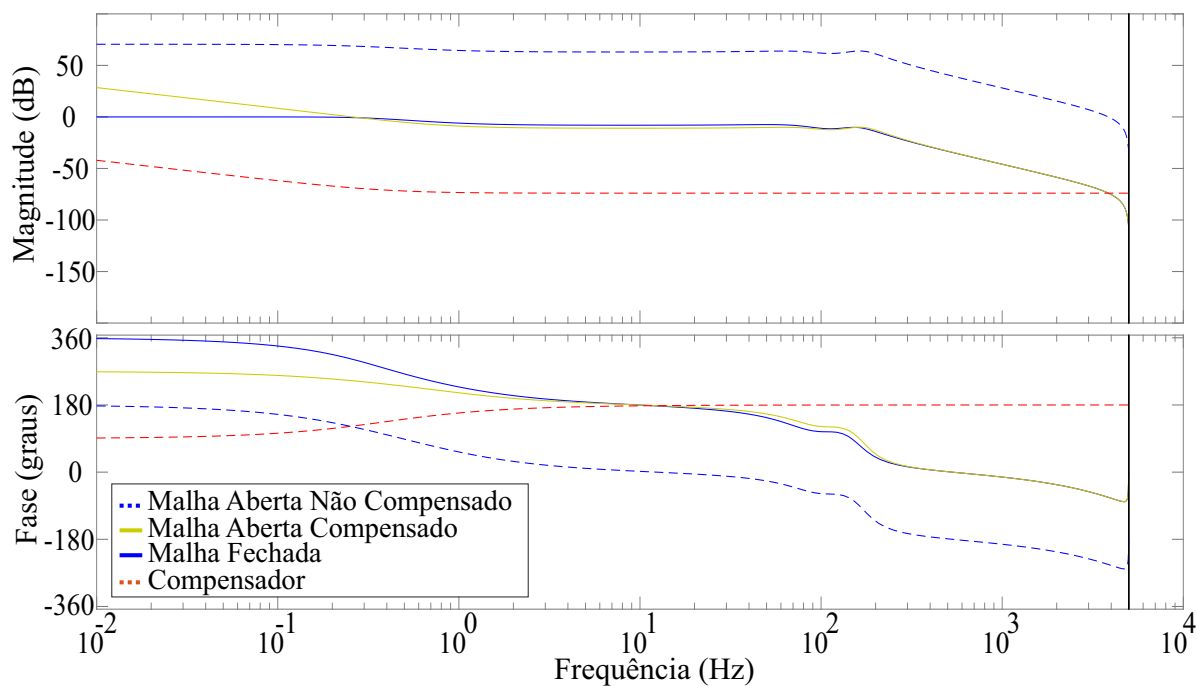
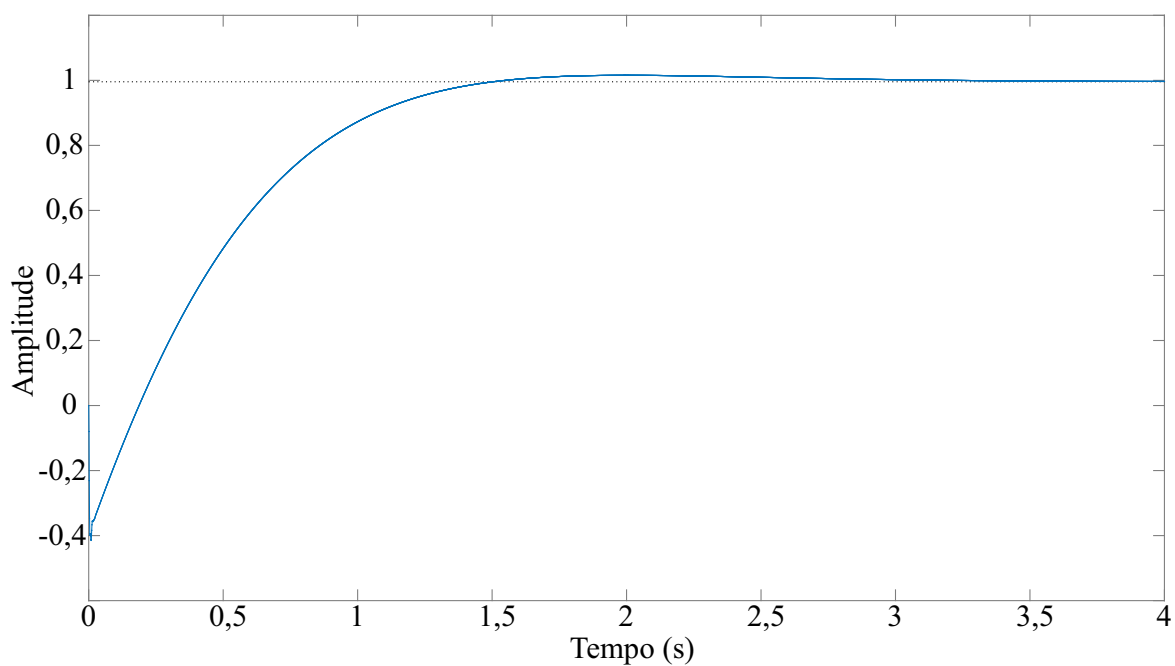


Figura 4.2 – Resposta em frequência de  $G_{(v_{PV},d_{ST})}(z)$  com controlador PI.



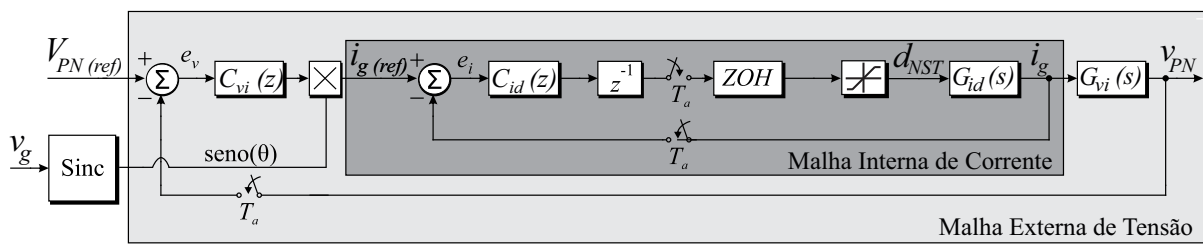
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.3 – Resposta ao degrau de  $G_{(v_{PV},d_{ST})}(z)$  com controlador PI.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.4 – Malha de controle (cascata) para regulação de  $v_{PN}$  e  $i_g$  (período de NST).



Fonte: Próprio autor.

levando o sistema compensado para ganho 0dB nas frequências de interesse. Além disso, percebe-se que a fase do compensador inicia em  $90^\circ$  e converge para  $180^\circ$ , o que é esperado da resposta em frequência de um controlador PI, tendo em vista que a sua função de transferência detém um polo localizado em  $z = 1$ , atuando como um integrador, e um zero real.

Quanto a Figura 4.3, o sistema apresenta tempo de subida próximo do instante  $t = 1,5s$ , caracterizando uma dinâmica bastante lenta, oriunda do controlador projetado que detém banda passante próxima dos 0,26Hz. Além disso, a resposta ao degrau apresenta um pequeno *overshoot* de 1,8% do valor final, e o sistema tende a entrar em regime permanente somente próximo do instante  $t = 4s$ .

#### 4.1.2 PI para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento

Mesmo que as malhas de controle do conversor CC-CA estejam em cascata, o projeto dos controladores deve ser realizado de forma separada, tendo em vista que os lados CC e CA do inversor qZSI foram considerados desacoplados durante a modelagem, supondo que os controladores estejam operando em frequências suficientemente distantes, de pelo menos uma década entre as bandas passantes dos sistemas em malha aberta. A Figura 4.4 representa a estrutura de controle clássico da malha em cascata durante a etapa de *Não-Shoot-Through* do inversor.

De acordo com a Figura 4.4, percebe-se que a malha externa de tensão tem como objetivo fazer a regulação da soma das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , equivalente ao valor de pico da tensão  $v_{PN}$ , obtida no período de NST do inversor. A função de transferência de interesse é  $G_{vi}(z)$ , relacionando o pico da tensão de barramento com o valor eficaz da corrente injetada na rede, chamada de  $i_{PN}$ . A malha externa de tensão de barramento gera o valor de pico da referência para a malha de corrente, conforme mostrado no diagrama. As malhas compõem o mesmo sistema de controle, interligado e dependente, e

a malha de tensão regula um sinal majoritariamente CC, onde o compensador não irá rejeitar esta oscilação, mas a mesma será minimizada usando componentes passivos, como mostrado no Capítulo 3. Como a malha interna de corrente deve regular um sinal senoidal, optou-se por realizar o projeto da malha  $G_{vi}(z)$  uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero da malha  $G_{id}(z)$ , assegurando que o sistema esteja desacoplado. No diagrama, o algoritmo de sincronia com a rede está representado pelo bloco *Sinc* e o atraso de implementação  $z^{-1}$  e o bloco ZOH também estão presentes, bem como um bloco saturador na malha de controle de corrente, pois a razão cíclica do período de NST tem seu valor limitado, como previamente discutido no Capítulo 3.

Assim como a tensão de entrada do conversor CC-CA, a tensão de barramento não necessita de uma resposta transitória rápida, todavia, a minimização do erro em regime permanente é necessária. Então, optou-se por projetar um controlador PI para  $G_{vi}(z)$ . O projeto do controlador foi feito utilizando a planta discretizada, mostrada em 3.66. O sistema em malha aberta projetado, composto pela multiplicação do controlador e da planta, apresenta frequência de cruzamento por zero de 10,2Hz, margem de fase de 90,7° e margem de ganho tendendo ao infinito, pois na faixa de trabalho de interesse, até 5kHz, de acordo com a frequência de *Nyquist*, a fase do sistema não cruza o valor de -180°. A equação que representa o controlador obtido em tempo discreto é mostrada em 4.2.

$$C_{(i_{PN}, v_{PN})}(z) = \frac{c_1 z + c_0}{d_1 z + d_0}, \quad (4.2)$$

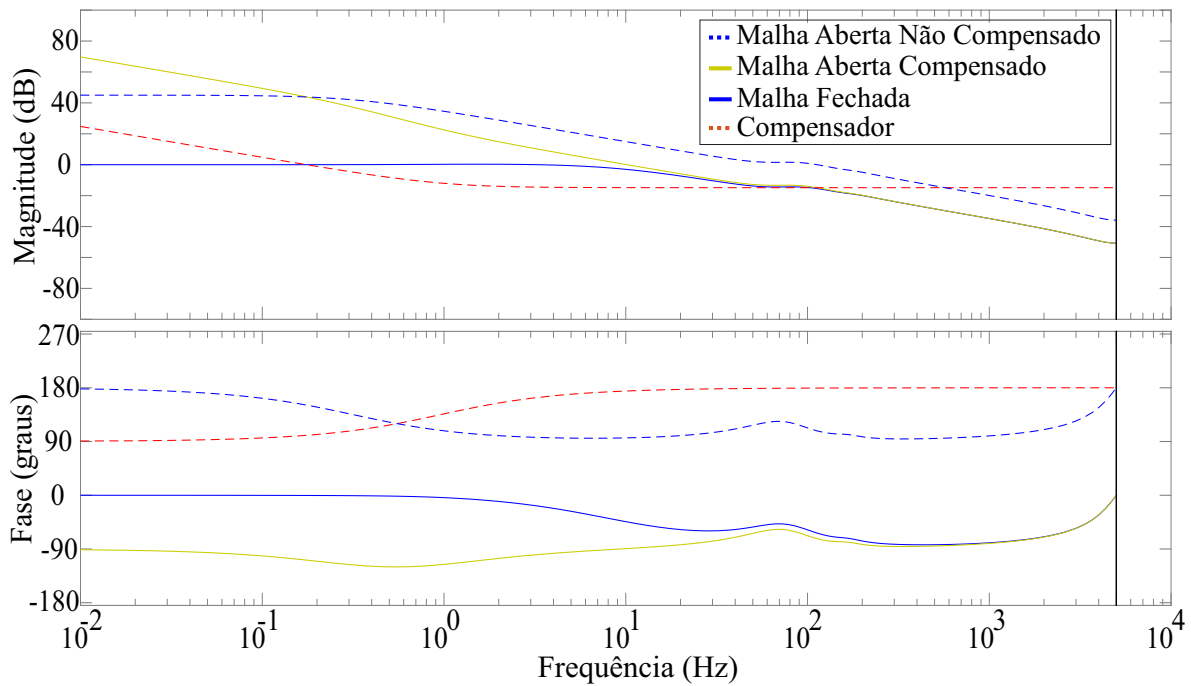
onde os coeficientes de 4.1 estão representados na Tabela 4.1.

A Figura 4.5 mostra o diagrama de Bode da planta, do sistema em malha aberta, compensado e do compensador, todos no plano  $z$ . Já a a Figura 4.6 mostra o comportamento do sistema compensado, em malha fechada, diante de um degrau unitário.

Com base na Figura 4.5, nota-se que o compensador atenua as baixas frequências, levando o sistema compensado para ganho de 0dB nas frequências de interesse. Além disso, como discutido na seção anterior, percebe-se que a fase do compensador incia em 90° e converge para 180°, característico da resposta em frequência de um controlador PI.

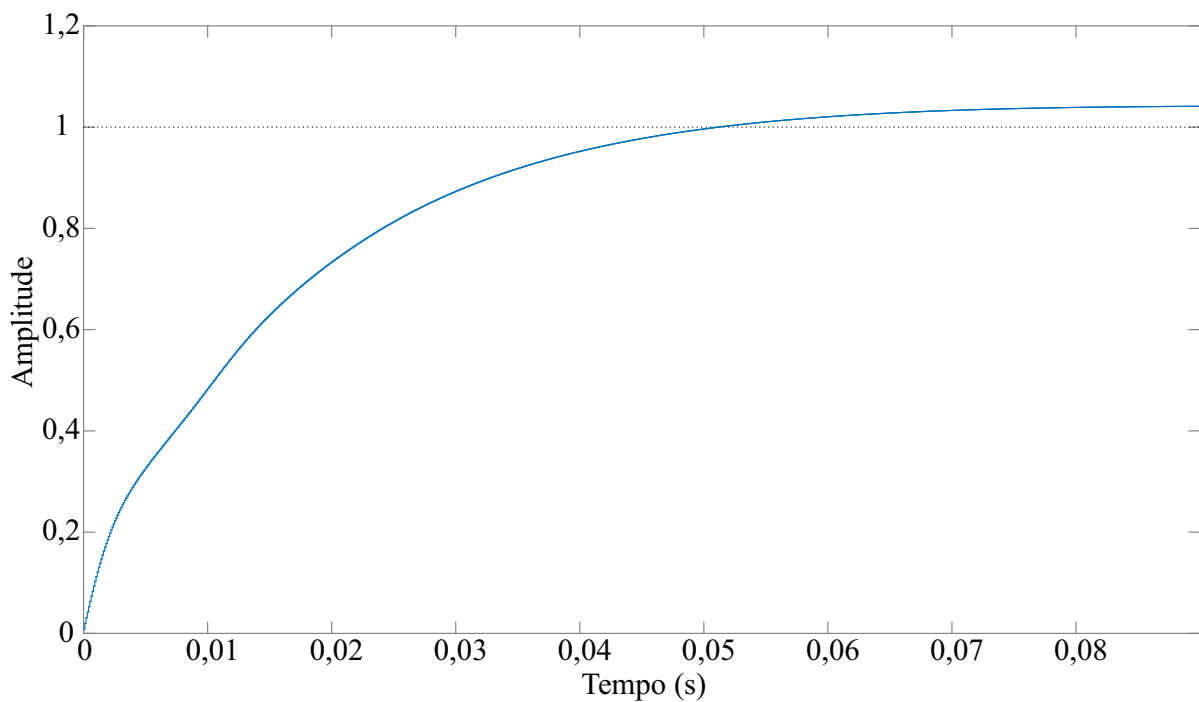
Quanto a Figura 4.6, o sistema apresenta tempo de subida próximo do instante  $t = 0,05s$ , de dinâmica muito mais rápida se comparada ao controlador de  $G_{vd}(z)$ , que detinha tempo de subida em  $t = 1,5s$ . Isso ocorre devido a banda passante do sistema em malha aberta, que para a planta de  $G_{vi}(z)$  é 10,2Hz contra 0,26Hz de  $G_{vd}(z)$ . Ainda, considerando a mesma figura, nota-se que a resposta ao degrau apresenta um *overshoot* de 4%, e um tempo de acomodação de 0,09s.

Figura 4.5 – Resposta em frequência de  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z)$  com controlador PI.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.6 – Resposta ao degrau de  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z)$  com controlador PI.



Fonte: Próprio autor.

### 4.1.3 P+R para regulação da corrente injetada na rede

Conforme comentado anteriormente e de acordo com a Figura 4.4, a malha interna de corrente é  $G_{id}(z)$ , relacionando a corrente senoidal injetada na rede, em amplitude, pela razão cíclica do período de *Não-Shoot-Through*. A saída do inversor qZSI é constituída por uma rede de distribuição monofásica através de um filtro LCL, como mostrado em 3.1. Tendo em vista que a malha de corrente deve contemplar a norma (IEEE-STD-519-2014, 2014), o controlador precisará, necessariamente, rejeitar harmônicos de baixa ordem. Ainda, uma dinâmica rápida do sistema de controle é interessante, pois espera-se que qualquer mudança de faixa de operação do conversor, seja uma variação paramétrica ou distúrbio, seja rapidamente percebido pelo controlador.

A malha interna de corrente deve seguir uma referência senoidal. Portanto, foi escolhido realizar o projeto de um controlador Proporcional-Ressonante ao invés de um Proporcional-Integral, tendo em vista que um polo localizado em  $z = 1$ , atuando como um integrador, tende a minimizar o erro CC de regime permanente do sinal de interesse. Todavia, como o sinal de referência é senoidal, o erro de rastreamento constantemente oscila entre valores positivos e negativos, e a utilização de um integrador não é recomendada, até por que este adiciona instabilidade ao sistema, bem como torna a resposta do controlador mais lenta (OGATA, 2003).

O controlador P+R foi projetado inserindo um par de polos complexos conjugados com baixo amortecimento na frequência de interesse, a fim de amplificar o sinal de referência em 60Hz, frequência natural da corrente injetada na rede. Assim, o par de polos complexos conjugados tem frequência de 60Hz e amortecimento de  $1 \cdot 10^{-4}$ . Para que o sistema seja implementável, tendo em vista o pico de ressonância imposto pelo par de polos complexos conjugados, foram adicionados dois zeros reais em baixa frequência, no plano  $z$ , localizados no semi-plano direito do círculo de raio unitário, próximos de  $z = 1$ . Isso é necessário por que caso não haja essa atenuação, o par de polos complexos conjugados busca dois zeros complexos conjugados em infinito positivo. Assim, em malha fechada, os polos deslocam-se para fora do círculo de raio unitário.

A frequência de cruzamento por zero do controlador deve estar uma década abaixo da frequência de comutação do conversor, limitado então a 1kHz. Assim, o sistema em malha aberta, composto pela multiplicação da planta pelo controlador, detém frequência de cruzamento por zero de 995Hz, margem de fase de  $65,1^\circ$  e margem de ganho de 6,05dB, atendendo os requisitos de projeto discutidos em (OGATA, 2003). A equação que representa o controlador é 4.3.

$$C_{(d_{NST}, i_{grid})}(z) = \frac{e_2 z^2 + e_1 z + e_0}{f_3 z^3 + f_2 z^2 + f_1 z + f_0}, \quad (4.3)$$

onde os coeficientes de 4.3 estão representados na Tabela 4.1.

A Figura 4.7 mostra o Diagrama de Bode do sistema em malha aberta, compensado

Tabela 4.1 – Coeficientes dos controladores clássicos projetados para estrutura considerando o equivalente *Norton* na entrada.

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
$b_1$	$-2,0045 \cdot 10^{-4}$	$b_0$	$2,0040 \cdot 10^{-4}$
$a_1$	1	$a_0$	-1
$c_1$	$-1,7923 \cdot 10^{-1}$	$c_0$	$1,7912 \cdot 10^{-1}$
$d_1$	1	$d_0$	-1
$e_2$	32,78	$e_1$	50,55
$e_0$	10,85	$f_3$	1
$f_2$	0,117	$f_1$	-0,7057
$f_0$	-0,4113		

e não compensado, do sistema em malha fechada e do compensador, todos no plano discreto. Já a Figura 4.8 apresenta o comportamento do sistema compensado, em malha fechada, diante de um degrau unitário.

Com base na Figura 4.7, nota-se o pico de ressonância na resposta em frequência do compensador, localizado em 60Hz, devido a parcela ressonante do controlador. Além disso, como o compensador projetado é composto por um par de polos complexos e dois zeros reais, sem nenhuma característica de fase não mínima, espera-se que a sua fase comece em  $0^\circ$  e termine em  $0^\circ$ . Ainda, observa-se que o pico de ressonância inserido em malha aberta é suavizado no sistema em malha fechada. Isso ocorre por que o sistema em malha fechada deve ser amortecido em baixas frequências, apresentando apenas o pico de ressonância próximo dos 9kHz, característico da frequência de ressonância do filtro LCL, como calculado e previamente discutido no Capítulo 2.

Quanto a Figura 4.8, o sistema apresenta tempo de subida de 0,0002s, de dinâmica extremamente rápida se comparada aos demais controladores projetados. A resposta ao degrau da estrutura em malha fechada detém um *overshoot* de 13%, seguido de um *undershoot* de 2%, apresentando tempo de acomodação de  $t = 0,009s$ , situado próximo de 1% do valor final.

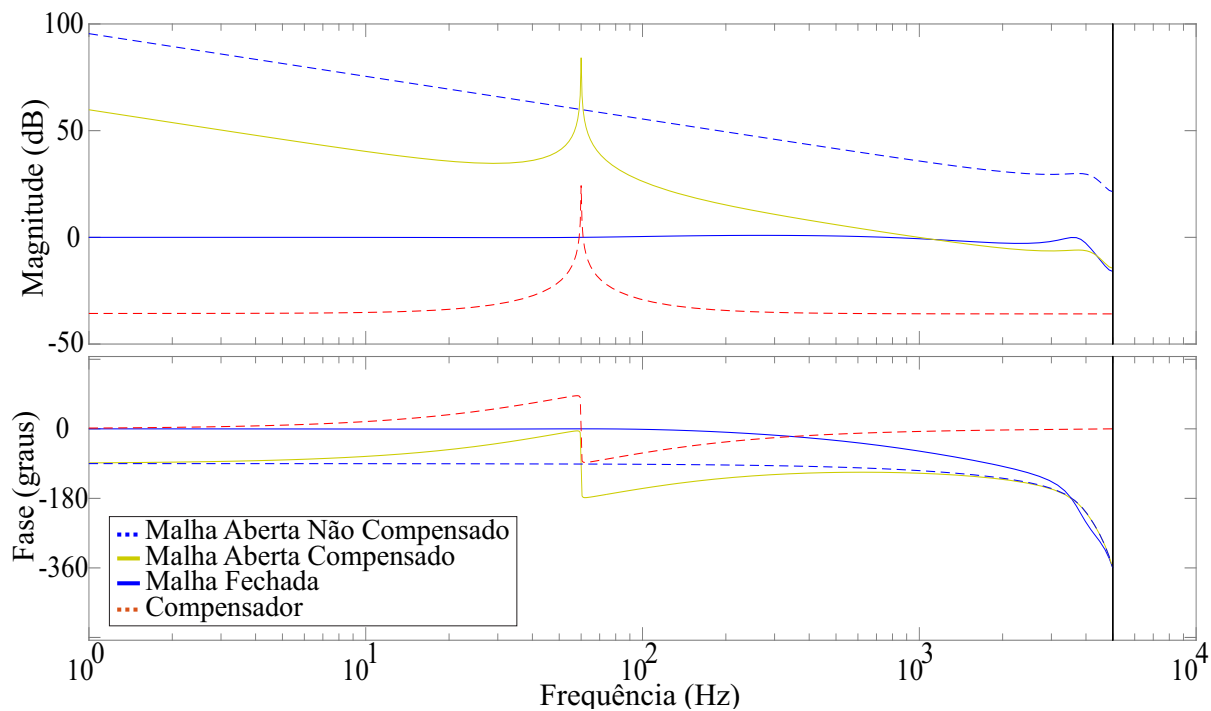
## 4.2 MODELO COM EQUIVALENTE *THEVENIN* NA ENTRADA E LADO CC E CA DESACOPLADOS

Nessa seção é realizado o projeto de um sistema de controle clássico considerando o modelo do inversor *quasi-Z-Source* previamente discutido no Capítulo 2 e apresentado por (LI et al., 2013), com um equivalente *Thevenin* na entrada e lados CC e CA desacoplados.

O sistema de controle clássico projetado é composto por duas malhas de controle

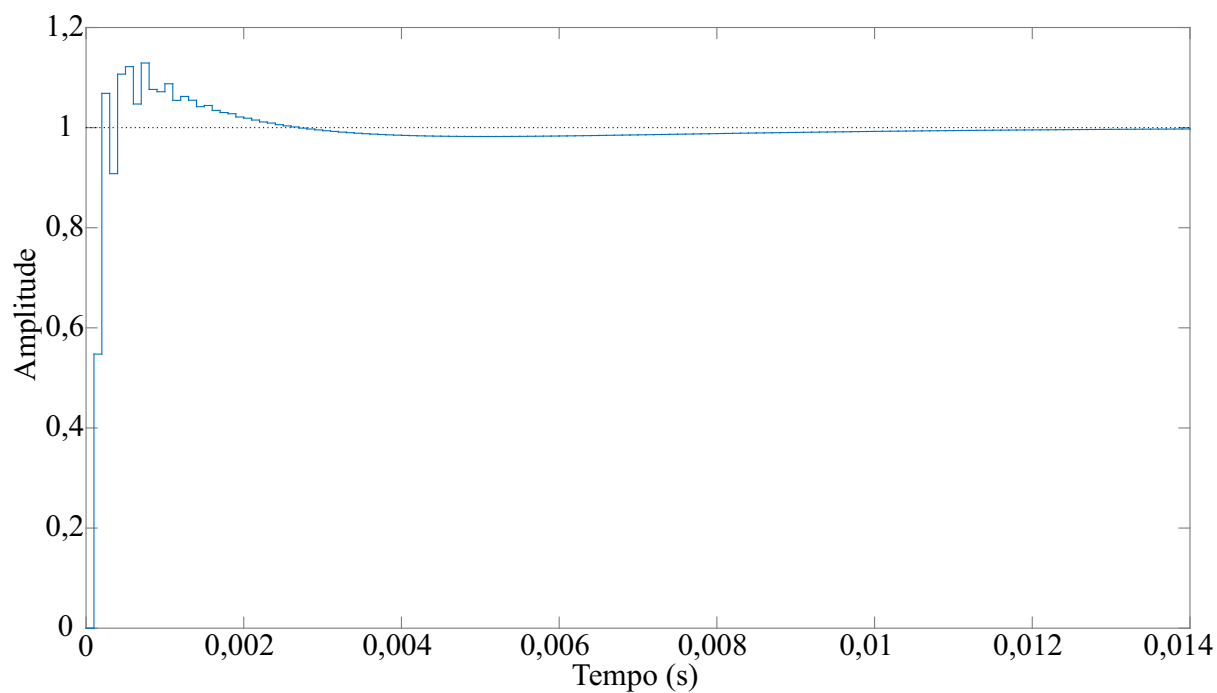


Figura 4.7 – Resposta em frequência de  $G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z)$  com controlador P+R.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.8 – Resposta ao degrau de  $G_{(i_{grid}, d_{NST})}(z)$  com controlador P+R.



Fonte: Próprio autor.

distintas, sendo uma delas responsável pela regulação indireta da tensão de entrada, e outra constituída de um sistema cascata, com uma malha externa de tensão e uma malha interna de corrente, responsáveis pelo controle do valor de pico da tensão de barramento e pela corrente injetada na rede, respectivamente. A principal diferença dessa estrutura de controle para aquela apresentada com o equivalente *Norton*, na seção anterior, é quanto a regulação da tensão de entrada, que é feita de forma indireta com a utilização do parâmetro  $rRES$ . A organização da malha cascata se mantém a mesma e os controladores projetados buscam manter características semelhantes daqueles já projetados para a outra estrutura, para assim poder ser feita uma comparação justa.

A modelagem do sistema foi feita da mesma forma como realizado em (LI et al., 2013). As funções de transferência algébricas e numéricas obtidas estão descritas no apêndice B, bem como sua discretização. O diagrama que representa o sistema de controle está representado em 2.5.

#### 4.2.1 PI para regulação indireta da tensão de entrada

Durante o período de ST é realizado o controle indireto da tensão de entrada através de uma malha simples de controle. O controlador é projetado considerando a planta que relaciona a corrente que circula pelo indutor  $L_1$ ,  $i_{L1}$ , e a razão cíclica do período de ST,  $d_{ST}$ . Portanto, o compensador para regulação indireta da tensão de entrada do conversor *quasi-Z-Source* deve ser projetado com base na planta discretizada  $G_{(i_{L1}, d_{ST})}(z)$ , mostrada na equação (B.3).

Como é desejada a eliminação do erro em regime permanente da tensão  $v_{PV}$  controlada indiretamente, e ainda a dinâmica desse sistema de controle não necessita ser rápida, foi projetado um controlador PI com frequência de cruzamento por zero de 1,29Hz, margem de fase de  $109^\circ$  e margem de ganho de 43,5dB. A equação que representa o controlador em tempo discreto é (4.4).

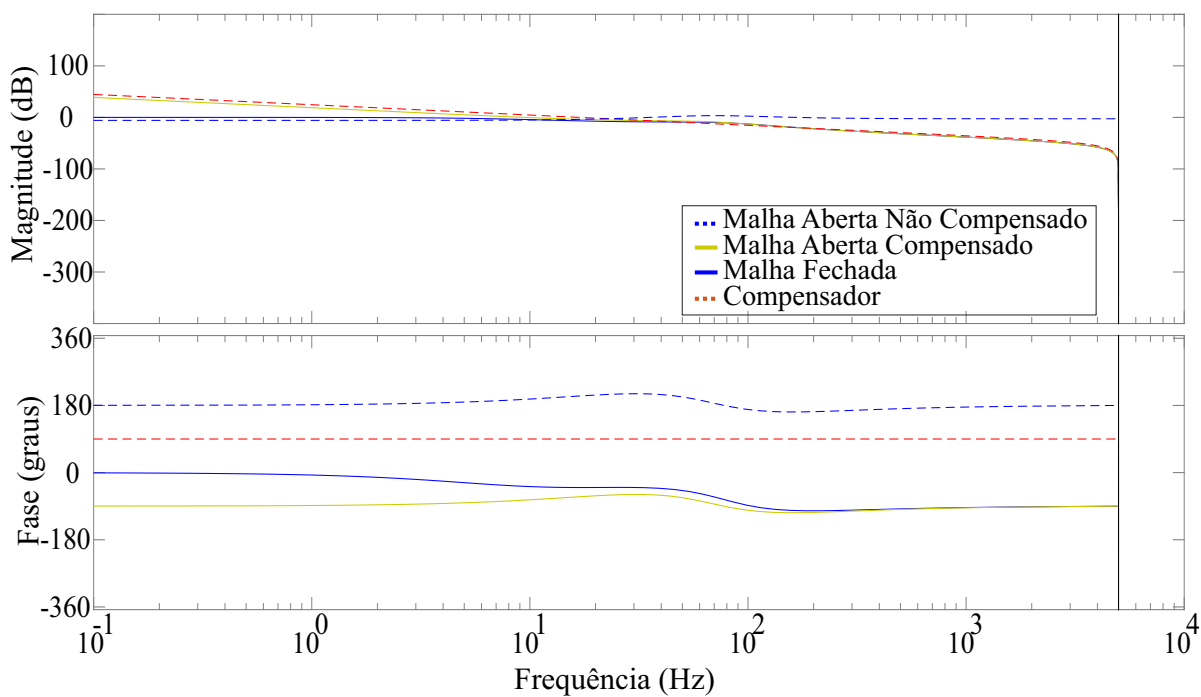
$$C_{(d_{ST}, i_{L1})}(z) = \frac{b_1 z + b_0}{a_1 z + a_0}, \quad (4.4)$$

onde os coeficientes de (4.4) estão representados na Tabela 4.2.

A Figura 4.9 mostra o Diagrama de Bode do sistema em malha aberta compensado e não compensado, malha fechada e compensador, todos no plano discreto. Já a a Figura 4.10 mostra o comportamento do sistema compensado, em malha fechada, diante de um degrau unitário.

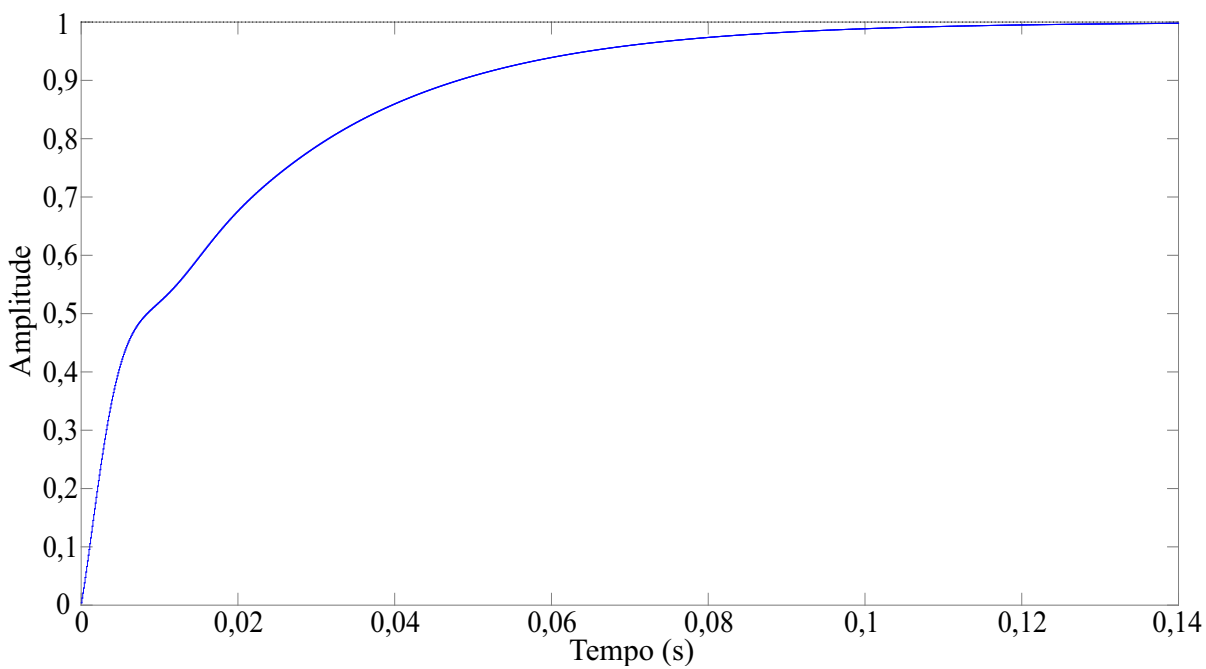
Com base na Figura 4.9, observa-se que o compensador deixou o sistema estável, atenuando as altas frequências. Ainda, percebe-se que a resposta do sistema compensado em malha fechada e malha aberta é bastante semelhante, diferindo somente nas baixas frequências, onde atua o controlador. Quanto a Figura 4.10, o sistema apresenta

Figura 4.9 – Resposta em frequência de  $G_{(i_{L1}, d_{ST})}(z)$  com controlador PI.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.10 – Resposta ao degrau de  $G_{(i_{L1}, d_{ST})}(z)$  com controlador PI.



Fonte: Próprio autor.

tempo de subida próximo do instante  $t = 0,37s$ , sem *overshoot*, com o sistema tendendo a entrar em regime permanente somente próximo do instante  $t = 1s$ .

É importante ressaltar que como é realizado o controle indireto da tensão de entrada através de uma malha que relaciona a corrente que circula pelo indutor  $L_1$  e a razão cíclica do período de ST, é imposto um erro no sistema. Isso ocorre por que o sinal de erro que chega ao controlador é em relação a tensão  $v_{PV}$  e o controlador é projetado para tratar o erro de  $i_{L1}$ . Mesmo que haja uma relação coerente entre a multiplicação da resistência PV equivalente,  $r_{RES}$ , e a corrente de entrada,  $i_{L1}$ , em função da tensão do arranjo fotovoltaico, a magnitude do erro tende a ser diferente, pois as amplitudes dos valores e as grandezas são distintas. Ainda, como o valor de  $r_{RES}$  é fixo para toda a faixa de operação, qualquer variação de irradiância do sistema tende a modificar a amplitude do erro de rastreamento. Essas questões serão tratadas no Capítulo 6, quando apresentados os resultados de simulação dessa estrutura de controle.

#### 4.2.2 PI para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento

Tendo em vista que a estrutura cascata utilizada para a regulação da tensão de pico de barramento e a forma de onda da corrente injetada na rede é a mesma utilizada para a estrutura com o equivalente *Norton*, mudando apenas a ordem e os coeficientes da função de transferência de  $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ , o projeto da estrutura será realizado de forma breve.

A malha externa de tensão não necessita de uma resposta dinâmica rápida, todavia, a minimização do erro em regime permanente é necessária. Dessa forma, foi projetado um controlador PI com base na planta discretizada  $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$ , representada na equação (B.6). O sistema em malha aberta projetado, composto pela multiplicação do controlador e da planta, apresenta frequência de cruzamento por zero de 9,46Hz, margem de fase de  $106^\circ$  e margem de ganho tendendo ao infinito, pois na faixa de trabalho de interesse, até 5kHz, de acordo com a frequência de *Nyquist*, a fase do sistema não cruza o valor de  $-180^\circ$ . A equação que representa o controlador em tempo discreto é 4.5.

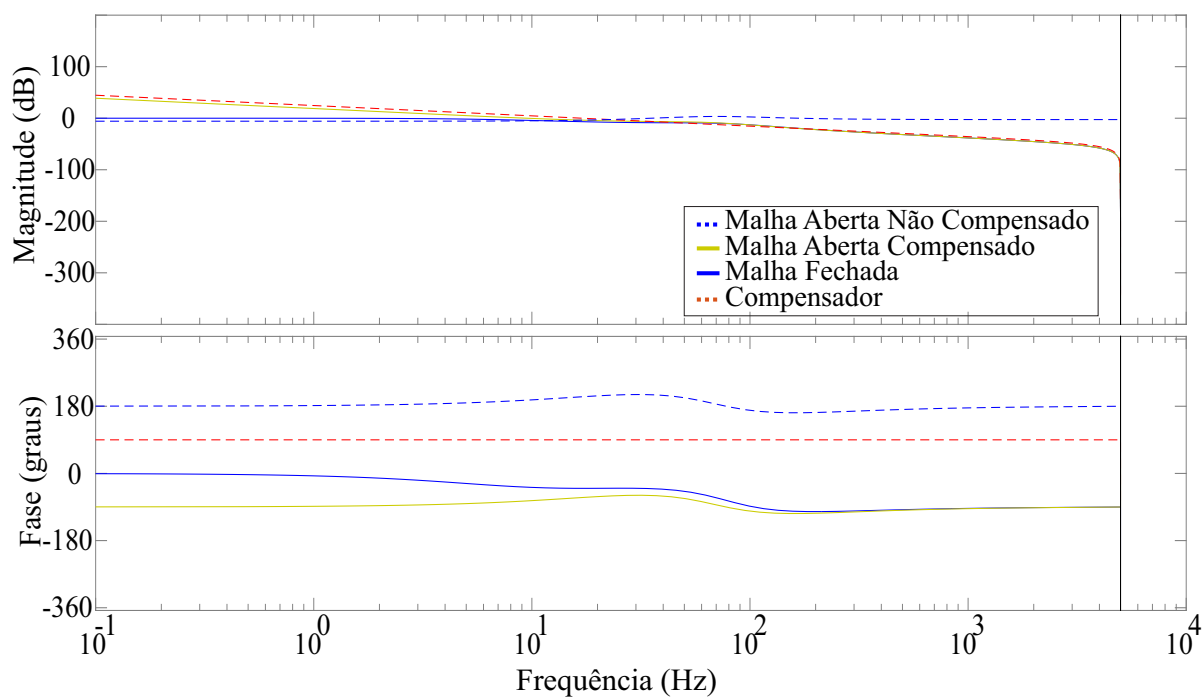
$$C_{(i_{PN},v_{PN})}(z) = \frac{c_1 z + c_0}{d_1 z + d_0}, \quad (4.5)$$

onde os coeficientes de 4.5 estão representados na Tabela 4.2.

A Figura 4.11 apresenta o diagrama de Bode em malha aberta, malha fechada e do compensador da estrutura  $G_{vi}(z)$ . Já a Figura 4.12 mostra o comportamento do sistema compensado, em malha fechada, diante de um degrau unitário.

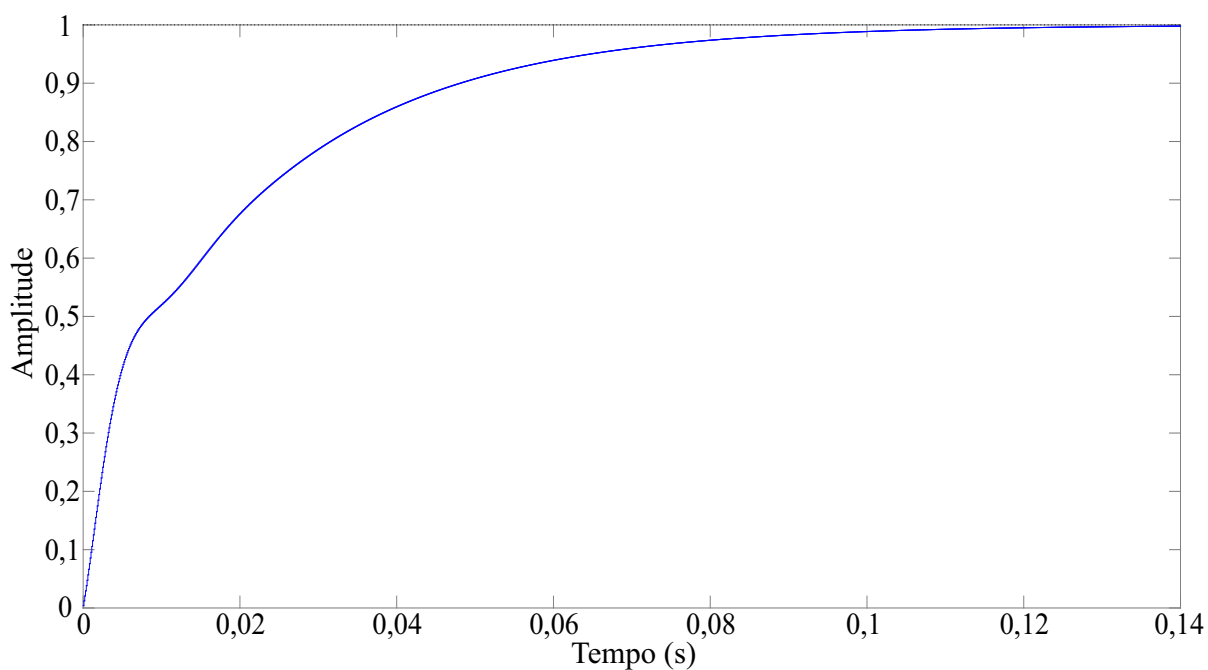
Com base na Figura 4.11, nota-se que o compensador atenua as baixas frequências, levando o sistema compensado para ganho de 0dB nas frequências de interesse, consequentemente eliminando o erro em regime permanente devido a sua característica integradora.

Figura 4.11 – Resposta em frequência de  $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$  com controlador PI.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.12 – Resposta ao degrau de  $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$  com controlador PI.



Fonte: Próprio autor.

Quanto a Figura 4.12, o sistema apresenta tempo de subida próximo do instante  $t = 0,048s$ , de dinâmica muito mais rápida se comparada ao controlador de  $G_{(i_{LL},d_{ST})}(z)$ , que detinha tempo de subida em  $t = 0,37s$ . Isso ocorre devido a diferença entre as bandas passantes dos sistemas em malha aberta, que para a planta de  $G_{(v_{PN},i_{PN})}(z)$  é 9,46Hz contra 1,29Hz de  $G_{(i_{LL},d_{ST})}(z)$ . Ainda, considerando a mesma figura, nota-se que a resposta ao degrau não apresenta *overshoot* e detém tempo de acomodação próximo do instante  $t = 0,14s$ .

Tabela 4.2 – Coeficientes dos controladores PI projetados para estrutura considerando o equivalente *Thevenin* na entrada.

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
$b_1$	$1,13 \cdot 10^{-5}$	$b_0$	$1,13 \cdot 10^{-5}$
$a_1$	1	$a_0$	-1
$c_1$	$-5,3349 \cdot 10^{-3}$	$c_0$	$-5,3349 \cdot 10^{-3}$
$d_1$	1	$d_0$	-1

### 4.2.3 P+R para regulação da corrente injetada na rede

Mesmo que os modelos utilizados para projeto dos controladores clássicos sejam diferentes, um deles considerando uma fonte de corrente na entrada e outro uma fonte de tensão, a função de transferência obtida para regulação da corrente injetada na rede,  $i_g$ , pela razão cíclica do período de NST,  $d_{NST}$ , é a mesma. Isso ocorre pois essa função de transferência é obtida através do modelo para o lado CA do conversor, que é o mesmo para as duas estruturas. O equacionamento e obtenção da função de transferência para o modelo CA foi previamente explicado no Capítulo 3 dessa dissertação.

Sendo assim, o controlador P+R projetado na seção 4.1.3 para a estrutura com o equivalente *Norton*, capacitor de entrada e lado CC e CA desacoplados é o mesmo que será usado para a estrutura com o equivalente *Thevenin*,  $rRES$  e lado CC e CA desacoplados.

## 4.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo teve como objetivo apresentar a descrição do projeto dos controladores clássicos do sistema considerando dois modelos diferentes, um composto por um equivalente *Norton* e um capacitor e outro considerando um equivalente *Thevenin* na entrada do conversor qZS, ambos desacoplando os lados CC e CA. As estruturas de controle

projetadas são semelhantes e sua principal diferença se dá com relação ao controle da tensão  $v_{PV}$ , onde no modelo *Norton* é realizado diretamente através da FT  $G_{(v_{PV}, d_{ST})}$  e no modelo *Thevenin* é realizada indiretamente através da FT  $G_{(i_{L1}, d_{ST})}$ .

Dessa forma, para ambos modelos foi projetado um compensador PI para a malha de controle da tensão de entrada, um compensador PI para regulação do valor de pico da tensão de barramento da malha externa e um compensador P+R para controle da malha interna de corrente. Para que não haja interferência entre os controladores, deseja-se que a malha responsável pela regulação da corrente injetada na rede seja mais rápida que a malha externa de tensão, e esta, por sua vez, seja mais rápida que a malha de controle da tensão de entrada do conversor. Portanto, para que isso seja possível, projeta-se as bandas passantes dos sistemas em malha aberta com uma década de diferença.

Isso posto, já se tem duas estruturas clássicas que apresentam desempenho razoável dentro da faixa de operação de interesse. Assim, pode-se dar início ao projeto da estrutura de controle adaptativa e *Sliding-Mode* aplicada ao conversor *quasi-Z-Source*, proposta em (TAMBARA; SCHERER; GRÜNDLING, 2018), constituída de uma parcela adaptativa por modelo de referência e uma parcela não linear, formando a estrutura MRAC-SM, apresentada no próximo capítulo dessa dissertação.





## 5 PROJETO DOS CONTROLADORES MRAC-SM

Este capítulo tem como objetivo o projeto de uma estrutura de controle por Modelo de Referência e *Sliding Mode* adaptativos (MRAC-SM) em tempo discreto, utilizando abordagem entrada-saída, baseado em um algoritmo de adaptação paramétrica do tipo gradiente. Essa estrutura de controle é simplificada, pois é feita uma aproximação da planta de interesse para um sistema de primeira ou segunda ordem, analisando seus polos dominantes e negligenciando certas características da planta, tratando-as como dinâmicas não modeladas quando necessário.

Tendo em vista o inversor *quasi-Z-Source* previamente discutido no Capítulo 3, a estrutura de controle adotada para o conversor CC-CA pode ser dividida em 2 partes: uma malha simples para regulação da tensão de entrada do arranjo fotovoltaico e uma malha cascata, composta por um *loop* externo para controle do valor de pico da tensão equivalente de barramento do sistema e um *loop* interno para regulação da forma de onda da corrente injetada na rede.

De acordo com a literatura discutida no Capítulo 1 e 2, existem parâmetros incertos quanto a impedância da rede, que variam de acordo com o local onde conversor estará conectado. Essas variações são bastante significativas e mudam severamente a resposta da planta do filtro de saída, sendo um problema para controladores de ganhos fixos, linearizados para um ponto de operação específico. O sistema MRAC-SM foi escolhido por ser capaz de realizar a regulação do sistema através de um modelo simplificado, bem como apresenta robustez a dinâmicas não modeladas (DNM) e incertezas a variações paramétricas, sendo capaz de fazer a regulação do sistema em faixas de operação mais amplas que um controlador convencional (TAMBARA; SCHERER; GRÜNDLING, 2018).

Conforme comentado anteriormente, a malha de controle da corrente injetada na rede está conectada em cascata com a malha de controle da tensão que compõe o barramento efetivo do conversor CC-CA, e, desse modo, suas dinâmicas estão interligadas. Sendo assim, variações severas no funcionamento de uma das malhas pode afetar diretamente o desempenho da outra. Ainda, de acordo com o que foi discutido no Capítulo 3, o sinal de tensão medido utilizado para regulação da malha externa de tensão detém uma componente no dobro da frequência da rede, em 120Hz, e a posterior multiplicação desse sinal pelo sinal senoidal da rede, normalizado, gera a referência da malha de corrente amplificando a 3ª harmônica da fundamental, em 180Hz. Desse modo, a referência de corrente para a malha interna possui distorção harmônica considerável, o que afeta a forma de onda da corrente injetada na rede, uma vez que o sinal a ser regulado deve seguir sua referência. Mais uma característica onde a estrutura de controle robusta pode se mostrar superior em termos de desempenho quando comparada com o controlador clássico.

Isso posto, pretende-se desenvolver um controlador MRAC-SM para a malha interna

de corrente e um controlador MRAC-SM para a malha externa de tensão. A planta referente ao lado CC é de 5ª ordem (Equação (3.65)), enquanto a planta do lado CA é de 3ª ordem (Equação (3.67)) e o controlador projetado para regulação de cada função de transferência foi baseado em um modelo de referência de primeira ordem, tendo em vista que ambas plantas detêm um polo em baixíssima frequência, que dita a dinâmica do sistema nas frequências de interesse. Essa foi uma escolha para fins de simplificação da estrutura do controlador adaptativo, ou seja, para simplificar a implementação das equações de controle.

Portanto, as considerações para projeto do controlador, bem como o equacionamento da estrutura MRAC-SM será para um sistema de primeira ordem, e será usada em ambos controladores. Todavia, a escolha do modelo de referência adequado será dividida em 2 partes, uma delas referente a estrutura CC e outra referente a estrutura CA.

## 5.1 CONSIDERAÇÕES SOBRE A PLANTA E O MODELO DE REFERÊNCIA

A estrutura de controle MRAC-SM desenvolvida é do tipo: entrada-saída, ou seja, tem-se acesso somente aos sinais de entrada e saída da planta, diferente de uma estrutura por realimentação de estados, onde todos os estados devem ser medidos, ou então aqueles que não detiverem medição precisam ser estimados. A abordagem entrada-saída foi escolhida por ser mais simples e não necessitar da medição ou observação de todos os estados do sistema, como é feito na estrutura por realimentação de estados.

Controle adaptativo por Modelo de Referência é uma das principais abordagens de controle adaptativo. O modelo de referência é escolhido a fim de gerar a trajetória desejada do sinal a ser rastreado,  $y_m$ , onde a saída da planta,  $y$ , deve seguir. O erro de rastreamento é definido por  $e_1 = y - y_m$ , referente a diferença entre a saída do modelo de referência e da planta. A malha fechada é composta pela planta  $G_p(z)$  e controlador  $C(\theta)$ , bem como de um mecanismo de ajustes que deve gerar em tempo real os ganhos  $\theta$  do controlador (IOANNOU; SUN, 2012).

Para projeto de um controlador MRAC é necessário fazer algumas considerações sobre a planta e o modelo, de acordo com o que é mostrado em (IOANNOU; SUN, 2012). Considerando a equação 5.1 equivalente da planta, no domínio discreto:

$$G_p(z) = k_p \frac{Z_p(z)}{R_p(z)}, \quad (5.1)$$

onde  $Z_p(z)$  e  $R_p(z)$  são polinômios mônicos, de graus  $m_p$  e  $n_p$ , respectivamente.  $Z_p(z)$  deve ser um polinômio *Schur* e o sinal de  $k_p$  deve ser conhecido.

O modelo de referência, também estável, é representado de acordo com a equação

5.2.

$$W_m(z) = \frac{y_m(z)}{r(z)} = k_m \frac{1}{R_m(z)}, k_m > 0, \quad (5.2)$$

onde  $R_m(z)$  é de grau  $n^* = n_p - m_p \geq 1$  e  $r$  é um sinal limitado. A equação 5.2 deve ser usada para gerar  $y_m$ , saída do modelo de referência, o qual  $y$ , saída da planta, deve rastrear.

Com relação a planta  $G_p(z)$ , as hipóteses a seguir devem ser consideradas:

*H1*:  $Z_p(z)$  é um polinômio mônico, *Schur*, de grau  $m_p$  conhecido;

*H2*:  $R_p(z)$  é um polinômio mônico de grau  $n_p$  conhecido e  $n^* = n_p - m_p \geq 1$  é o grau relativo da planta  $G_p(z)$ ;

*H3*: O sinal do ganho  $k_p$  é conhecido;

Para o modelo de referência  $W_m(z)$  deve-se obedecer a restrição:

*M1*:  $R_m(z)$  é um polinômio mônico, *Schur*, de grau  $n^*$ ;

As hipóteses H1, H2 e H3 são necessárias para que o projeto do controlador seja estável. Quanto ao modelo de referência, M1 deve ser respeitada. No entanto, o sistema projetado consiste de uma estrutura MRAC-SM simplificada, onde a planta real, de ordem elevada, é simplificada por uma planta de primeira ordem e o modelo de referência é escolhido com base nessa planta simplificada. Assim, algumas das hipóteses apresentadas podem ser ajustadas, como será comentado na sequência, na seção referente a simplificação da planta.

### 5.1.1 Equacionamento da estrutura MRAC de 1ª ordem

Tendo em vista que tanto a planta do lado CC quanto a planta do lado CA serão controladas utilizando uma estrutura MRAC-SM simplificada através de um modelo de primeira ordem, pode-se fazer o equacionamento do sistema de controle adaptativo por modelo de referência com base em uma planta de primeira ordem com parâmetros desconhecidos. O equacionamento a seguir foi realizado de acordo com (ASTROM; WITTERNMARK, 1995), (IOANNOU; SUN, 2012) e (TAMBARA, 2018).

Considerando uma planta de primeira ordem, SISO, conforme equação 5.3, tem-se:

$$G_p(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_p}{s + a_p}, \quad (5.3)$$

onde  $Y(s)$  é o sinal de saída e  $U(s)$  é o sinal de entrada da planta  $G_p(s)$ .

O modelo de referência, também de primeira ordem, pode ser definido por 5.4.

$$W_m(s) = \frac{Y_m(s)}{R(s)} = \frac{b_m}{s + a_m}, \quad (5.4)$$

onde  $R(s)$  é um sinal de referência e  $Y_m(s)$  é a saída do modelo de referência.

Pode-se definir a lei de controle conforme 5.5.

$$U(s) = \theta_1^* R(s) - \theta_2^* Y(s), \quad (5.5)$$

onde  $\theta_1^*$  e  $\theta_2^*$  são os ganhos do controlador e  $*$  denota o valor verdadeiro do parâmetro.

Para que o sistema em malha fechada se comporte de acordo com o modelo de referência escolhido é necessário que  $Y(s) = Y_m(s)$ . Para que isso seja possível, faz-se:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{Y_m(s)}{R(s)} = W_m(s). \quad (5.6)$$

A saída da planta pode ser definida de acordo com a equação 5.7.

$$Y(s) = G_p(s)U(s). \quad (5.7)$$

Substituindo 5.7 em 5.5 se chega em 5.8.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_p(s)\theta_1^*}{1 + G_p(s)\theta_2^*}. \quad (5.8)$$

Agora substituindo a equação 5.3 em 5.8 e usando 5.5 se pode obter 5.9.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{b_p \theta_1^*}{s + a_p + b_p \theta_2^*} = \frac{b_m}{s + a_m} = \frac{Y_m(s)}{R(s)}. \quad (5.9)$$

Então, os ganhos verdadeiros do controlador por modelo de referência podem ser expressos por 5.10.

$$\begin{aligned} \theta_1^* &= \frac{b_m}{b_p}, \\ \theta_2^* &= \frac{a_m - a_p}{b_p}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Todavia, os ganhos  $\theta$  obtidos garantem a condição  $y = y_m$  somente se a planta for perfeitamente conhecida, ou seja, não detenha nenhuma dinâmica não modelada ou parâmetro desconhecido que interfira consideravelmente em sua dinâmica. Para tornar o sistema adaptável, tendo em vista parâmetros incertos e variações paramétricas significativas, deve-se utilizar um mecanismo de adaptação. Sendo assim, considerando a adaptação dos ganhos  $\theta$ , pode-se utilizar a Regra de MIT, que leva esse nome por que foi desenvolvida no instituto MIT - *Massachusetts Institute of Technology*, e tem o objetivo de minimizar a função custo definida em 5.11.

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e_1^2, \quad (5.11)$$

onde  $e_1$  representa o erro de rastreamento, sendo a diferença entre a saída da planta e o

modelo de referência, conforme definido em 5.12.

$$e_1 = y - y_m. \quad (5.12)$$

Como deseja-se minimizar  $J$ , é coerente modificar o coeficiente  $\theta$  em direção ao gradiente negativo de  $J$ , como mostrado na equação 5.13.

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e_1 \frac{\partial e_1}{\partial \theta}, \quad (5.13)$$

onde  $\gamma$  é o ganho de adaptação, positivo e constante. Estendendo o que se obteve em 5.13 para  $\theta_1$  e  $\theta_2$ , tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_1}{dt} &= -\gamma \frac{e_1}{\theta_1}, \\ \frac{d\theta_2}{dt} &= -\gamma \frac{e_1}{\theta_2}. \end{aligned} \quad (5.14)$$

Substituindo a equação 5.12 nas derivadas parciais de 5.14, obtém-se 5.15.

$$\begin{aligned} \frac{\partial e_1}{\partial \theta_1} &= \frac{\partial y}{\partial \theta_1} - \frac{\partial y_m}{\partial \theta_1}, \\ \frac{\partial e_1}{\partial \theta_2} &= \frac{\partial y}{\partial \theta_2} - \frac{\partial y_m}{\partial \theta_2}, \end{aligned} \quad (5.15)$$

onde as derivadas parciais de  $y_m$  em relação a  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são nulas pois o sinal é definido anteriormente e não depende do parâmetro a ser adaptado. Então, podemos reescrever 5.9, conforme a equação 5.16.

$$Y(s) = \frac{b_p \theta_1}{s + a_p + b_p \theta_2} R(s). \quad (5.16)$$

Tendo em vista que 's' no domínio tempo é considerado um operador diferencial, pode-se fazer  $s \equiv \frac{d(\cdot)}{dt}$ . Dessa forma, para realizar a derivada parcial no domínio do tempo, pode-se reescrever 5.16 de acordo com a equação 5.17

$$y(t) = \frac{b_p \theta_1}{\frac{d(\cdot)}{dt} + a_p + b_p \theta_2} r(t). \quad (5.17)$$

Derivando parcialmente  $y(t)$  em relação a  $\theta_1$ , chega-se em 5.18.

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_1} = \frac{b_p}{\frac{d(\cdot)}{dt} + a_p + b_p \theta_2} r. \quad (5.18)$$

Da mesma forma, derivando parcialmente  $y(t)$  em relação a  $\theta_2$ , tem-se 5.19:

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_2} = \frac{-b_p^2 \theta_1}{\left(\frac{d(\cdot)}{dt} + a_p + b_p \theta_2\right)^2} r. \quad (5.19)$$

Substituindo  $r(t)$  e manipulando 5.17 e 5.19 se chega em 5.20.

$$\frac{\partial y}{\partial \theta_2} = \frac{-b_p \theta_1}{\left(\frac{d(\cdot)}{dt} + a_p + b_p \theta_2\right)^2} y. \quad (5.20)$$

Assim, obtém-se as derivadas parciais 5.18 e 5.20, necessárias para se obter 5.14. Todavia, os coeficientes  $a_p$  e  $b_p$  são desconhecidos, o que impossibilita o cálculo de  $\theta_1$  e  $\theta_2$ . Entretanto, se os coeficientes  $a_p$  e  $b_p$  forem conhecidos, com base em 5.9, tem-se:

$$a_p + b_p \theta_2^* = a_m. \quad (5.21)$$

Agora, considerando que os coeficientes de adaptação  $\theta_1$  e  $\theta_2$  estejam próximos dos seus valores verdadeiros, de convergência,  $\theta_1^*$  e  $\theta_2^*$ , pode-se fazer uma aproximação, conforme mostrado na equação 5.22.

$$a_p + b_p \theta_2^* \simeq a_m. \quad (5.22)$$

Usando a aproximação da equação 5.22 nas equações 5.18 e 5.20, pode-se escrever as derivadas parciais da equação 5.14.

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_1}{dt} &= -\gamma \frac{a_m r}{\frac{d(\cdot)}{dt} + a_m} e_1, \\ \frac{d\theta_2}{dt} &= \gamma \frac{a_m y}{\frac{d(\cdot)}{dt} + a_m} e_1, \end{aligned} \quad (5.23)$$

onde  $\gamma = \frac{\gamma' b_p}{a_m}$  e  $\gamma'$  deve ser uma constante positiva. Importante deixar claro que não é necessário conhecer o valor exato de  $b_p$ , apenas seu sinal, pois  $\gamma$  é um valor escolhido pelo projetista a fim de ajustar a velocidade de adaptação dos parâmetros  $\theta_1$  e  $\theta_2$ . Portanto,  $b_p$  está dentro de  $\gamma$ . Ainda, pode-se representar as equações de 5.23 de outra forma, inserindo s novamente na equação, conforme 5.24.

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_1}{dt} &= -\gamma \frac{a_m r}{s + a_m} e_1, \\ \frac{d\theta_2}{dt} &= \gamma \frac{a_m y}{s + a_m} e_1. \end{aligned} \quad (5.24)$$

Note que as equações de 5.24 detém na mesma expressão funções variantes no tempo e na frequência. Entretanto, o objetivo é deixar claro que os sinais  $r$  e  $y$  são filtrados

pelo filtro de primeira ordem, expresso pela equação 5.25.

$$F(s) = \frac{a_m}{s + a_m}. \quad (5.25)$$

Por fim, para implementação digital das equações de 5.24, no domínio discreto, utiliza-se a aproximação de *Euler* e se obtém 5.26.

$$\begin{aligned} \theta_{1(k)} &= \theta_{1(k-1)} - \gamma T_s \zeta_{r(k-1)} e_{1(k-1)}, \\ \theta_{2(k)} &= \theta_{2(k-1)} - \gamma T_s \zeta_{y(k-1)} e_{1(k-1)}, \end{aligned} \quad (5.26)$$

onde  $T_s$  é o tempo de amostragem,  $\zeta_r(k) = F(z)r(k)$  e  $\zeta_y(k) = F(z)y(k)$ . Ainda,  $F(z)$  é a forma discreta do filtro de primeira ordem  $F(s)$ .

Tendo em vista que a lei adaptativa apresentada pode divergir caso a amplitude do sinal de referência seja elevado, utilizou-se um normalizador a fim de dividir a lei de adaptação por uma função quadrática composta pelos sinais internos de malha fechada. Existem diversas equações diferentes de normalizadores, mas aquela que foi escolhida para utilização no projeto da estrutura MRAC-SM simplificada está representada na equação 5.27.

$$m_{(k)}^2 = 1 + \zeta_{(k)}^T G \zeta_{(k)}, \quad (5.27)$$

onde o termo unitário do lado direito da igualdade aparece na equação para impedir que haja divisão por zero.

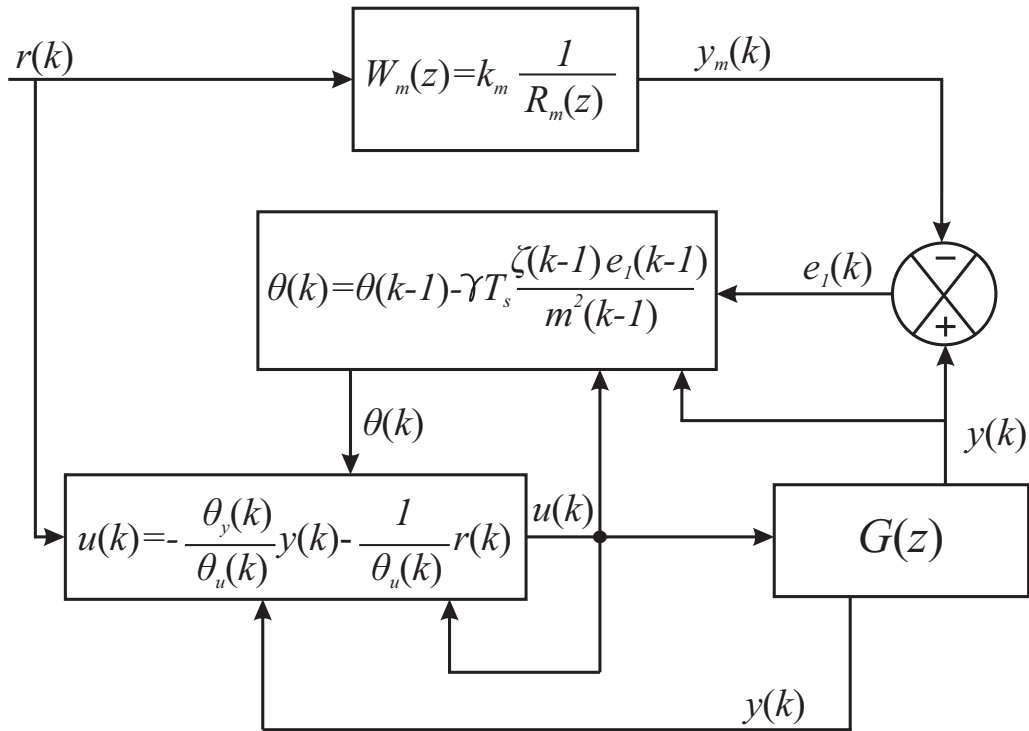
Isso posto, para melhor entendimento da estrutura de controle adaptativa por modelo de referência, a Figura 5.1 traz um diagrama de blocos da parcela MRAC. Ainda, é importante comentar que na parcela  $G(z)$ , referente a modelagem da planta, surge o termo  $B_d v_g(k)$  na estrutura MRAC-SM quando se faz a consideração de um distúrbio periódico. Nesse trabalho, a tensão da rede é considerada como distúrbio periódico, portanto, esse termo está presente na estrutura de controle MRAC-SM para o lado CA, enquanto que para o lado CC, não há inclusão de nenhum sinal periódico. A descrição de como é feita a consideração do distúrbio periódico é apresentada na seção 5.1.3.

### 5.1.2 Equacionamento da estrutura *Sliding-Mode*

Para adicionar robustez ao sistema é considerada uma ação de controle *Sliding-Mode* de primeira ordem, também adaptativa, juntamente com a ação de controle do MRAC. Com a utilização dessa ação não-linear se espera que o sistema obtenha melhor desempenho durante os períodos transitórios, tendo em vista que a ação *Sliding-Mode* tende a acelerar a convergência do sistema diante de uma perturbação, como mostrado em (TAMBARA; SCHERER; GRÜNDLING, 2018).

O controle *Sliding-Mode* de primeira ordem pode ser definido pela função represen-

Figura 5.1 – Diagrama de blocos da estrutura MRAC.



Fonte: Próprio autor.

tada na equação 5.28.

$$u_{SM} = \begin{cases} u_{SM}^+ & \text{se } \text{sgn}(e_1) \geq 0 \\ u_{SM}^- & \text{se } \text{sgn}(e_1) < 0 \end{cases}, \quad (5.28)$$

onde o valor da função sinal,  $\text{sgn}(e_1)$ , varia de acordo com o erro de rastreamento  $e_1$ .

Todavia, a utilização da função sinal adiciona uma certa instabilidade ao sistema, pois gera o efeito de *chattering*, que consiste em rastrear rapidamente o sinal em torno do ponto desejado, alternando entre valores acima e abaixo do *setpoint*. Portanto, para atenuar esse fenômeno, decidiu-se por utilizar uma função sigmoide ao invés da função sinal, suavizando as transições em torno do valor de rastreo.

A ação de controle referente a função *Sliding-Mode* está representada pela equação (5.29).

$$u_{sm}(k) = -\frac{\theta_{SM}(k)}{\theta_u(k)} \text{sgm}(e_1(k)). \quad (5.29)$$



E a equação que mostra a função sigmoide está expressa em (5.30)

$$sgm(e_1(k)) = -M \frac{e_1(k)}{|e_1(k)| + \epsilon}, \quad (5.30)$$

onde  $M$  e  $\epsilon$  são definidos pelo projetista.  $M$  é escolhido com valor pequeno se comparado ao ganho da ação MRAC, tendo em vista a menor contribuição da ação SM se comparada com a ação por modelo de referência adaptativa. Já o parâmetro  $\epsilon$  tem função de suavizar a transição da ação SM, reduzindo o efeito de *chattering*.

Da mesma forma que os ganhos da planta simplificada,  $\theta_u$  e  $\theta_y$ , são adaptados iteração a iteração, o ganho de adaptação referente a ação SM também é adaptado, conforme (5.31).

$$\theta_{(SM)}(k) = \theta_{(SM)}(k-1) - \frac{T_s \gamma \zeta_{SM} e_1(k)}{m^2(k)}. \quad (5.31)$$

A ação *Sliding-Mode* deve representar uma pequena parcela da ação de controle da estrutura MRAC-SM, a fim da ação não-linear agregar robustez ao sistema, contribuindo em períodos transitórios, mas devido ao efeito de *chattering* naturalmente presente na estrutura, não causar instabilidade no sistema de controle.

### 5.1.3 Rejeição ao distúrbio periódico no sistema MRAC-SM para controle de corrente

Para a estrutura de controle MRAC-SM referente a regulação da corrente injetada na rede, tem-se outros 2 parâmetros a serem adaptados. A fonte senoidal foi considerada como um distúrbio exógeno na modelagem do sistema, mas não pode ser desprezada para projeto da estrutura de controle adaptativa, pois é uma parte fundamental da planta.

Portanto, tendo em vista que o sinal é senoidal, optou-se por considerá-lo na estrutura MRAC-SM como um distúrbio periódico.

Assim, consideramos o sinal  $v(t)$  como sendo um sinal senoidal mensurável, de acordo com a equação 5.32.

$$v(t) = A \sin(\omega t + \phi). \quad (5.32)$$

Expressando o distúrbio  $v(t)$  como mostra 5.33.

$$v(t) = A \sin(\omega t + \phi) = A_c \cos(\omega t + \phi) + A_s \sin(\omega t + \phi). \quad (5.33)$$

Assim, podemos incluir 5.33 em uma ação de controle adaptativa discreta conforme

a equação 5.34.

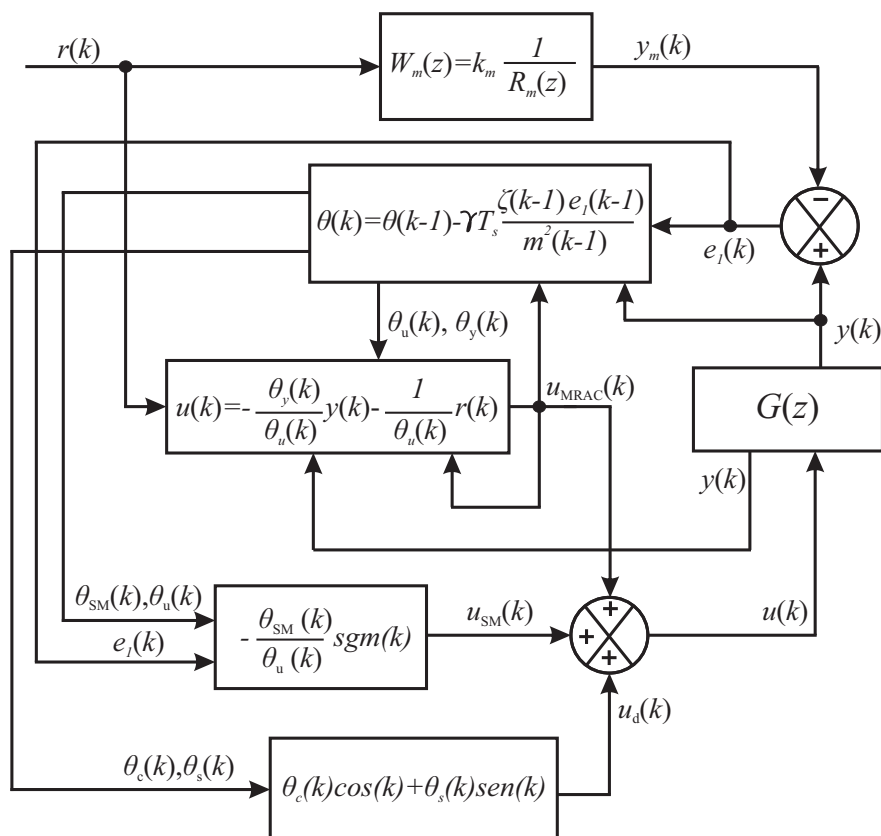
$$u_d(k) = \theta_c(k)\cos(k) + \theta_s(k)\sen(k), \quad (5.34)$$

onde  $\theta_c$  e  $\theta_s$  são dois parâmetros a serem identificados.

Para implementação dos sinais em fase e quadratura, a senoide foi gerada através da amostragem do sinal da rede,  $v_g(t)$ , normalizado, de modo a estar em fase com a tensão da rede. O sinal cossenoidal foi gerado através da derivada do sinal senoidal utilizando a aproximação de *Euler*.

Portanto, a ação de controle completa do sistema MRAC-SM para o lado CA consiste na soma da ação de controle do modelo de referência adaptativo,  $u_{MRAC}$ , da ação de controle *Sliding-Mode*,  $u_{SM}$ , e da ação de controle referente ao distúrbio periódico,  $u_d$ . Sendo assim, após definidas todas as ações de controle do sistema, pode-se definir o diagrama de blocos da estrutura MRAC-SM, conforme Figura 5.2.

Figura 5.2 – Diagrama de blocos da estrutura MRAC-SM.



## 5.2 MRAC-SM PARA O LADO CC

### 5.2.1 Simplificação da planta

Como comentado anteriormente, a estrutura MRAC-SM será projetada levando em consideração uma planta de primeira ordem, considerando apenas o polo real e negligenciando os demais polos e zeros, de modo que a planta simplificada se aproxime da planta real nas frequências de interesse. De acordo com as Figuras 3.16, 3.18 e 3.19, mostradas no Capítulo 3, percebe-se que a planta tem um polo real dominante em baixa frequência. Portanto, a planta simplificada deve ser semelhante a planta de interesse, de 5ª ordem, nas baixas frequências. Assim, o modelo de referência será projetado com base na planta simplificada e a estrutura toda funcionará considerando o sistema como de primeira ordem, pois deve seguir a saída do modelo de referência. Todavia, a planta do sistema real será de ordem superior.

A equação que representa a planta simplificada,  $G_{vi}$ , que relaciona o valor de pico da tensão de barramento e o valor eficaz da corrente injetada na rede é  $G_{vi}^{smp}(z)$  e está representada na equação 5.35.

$$G_{vi}^{smp}(z) = \frac{0,035}{(z - 1)}. \quad (5.35)$$

A equação que mostra o modelo de referência adotado é 5.36.

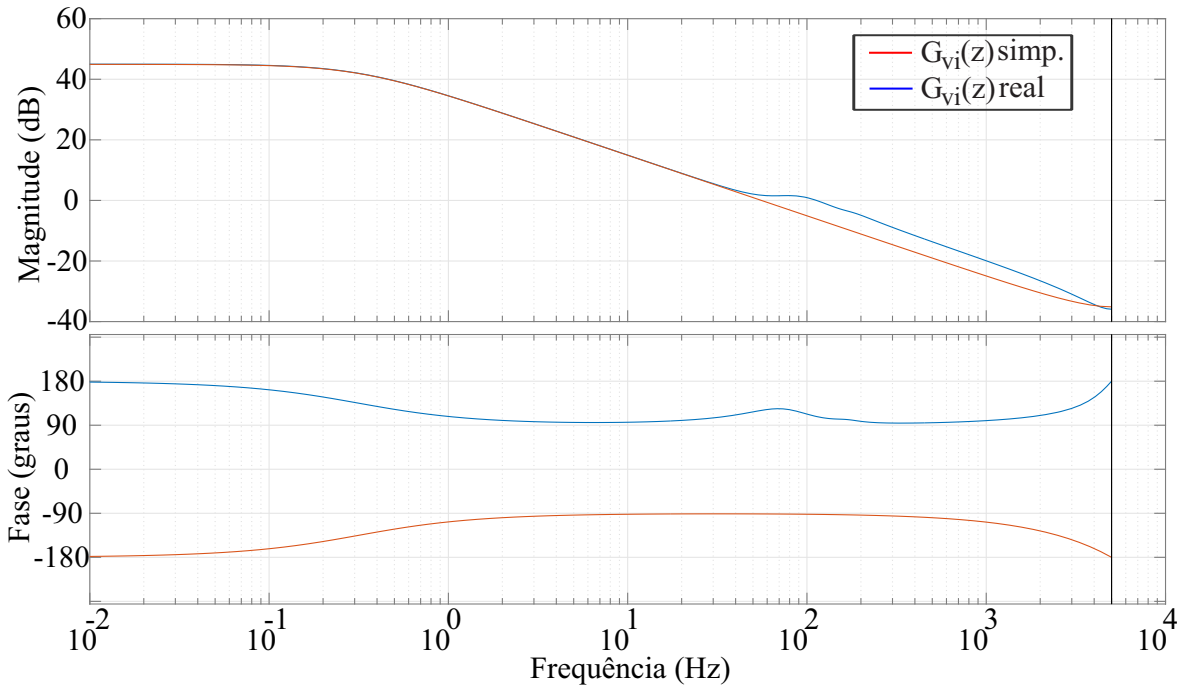
$$W_m(z) = \frac{0,0009995}{(z - 0,999)}. \quad (5.36)$$

A Figura 5.3 apresenta o diagrama de Bode contendo a planta real, de 5ª ordem, e a planta simplificada, de 1ª ordem, no domínio discreto. Já a Figura 5.4 mostra a resposta em frequência da planta simplificada juntamente com o modelo de referência utilizado.

Note que a planta simplificada tem dinâmica muito semelhante a planta real até uma frequência próxima de 40Hz, onde a planta real detém um par de polos complexos conjugados. Com relação a fase, também se pode notar que ambas as plantas, real e simplificada, têm características semelhantes, apresentando uma pequena divergência somente a partir de 40Hz.

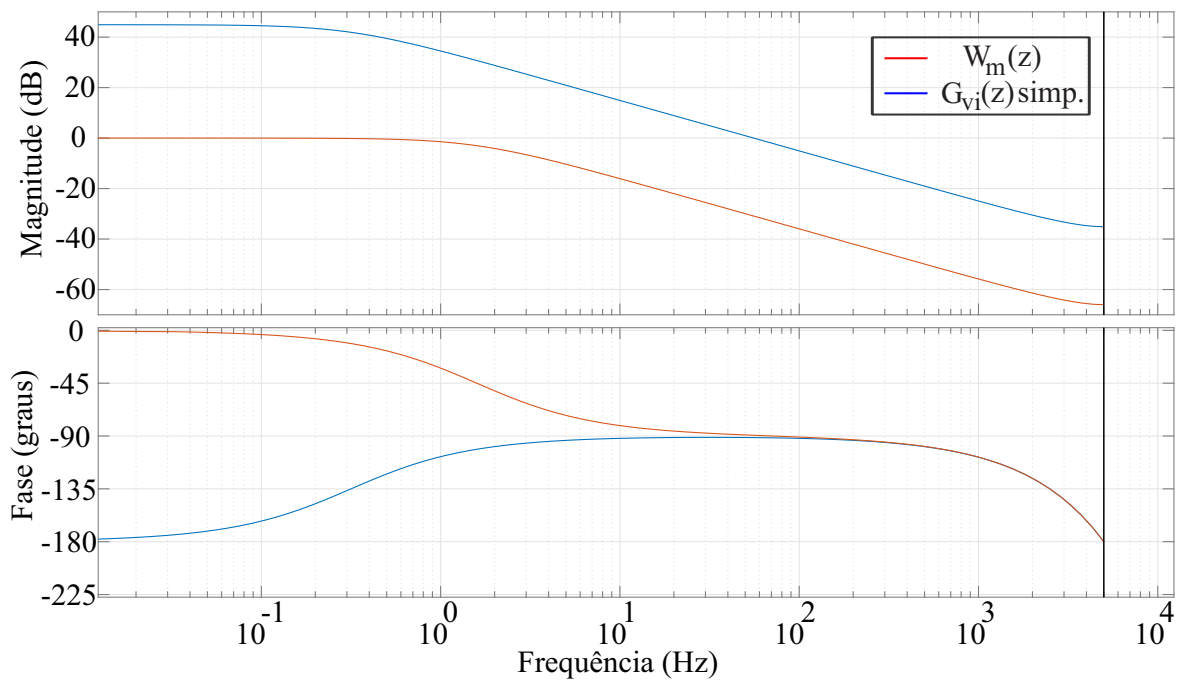
Todavia, como a proposta é que a planta simplificada tenha um comportamento similar a planta real em baixas frequências, pretende-se que a estrutura adaptativa seja capaz de tratar essas diferenças, mantendo a estabilidade do sistema. Quanto a figura 5.4, o modelo de referência escolhido é mais rápido que a planta e apresenta ganho 0dB nas frequências de interesse para que o sinal medido não sofra alteração de amplitude.

Figura 5.3 – Diagrama de Bode da planta real e simplificada - (MRAC-SM CC).



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.4 – Diagrama de Bode da planta simplificada e modelo de referência - (MRAC-SM CC).



Fonte: Próprio autor.

### 5.3 MRAC-SM PARA O LADO CA

#### 5.3.1 Simplificação da planta

Da mesma forma como foi feito para a estrutura MRAC-SM do lado CC, é feito para o lado CA. O controlador MRAC-SM será projetado levando em consideração uma planta de primeira ordem, tendo em vista que a planta do sistema, de 3ª ordem, apresenta um polo real e um par de polos complexos conjugados, conforme Figuras 3.20, 3.21 e 3.22, apresentadas no Capítulo 2 dessa dissertação.

A equação que representa a planta simplificada,  $G_{id}$ , que relaciona a corrente injetada na rede e a razão cíclica do período de NST é  $G_{id}^{smp}(z)$  e está representada na equação 5.37.

$$G_{id}^{smp}(z) = \frac{37,04}{(z-1)}. \quad (5.37)$$

A equação que mostra o modelo de referência adotado é 5.38.

$$W_m(z) = \frac{0,4231}{(z-0,5769)}. \quad (5.38)$$

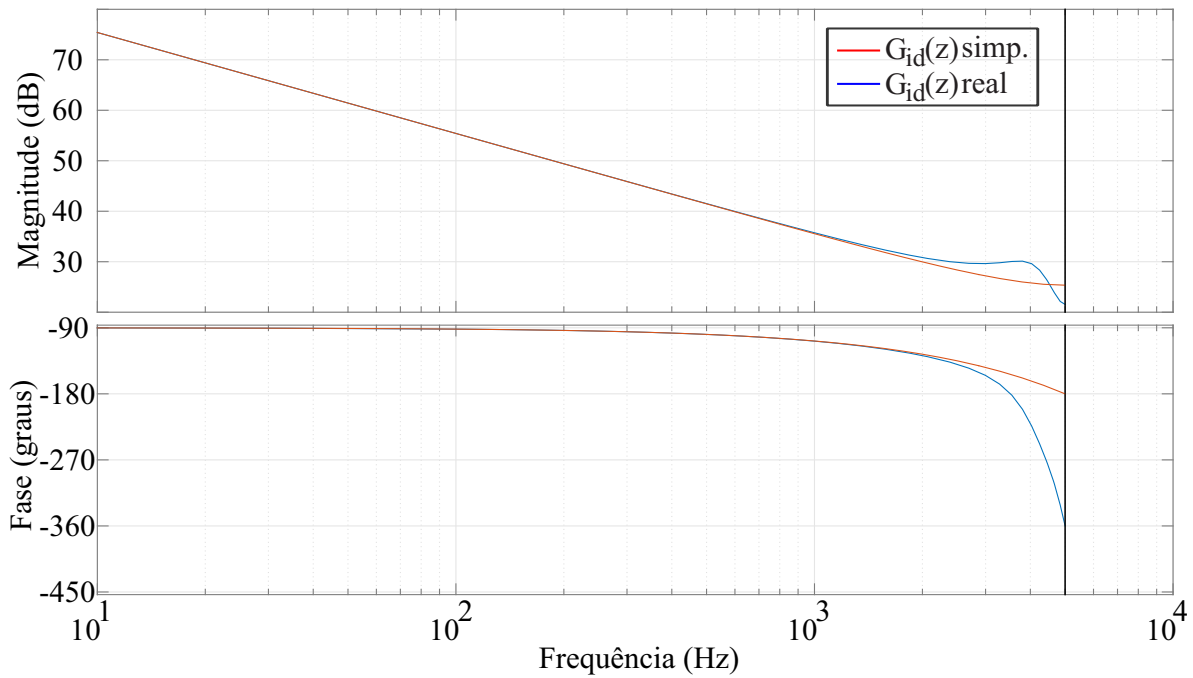
A Figura 5.5 apresenta o diagrama de Bode da planta real do filtro LCL e da planta simplificada, ambas em tempo discreto. Já a Figura 5.6 mostra o diagrama de Bode da planta simplificada juntamente com o modelo de referência utilizado.

A planta simplificada tem dinâmica muito semelhante a planta real até uma frequência próxima da frequência de *Nyquist*, onde a planta real detém um par de polos complexos conjugados em  $s$  e conseqüentemente em  $z$ , característica da frequência de ressonância do filtro LCL. Entretanto, como a proposta é que a planta simplificada tenha um comportamento próximo da planta real nas baixas frequências, pretende-se que a estrutura adaptativa seja capaz de se comportar bem diante dessa dinâmica não modelada. Com relação a Figura 5.6, o modelo de referência escolhido tem dinâmica muito mais rápida que a planta simplificada e também apresenta ganho 0dB nas frequências de interesse.

### 5.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

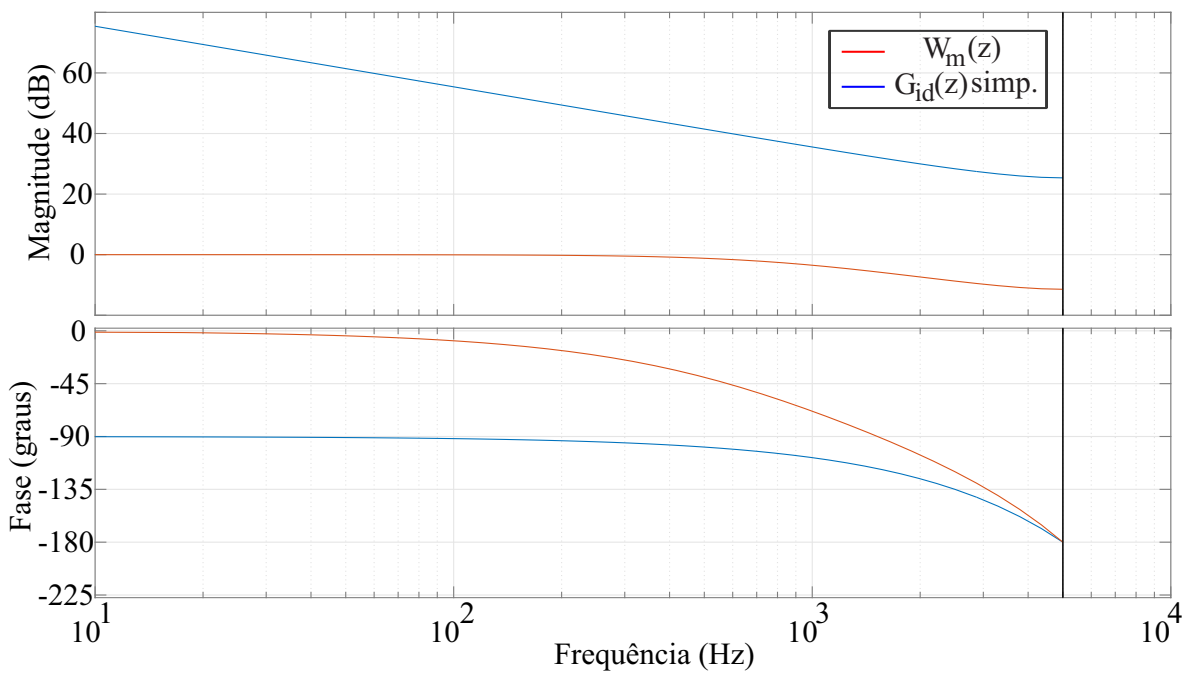
Este capítulo teve como objetivo apresentar a descrição do equacionamento e projeto da estrutura de controle MRAC-SM para o lado CC e para o lado CA da malha em cascata do inversor *quasi-Z-Source*. O sistema foi desenvolvido para uma planta de 5ª ordem (Equação (3.65)) e outra de 3ª ordem (Equação (3.67)), obtidas do conversor CC-CA analisado. Visando uma estrutura mais simples de ser implementada, foram analisadas

Figura 5.5 – Diagrama de Bode da planta real e simplificada - (MRAC-SM CA).



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.6 – Diagrama de Bode da planta simplificada e modelo de referência - (MRAC-SM CA).



Fonte: Próprio autor.

as plantas obtidas e selecionadas duas funções de transferência simplificadas que bem representassem o comportamento das plantas reais na faixa de frequências de interesse. Assim, uma planta de primeira ordem foi utilizada para cada caso, e o modelo de referência foi escolhido com base nessa planta simplificada. Dessa forma, a estrutura de controle foi equacionada e desenvolvida considerando uma estrutura de ordem 1, o que facilitou seu projeto e concepção.

A estrutura de controle adaptativa consiste em um sistema entrada-saída, direto, utilizando um algoritmo de adaptação gradiente, derivado da Regra de MIT. Ainda, para adicionar robustez a estrutura de controle, foi incorporada uma parcela *Sliding-Mode* adaptativa com o objetivo de atuar nos períodos transitórios, contribuindo para o desempenho do controlador diante de variações paramétricas e oscilações de carga.

Feito isso, o próximo passo é a implementação desse sistema em um *software* de simulação de circuitos elétricos, reproduzindo o conversor CC-CA em malha fechada com a estrutura MRAC-SM e analisando seus resultados diante de variações paramétricas, bem como comparar suas respostas com os sistemas de controle clássico descritos no Capítulo 4 dessa dissertação. Isso posto, o Capítulo 6 traz os resultados de simulação das estruturas de controle projetadas obtidas no *software* PSIM©.





## 6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NO PSIM®

Este capítulo tem como objetivo mostrar os resultados de simulação no *software* de circuitos elétricos PSIM® utilizando as estruturas de controle clássica e por Modelo de Referência + *Sliding Mode* adaptativos (MRAC-SM) projetadas nos capítulos 4 e 5 dessa dissertação. Serão realizados testes utilizando o circuito completo do conversor CC-CA, apresentado na Figura 3.1, com os parâmetros de projeto apresentados na Tabela 3.2. Todavia, para a estrutura de controle clássica que realiza o controle indireto, o equivalente *Norton* e o capacitor da entrada são substituídos pelo equivalente *Thevenin*, como previamente explicado no capítulo 2 e 4.

O conversor *quasi-Z-Source* foi simulado utilizando a modulação *Boost Simples* para realização da etapa de ST. Essa modulação foi utilizada por ser de fácil implementação, conforme comentado em (PENG; SHEN; HOLLAND, 2007). Ambas estruturas de controle, clássica e adaptativa, foram implementadas da mesma forma, consistindo de uma malha simples de controle para regulação da tensão do arranjo fotovoltaico e uma malha cascata para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e da forma de onda da corrente injetada na rede, conforme mostrado nas Figuras 2.5, 4.1 e 4.4. A principal diferença de uma estrutura para a outra é que se substitui o controlador clássico pelo adaptativo quando necessário, mas a organização e estrutura das malhas de controle se mantém.

Serão realizados testes com os diferentes tipos de controladores, divididos em A, B e C:

- Sistema A: Sistema clássico, composto por um controlador PI responsável pela regulação direta da tensão do arranjo PV e outro PI na malha cascata para controle do valor de pico da tensão equivalente de barramento, bem como um controlador P+R para a malha interna de regulação da corrente injetada na rede.
- Sistema B: Sistema clássico, composto por um controlador PI responsável pela regulação indireta da tensão do arranjo PV, com a utilização do parâmetro  $rRES$ . Um controlador PI na malha cascata para controle do valor de pico da tensão equivalente de barramento, bem como um controlador P+R para a malha interna de regulação da corrente injetada na rede.
- Sistema C: Malha cascata totalmente adaptativa, composta por um controlador MRAC-SM para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento em cascata com outro outro controlador MRAC-SM para regulação da forma de onda da corrente injetada na rede. Para regulação da tensão do arranjo fotovoltaico, é mantido o controlador PI com regulação direta da tensão  $v_{PV}$ , utilizado no Sistema A.

Os sistemas de controle serão avaliados diante de variações paramétricas na fonte de entrada, representando uma variação na irradiância do sistema, e na rede, constituindo um incremento na indutância da rede, a fim de verificar o desempenho e a estabilidade dos sistemas com relação a essas incertezas. Tendo em vista que os ensaios realizados originaram muitos resultados, serão mostrados apenas aqueles considerados mais importantes.

## 6.1 ESTRUTURAS DE CONTROLE CLÁSSICAS

### 6.1.1 Ordem de execução do algoritmo

Com as considerações para projeto das estruturas de controle clássicas realizadas anteriormente, pode-se definir a ordem de execução do algoritmo responsável por efetuar a regulação das variáveis de interesse. Tendo em vista que ambos controladores PI e P+R são semelhantes, a sequência de execução do algoritmo é similar e pode ser tratada da mesma forma para os dois compensadores. A principal mudança entre os controladores projetados é que a ação de controle do compensador P+R detém 2 coeficientes adicionais quando comparado as ações de controle dos compensadores PI. Isso acontece por que o controlador P+R é de ordem superior aos controladores PI, como mostrado nas equações 4.1, 4.2 e 4.3. Todavia, levando em consideração que suas estruturas são muito semelhantes, não existe mudança conceitual na execução do algoritmo.

- 1º: Inicialização das variáveis e coeficientes da lei de controle.
- 2º: Atualização da referência  $r(k)$  e da saída da planta  $y(k)$ .
- 3º: Cálculo da Lei de Controle  $u(k)$ .
- 4º: Atualização de todas variáveis passadas (erro de rastreamento e lei de controle).

### 6.1.2 Variação paramétrica de irradiância (Sistema A)

Para validação da estrutura de controle clássica realizando o controle direto da tensão  $v_{PV}$  foi realizado um degrau de irradiância no sistema, representando uma variação de  $1000W/m^2$  para  $700W/m^2$ . Portanto, a simulação pode ser dividida em 2 eventos distintos:

Evento 1 - A simulação é iniciada com uma referência de tensão de entrada de 181,44V (irradiância=  $1000W/m^2$ ) e uma referência do valor de pico da tensão equivalente de barramento de 300V, valores característicos do sistema em regime permanente e no ponto de máxima potência.

Evento 2 - É realizado um degrau negativo de irradiância no sistema, correspondendo a 15% do valor de MPP na fonte de corrente de entrada em  $t = 28,5s$ .

As figuras 6.1 - 6.3 apresentam diferentes formas de onda do sistema em malha fechada utilizando uma estrutura de controle clássica, composta por um controlador PI para regulação direta da tensão de entrada e outro para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento, bem como um controlador P+R para regulação da corrente injetada na rede.

Conforme mostrado nas Figuras 6.1, 6.2 e 6.3, percebe-se que o sistema apresenta um período transitório considerável após a realização do degrau de irradiância, no instante  $t = 28,5s$ , quando o sistema já estava em regime permanente. Todavia, a estrutura de controle é capaz de realizar perfeitamente a regulação dos sinais de interesse mesmo após a perturbação.

Com base na Figura 6.2 nota-se que o erro de rastreamento dos compensadores antes do degrau, em regime permanente, encontra-se oscilando em torno de zero, mesmo para os controladores referentes aos sinais CC do inversor qZS. Isso ocorre devido a ondulação de baixa frequência em  $2\omega$ , comentada no capítulo 3. Dessa forma, o erro de rastreamento não é nulo, mas oscila em torno de zero na frequência de 120Hz.

Ainda, conforme as Figura 6.1 e 6.2, percebe-se a diferença nas dinâmicas dos controladores, onde a corrente injetada na rede é regulada rapidamente logo após o degrau, enquanto o valor de pico da tensão equivalente de barramento necessita de mais tempo para fazer a regulação, mas fica próxima do período de regime permanente aproximadamente 1s após a perturbação. Todavia, o controlador da tensão do arranjo fotovoltaico, de dinâmica ainda mais lenta, mesmo 1,5s após o degrau de irradiância, percebe-se que a tensão do arranjo PV ainda não se encontra em seu valor final de regulação.

A Figura 6.3 apresenta as ações de controle dos compensadores para a estrutura clássica projetada. Note que todos controladores apresentam uma perturbação na ação de controle  $u$  logo após o degrau em  $t = 28,5s$ . Todavia, pode-se observar que dentre todas as ações de controle aquela do PI para regulação de  $v_{PV}$ , representado em 6.3a), apresenta uma modificação de amplitude pouco significativa, influenciando somente sua segunda e terceira casa decimal.

### 6.1.3 Variação paramétrica da indutância na rede (Sistema A)

Para verificação da estabilidade da estrutura de controle diante de variações paramétricas na indutância da rede, foram realizados três ensaios com valores adicionais de indutância  $L_g = 0,5mH$ ,  $L_g = 1mH$  e  $L_g = 2mH$ , inseridas em série com a indutância  $L_g$  projetada para o filtro LCL, após o sistema entrar em regime permanente. Assim, a simulação pode ser dividida em 2 eventos distintos:

Figura 6.1 – Sinais controlados utilizando a estrutura clássica (Sistema A: PSIM). a) PI para  $v_{PV}$ ; b) PI para  $v_{PN}$  e c) P+R para  $i_{grid}$ .

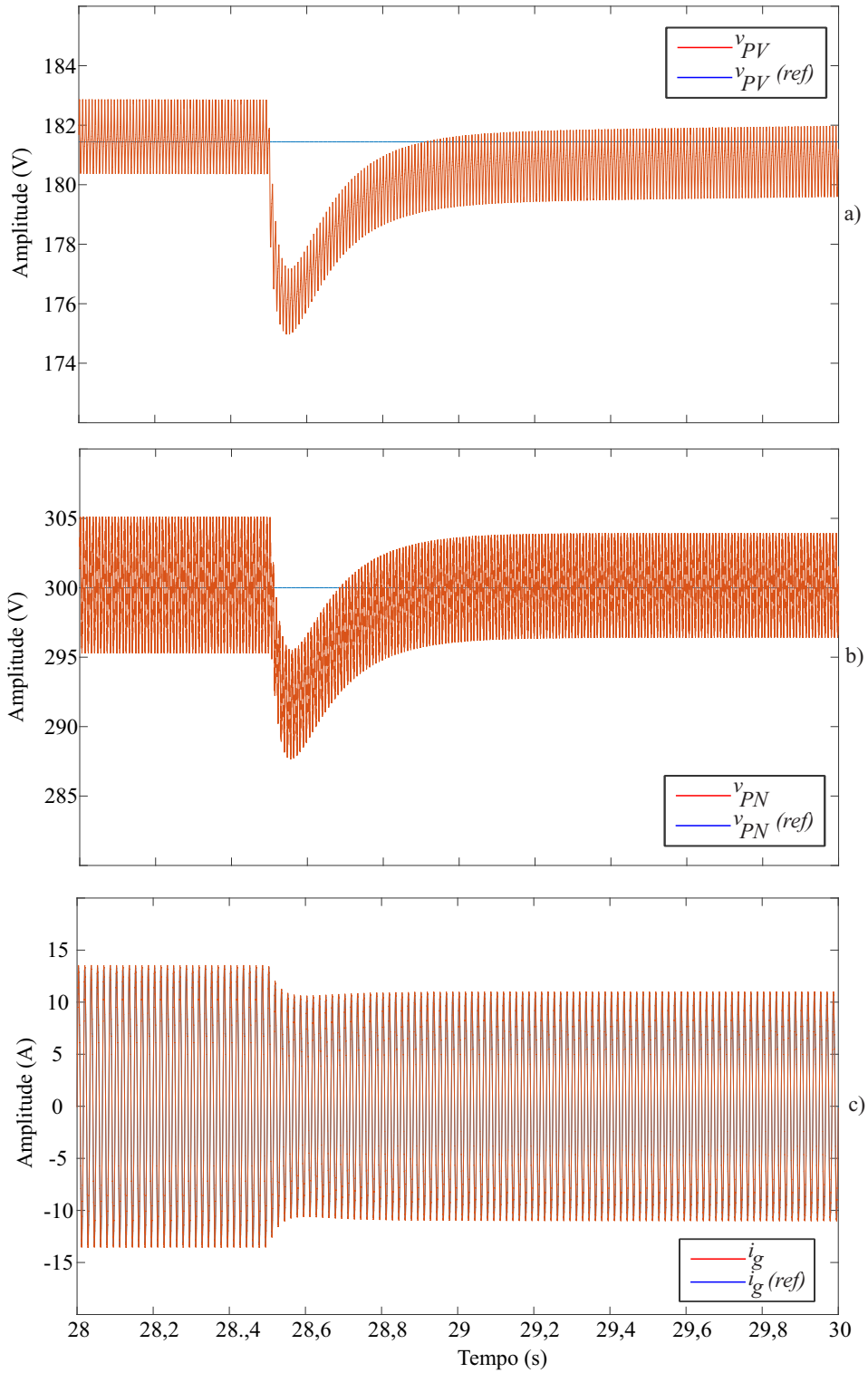
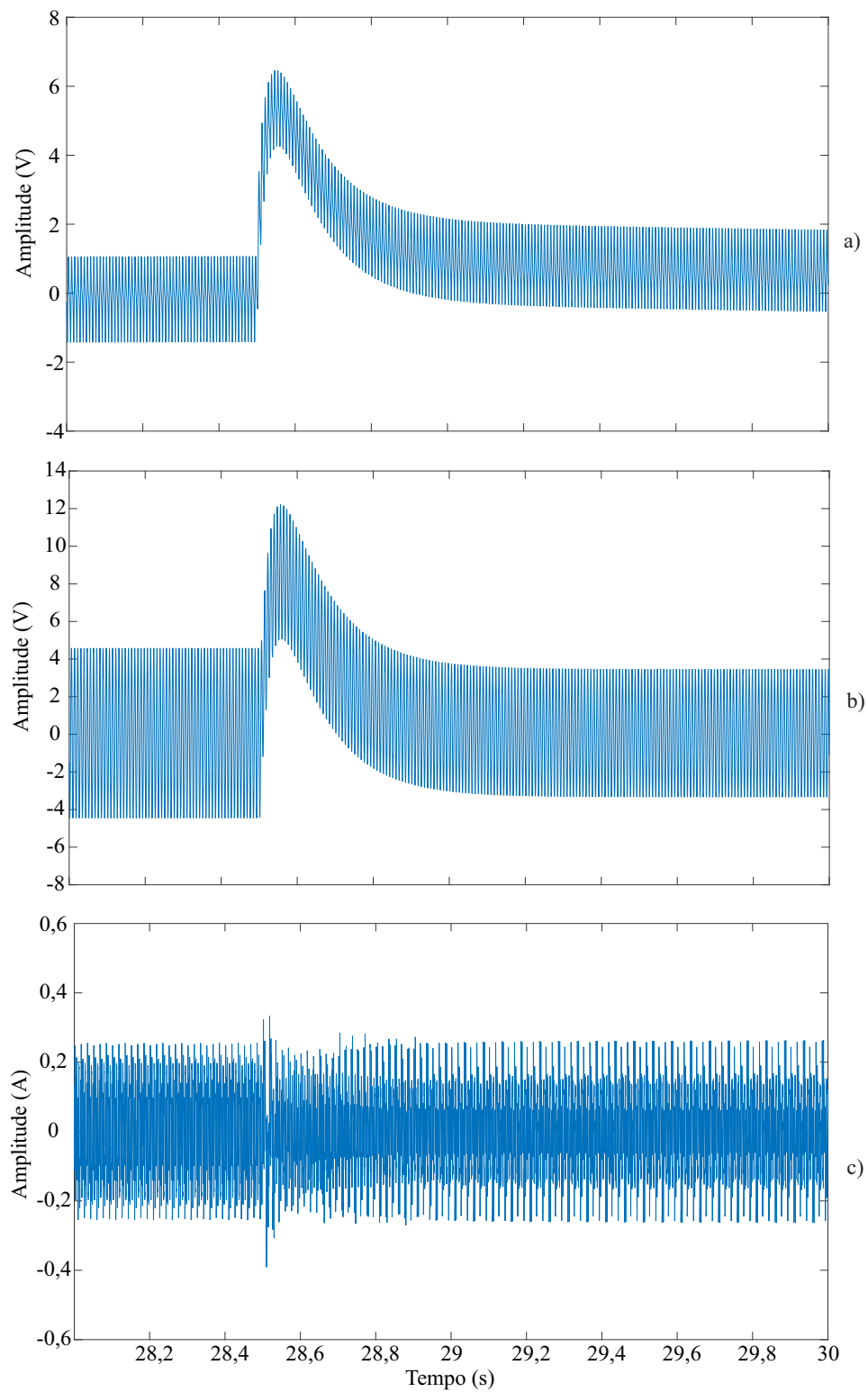
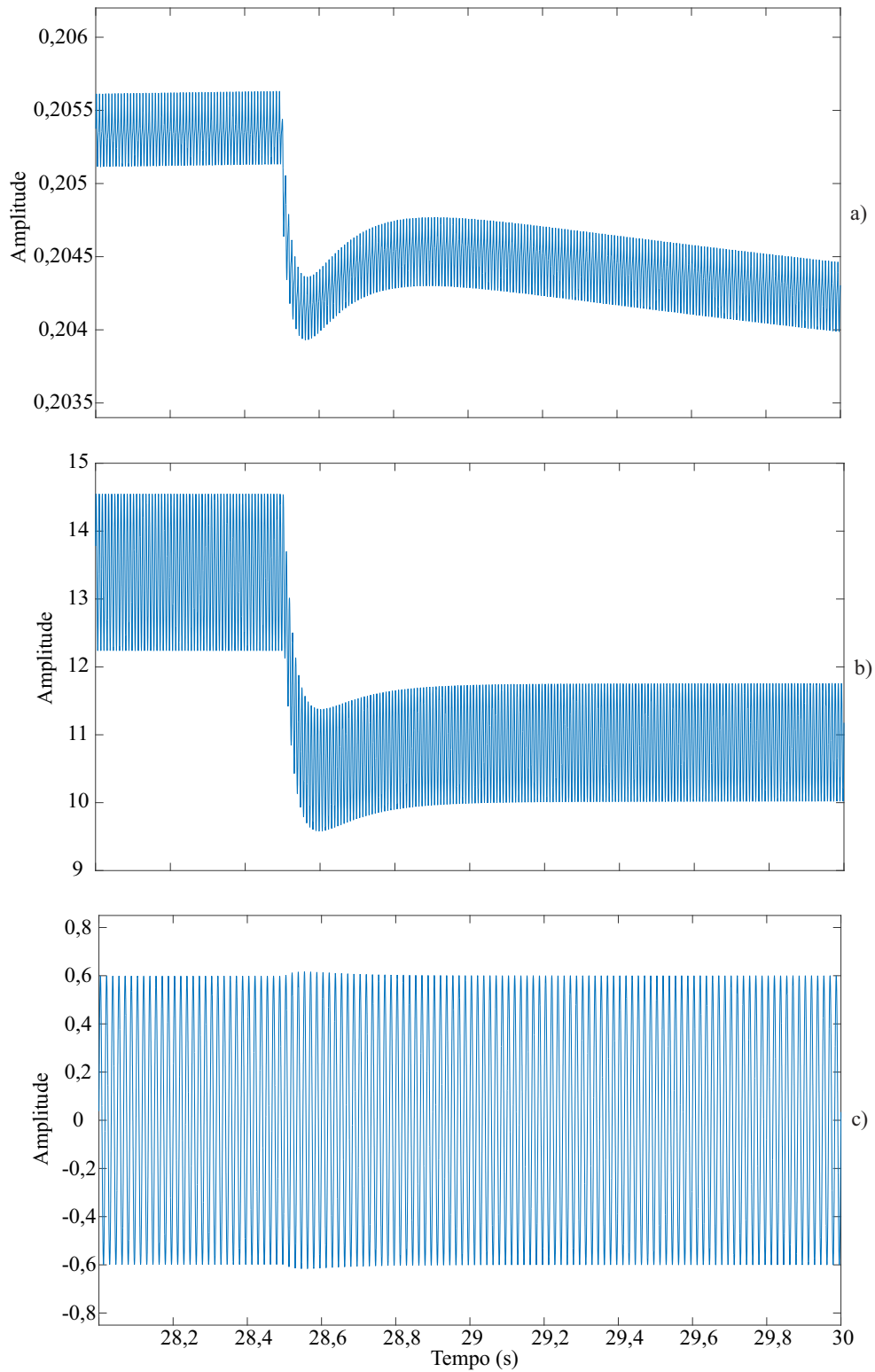


Figura 6.2 – Erros de rastreamento dos controladores utilizando a estrutura clássica (Sistema A: PSIM). a) PI para  $v_{PV}$ ; b) PI para  $v_{PN}$  e c) P+R para  $i_{grid}$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 6.3 – Ações de controle dos compensadores utilizando a estrutura clássica (Sistema A: PSIM). a) PI para  $v_{PV}$ ; b) PI para  $v_{PN}$  e c) P+R para  $i_{grid}$ .



Evento 1 - A simulação é iniciada com uma referência de tensão de entrada de 181,44V (irradiância=  $1000W/m^2$ ) e uma referência do valor de pico da tensão equivalente de barramento de 300V, valores característicos do sistema em regime permanente e no ponto de máxima potência.

Evento 2 - É realizada a adição de indutância na rede em  $t = 28,5s$ .

As Figuras 6.4 - 6.6, referentes a estrutura de controle clássica, apresentam as formas de onda da corrente injetada na rede, o erro de rastreamento do controlador P+R e sua ação de controle diante da variação paramétrica na indutância da rede.

A Figura 6.4 mostra a corrente injetada na rede diante de um cenário de adição de indutância de  $0,5mH$ ,  $1mH$  e  $2mH$ . Conforme pode ser visto na Figura 6.4a), o sistema de controle clássico ainda é capaz de fazer a regulação de corrente na presença de uma indutância na rede de  $0,5mH$ , mesmo com uma deterioração na forma de onda de  $i_g$ . Ainda, em 6.4b), diante de  $L_g = 1mH$ , percebe-se uma deterioração bastante significativa na forma de onda da corrente injetada na rede. Por fim, na Figura 6.4c), nota-se que o sistema se mostra instável e o controlador P+R não é capaz de fazer a regulação na presença de uma indutância na rede de  $2mH$ .

Quanto ao erro de rastreamento do controlador P+R, representado na Figura 6.5, observa-se o aumento do erro diante da presença de indutância na rede, onde o erro de rastreamento apresenta um incremento de 100% na presença de uma indutância de  $0,5mH$  e 1000% na presença de uma indutância de  $1mH$ . Para  $L_g = 2mH$  não há regulação de corrente e o erro de rastreamento aumenta drasticamente, pois o sistema apresenta instabilidade.

O mesmo comportamento é observado com relação a ação de controle do controlador clássico,  $u_{ig}$ , representado na Figura 6.6, onde há uma deterioração no aumento da indutância da rede e instabilidade no ensaio realizado com uma indutância  $L_g = 2mH$ .

#### 6.1.4 Variação paramétrica de irradiância (Sistema B)

Para validação da estrutura de controle clássica realizando o controle indireto da tensão  $v_{PV}$ , com o parâmetro  $rRES$ , foi realizado o mesmo degrau de irradiância no sistema, representando uma variação de  $1000W/m^2$  para  $700W/m^2$ . Portanto, a simulação também pode ser dividida em 2 eventos distintos:

Evento 1 - A simulação é iniciada com uma referência de tensão de entrada de 181,44V (irradiância=  $1000W/m^2$ ) e uma referência do valor de pico da tensão equivalente de barramento de 300V, valores característicos do sistema em regime permanente e no ponto de máxima potência.

Evento 2 - É realizado um degrau negativo de irradiância no sistema, correspondendo a 15% do valor de MPP na fonte de tensão de entrada em  $t = 28,5s$ .

Figura 6.4 – Forma de onda da corrente injetada na rede regulada por um controlador P+R considerando uma variação paramétrica de indutância na rede (Sistema A: PSIM). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .

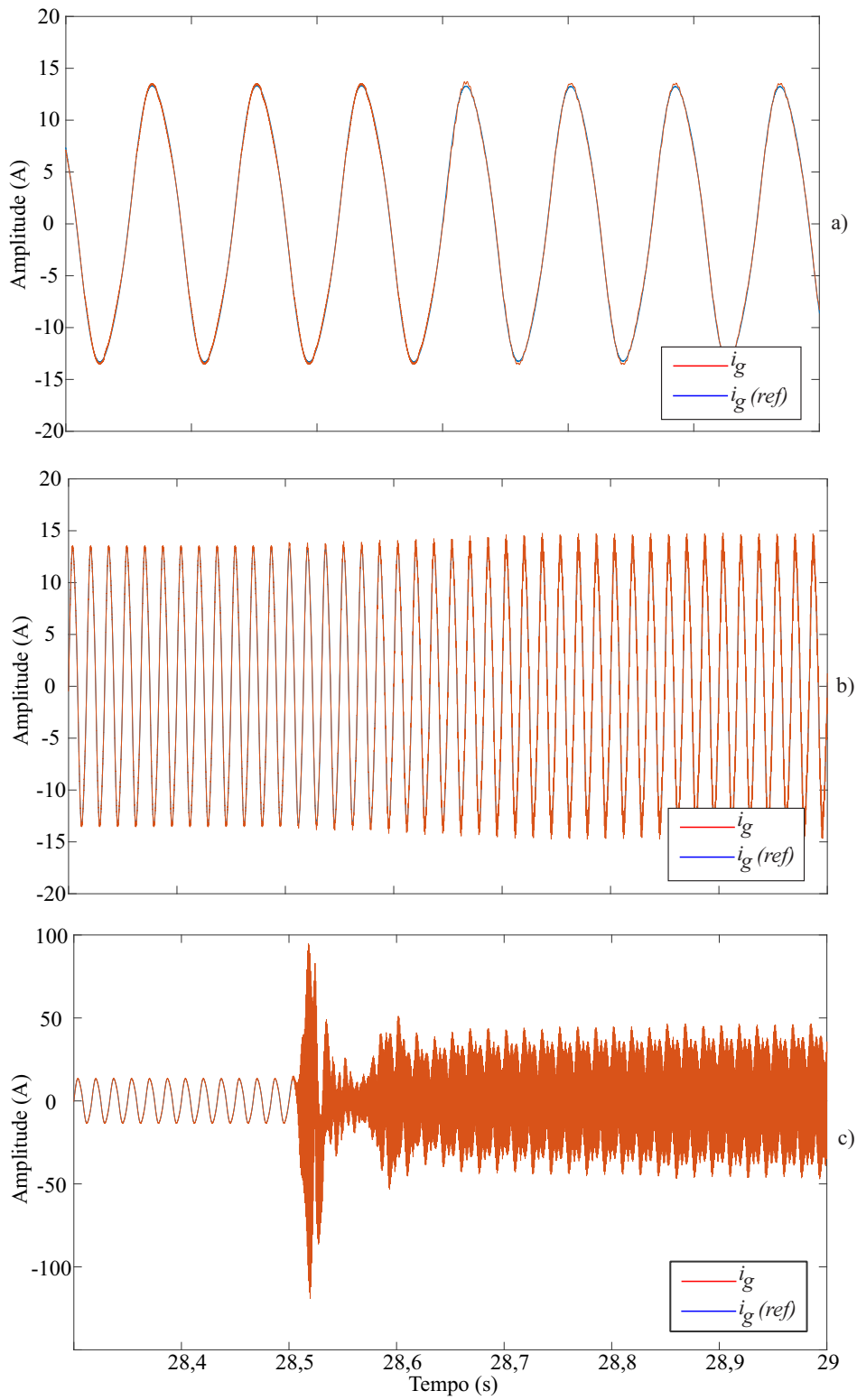




Figura 6.5 – Erro de rastreamento do controlador P+R para regulação da corrente injetada na rede em um cenário de variação paramétrica na indutância da rede (Sistema A: PSIM).  
a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .

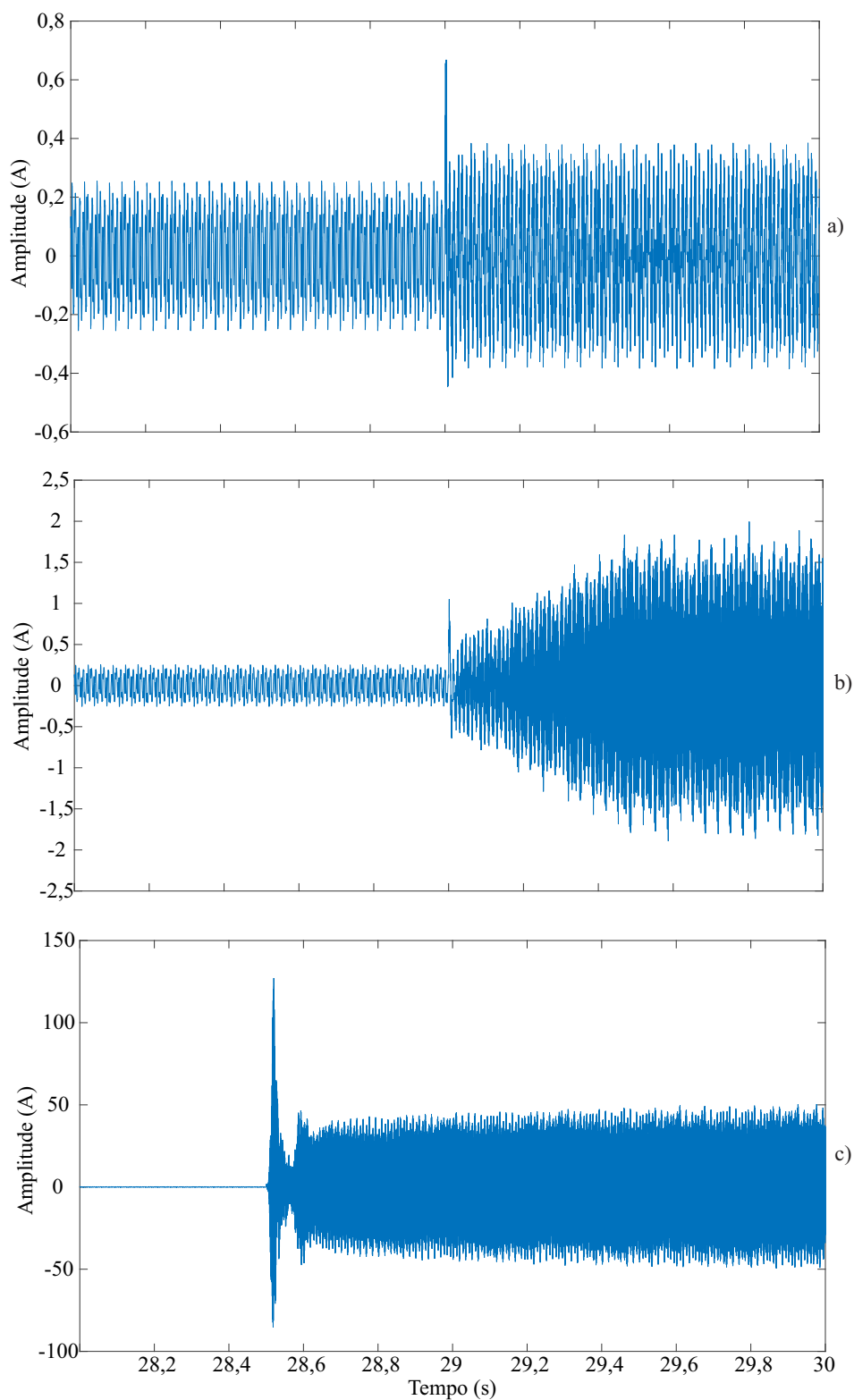
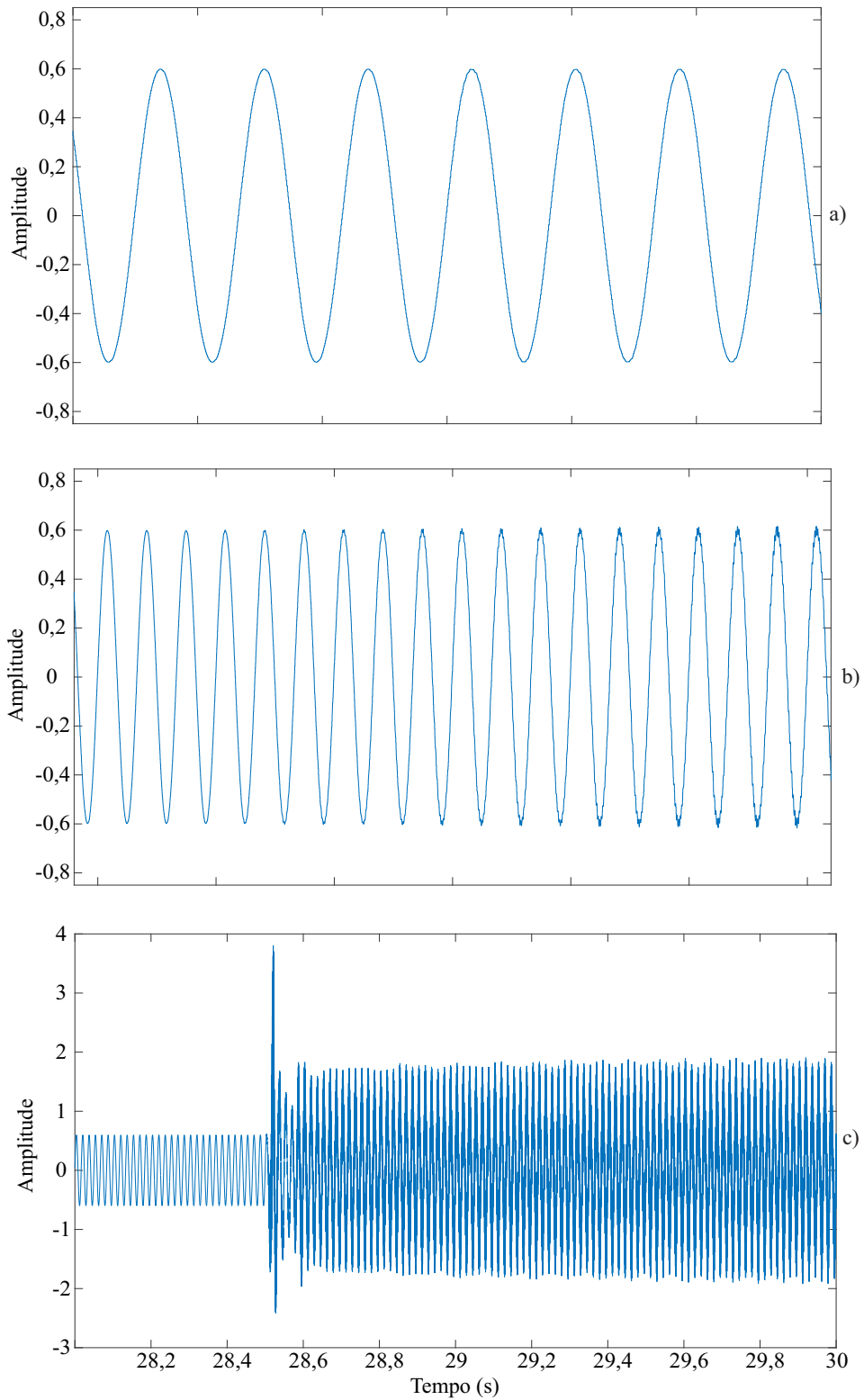


Figura 6.6 – Ação de controle P+R para regulação da corrente injetada de saída considerando uma variação paramétrica na indutância da rede (Sistema A: PSIM). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .



As figuras 6.7 - 6.9 apresentam algumas formas de onda do sistema em malha fechada utilizando uma estrutura de controle clássica com controle indireto da tensão do arranjo fotovoltaico,  $v_{PV}$ . Como explicado na seção 4.2 do Capítulo 4, essa estrutura é projetada com base em uma planta que relaciona a corrente que circula pelo indutor  $L_1$ ,  $i_{L1}$ , pela razão cíclica do período de ST,  $d_{ST}$ , para regulação da tensão  $v_{PV}$ , onde a corrente  $i_{L1}$  medida passa por um ganho equivalente ao valor do resistor do arranjo PV,  $r_{RES}$ , calculado por  $v_{PV}/i_{PV}$  para o ponto de máxima potência com irradiância =  $1000W/m^2$ . Dessa forma, o valor de erro que chega ao controlador  $C_{(d_{ST}, i_{L1})}$  não é o erro da corrente  $i_{L1}$ , mas sim o erro da tensão  $v_{PV}$ , oriundo da diferença entre o valor real e o aproximado, obtido através da multiplicação de  $i_{L1}$  por  $r_{RES}$ . O diagrama de controle dessa estrutura é mostrado na Figura 2.5.

A Figura 6.7 apresenta as formas de onda de  $v_{PV}$ ,  $v_{PN}$  e  $i_{grid}$ , controlados pela estrutura clássica projetada. Pode-se observar que os sinais estavam em regime permanente antes da perturbação em  $t = 28,5s$ . Com base na Figura 6.7 se pode observar que os sinais são regulados e o sistema se mostra estável na presença de um degrau de irradiância. Todavia, o controlador PI para regulação indireta da tensão do arranjo PV apresenta um *ripple* bastante elevado em torno de sua referência. Isso ocorre devido ao erro imposto pela estrutura de controle indireta, onde o controlador projetado visa minimizar o erro de  $i_{L1}$ , mas recebe o erro de  $v_{PV}$ , calculado pela diferença do valor real ( $v_{PV}$ ) e do aproximado ( $i_{L1} \cdot r_{RES}$ ). Ainda, é perceptível uma amplitude bastante elevada no período transitório, logo após o degrau em  $t = 28,5s$ , onde o sinal  $v_{PV}$  aproximado apresenta em um determinado instante um valor de  $-175V$ , aproximadamente.

Com base na Figura 6.8, que apresenta os erros de rastreamento dos sinais controlados, percebe-se a elevação da amplitude do erro logo após o transitório, onde o controlador PI para regulação indireta de  $v_{PV}$  apresenta amplitude de erro pico-a-pico de aproximadamente 125V em regime permanente, um valor 62,5 vezes maior se comparado com a estrutura de controle clássica que realiza a regulação direta da tensão do arranjo fotovoltaico. Ainda, o erro de rastreamento observado na Figura 6.8 apresenta valor máximo de aproximadamente 325V logo após o degrau.

O erro de rastreamento dos demais compensadores encontra-se oscilando em torno de zero e são menos sensíveis ao degrau de irradiância imposto ao sistema.

A Figura 6.9 apresenta as ações de controle dos compensadores para a estrutura projetada. Observa-se que todos controladores apresentam uma perturbação na ação de controle  $u$  após o degrau em  $t = 28,5s$ . Ainda, percebe-se que o controlador PI para regulação indireta de  $v_{PV}$ , bem como o controlador PI para controle de  $v_{PN}$  apresentam um maior esforço diante da perturbação.

Figura 6.7 – Sinais controlados utilizando a estrutura clássica com controle indireto de  $v_{PV}$  (Sistema B: PSIM). a) PI para controle indireto de  $v_{PV}$ ; b) PI para controle indireto de  $v_{PN}$  e c) P+R para  $i_{grid}$ .

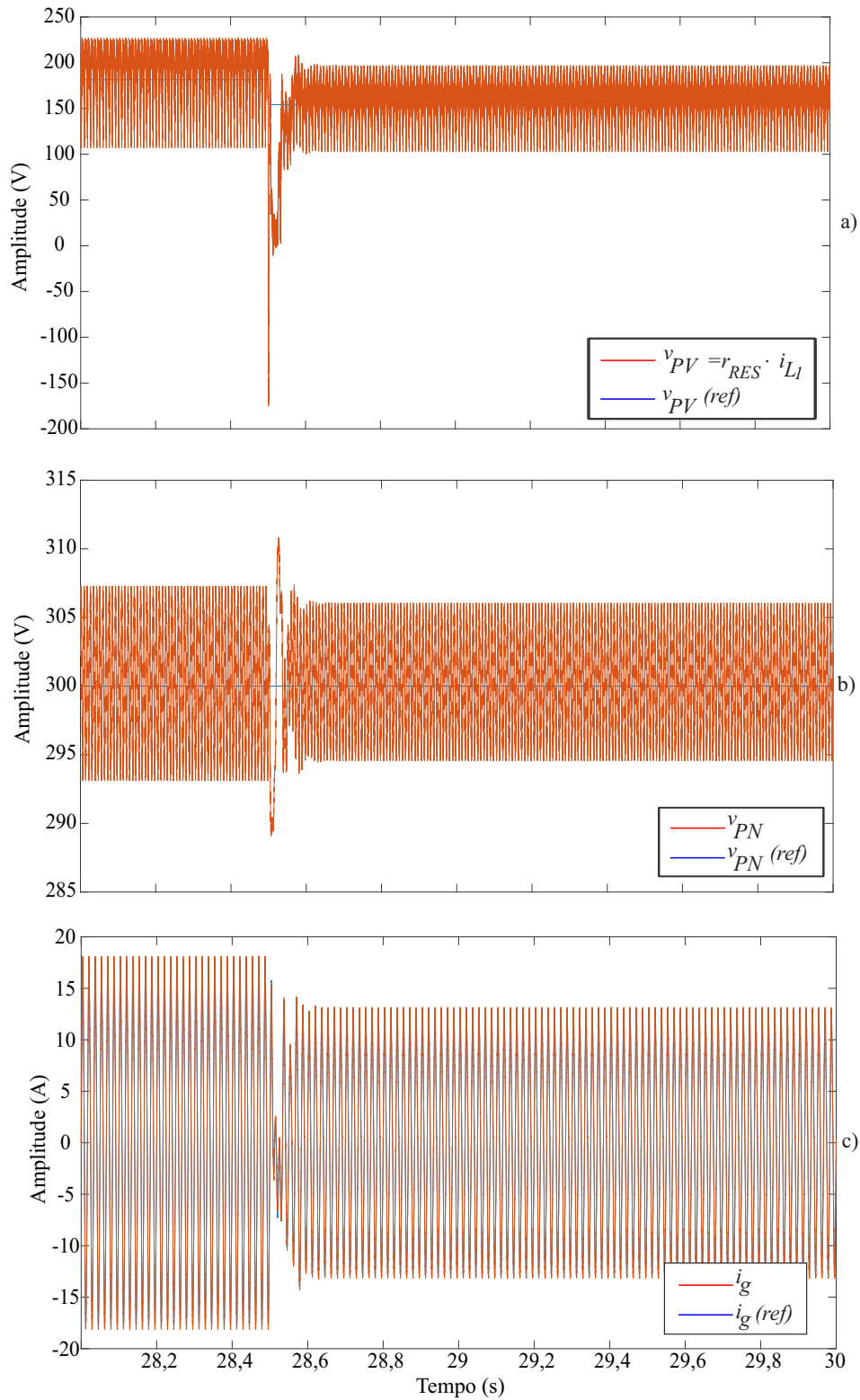
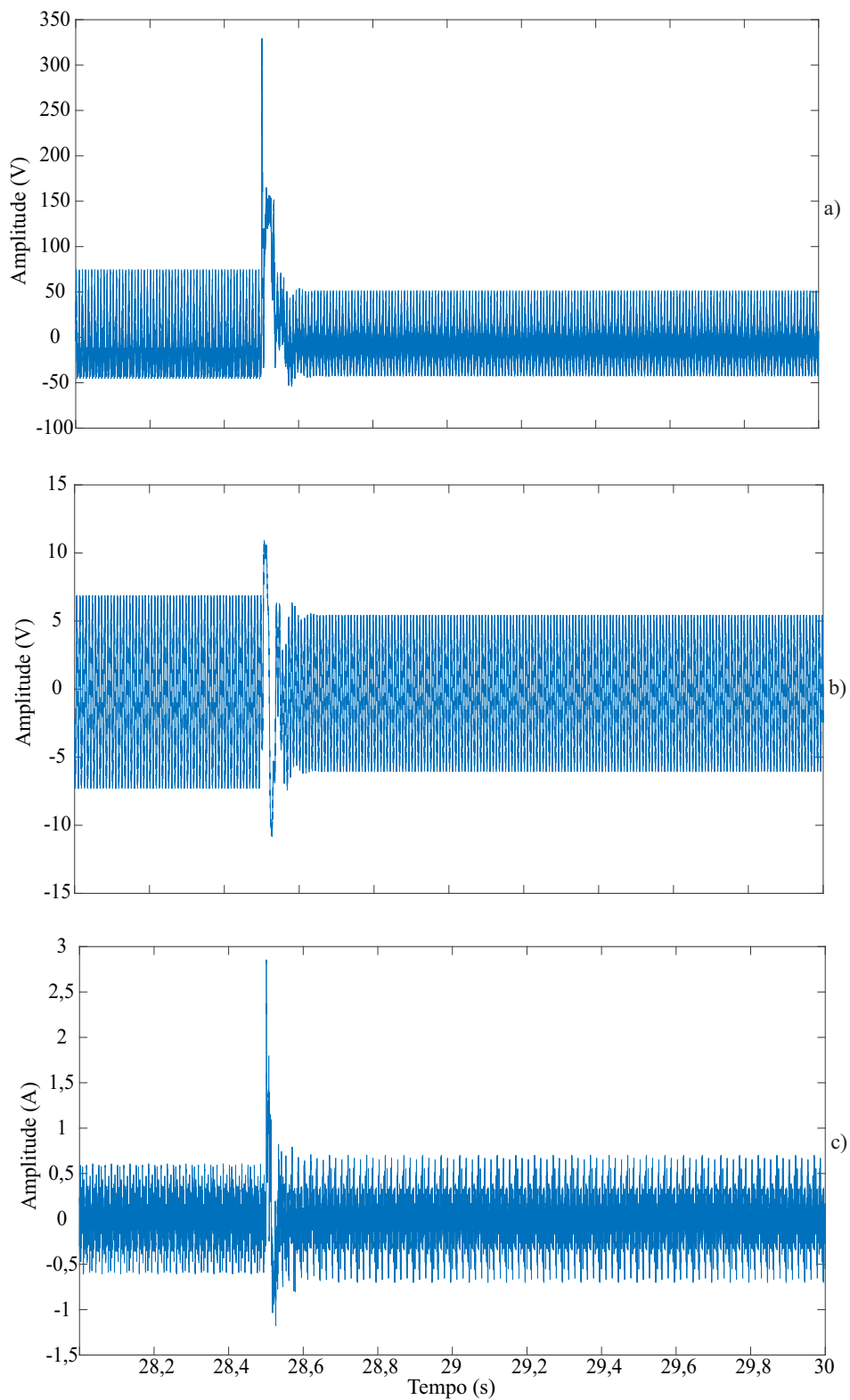
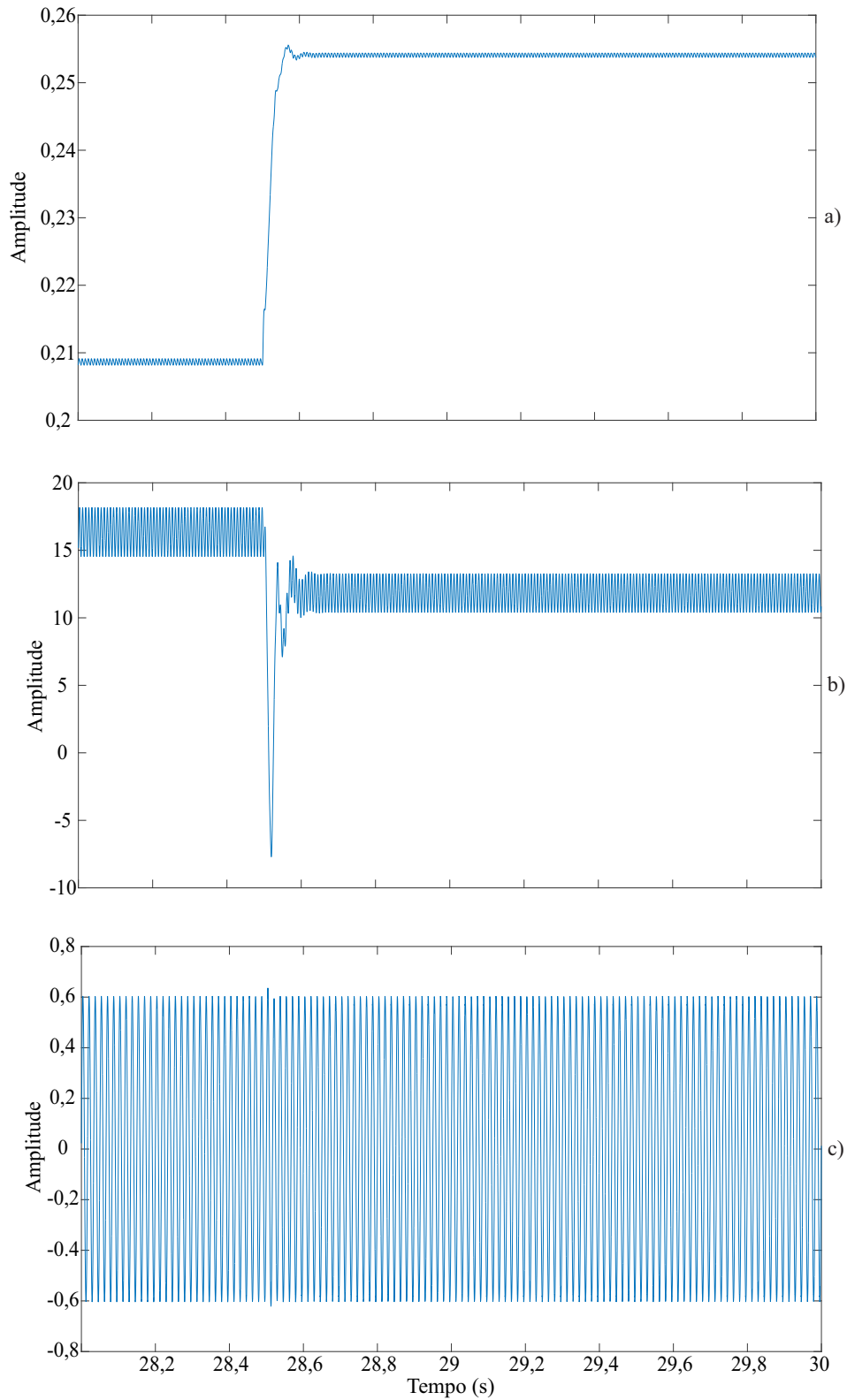


Figura 6.8 – Erros de rastreamento dos controladores utilizando a estrutura clássica com controle indireto de  $v_{PV}$  (Sistema B: PSIM). a) PI para controle indireto de  $v_{PV}$ ; b) PI para  $v_{PN}$  e c) P+R para  $i_{grid}$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 6.9 – Ações de controle dos compensadores utilizando a estrutura clássica com controle indireto de  $v_{PV}$  (Sistema B: PSIM). a) PI para controle indireto de  $v_{PV}$ ; b) PI para  $v_{PN}$  e c) P+R para  $i_{grid}$ .



### 6.1.5 Variação paramétrica da indutância na rede (Sistema B)

Para verificar a estabilidade da estrutura de controle clássica com regulação indireta da tensão  $v_{PV}$  diante de variações paramétricas na indutância da rede foi realizado o mesmo ensaio efetuado para o Sistema A, com os valores adicionais de indutância:  $L_g = 0,5mH$ ,  $L_g = 1mH$  e  $L_g = 2mH$ , inseridas em série com a indutância  $L_g$  projetada para o filtro LCL após o sistema entrar em regime permanente. Assim, a simulação também pode ser dividida em 2 eventos distintos:

Evento 1 - A simulação é iniciada com uma referência de tensão de entrada de 181,44V (irradiância=  $1000W/m^2$ ) e uma referência do valor de pico da tensão equivalente de barramento de 300V, valores característicos do sistema em regime permanente no ponto de máxima potência.

Evento 2 - É realizada a adição de indutância na rede em  $t = 28,5s$ .

As Figuras 6.10 - 6.12, referentes a estrutura de controle clássica com regulação indireta de  $v_{PV}$ , apresentam as formas de onda da corrente injetada na rede, o erro de rastreamento do controlador P+R e sua ação de controle diante da variação paramétrica na indutância da rede para valores adicionais de  $L_g = 0,5mH$ ,  $L_g = 1mH$  e  $L_g = 2mH$ .

Conforme pode ser visto nas Figuras 6.10 - 6.12, o sistema apresenta divergência em todos ensaios que há adição de indutância na rede. É possível observar nas figuras que a corrente injetada na rede ( $i_{grid}$ ) estava regulada, em regime permanente, no instante do degrau em  $t = 28,5s$ . Todavia, logo após a inserção da indutância adicional  $L_g$ , o erro de rastreamento aumenta drasticamente e o controlador não é capaz de fazer a regulação adequada da corrente, de modo que o sistema diverge, se mostrando completamente instável em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede.

## 6.2 ESTRUTURA DE CONTROLE MRAC-SM

### 6.2.1 Ordem de execução do algoritmo

Com as considerações para projeto da estrutura de controle MRAC-SM postas e o equacionamento do controlador realizado, pode-se definir a ordem de execução do algoritmo responsável por efetuar a regulação das variáveis de interesse. Tendo em vista que ambos os controladores, tanto para a parte CC quanto para a parte CA, são baseados em um modelo de referência de primeira ordem, contendo uma ação *Sliding Mode* de primeira ordem, a sequência de execução do algoritmo é bastante semelhante e pode ser tratada da mesma forma para ambas estruturas de controle. A principal mudança entre os controladores projetados é que a estrutura MRAC-SM para o lado CA detém 5 parâmetros a

Figura 6.10 – Forma de onda da corrente injetada na rede regulada por um controlador P+R considerando uma variação paramétrica de indutância na rede (Sistema B: PSIM). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .

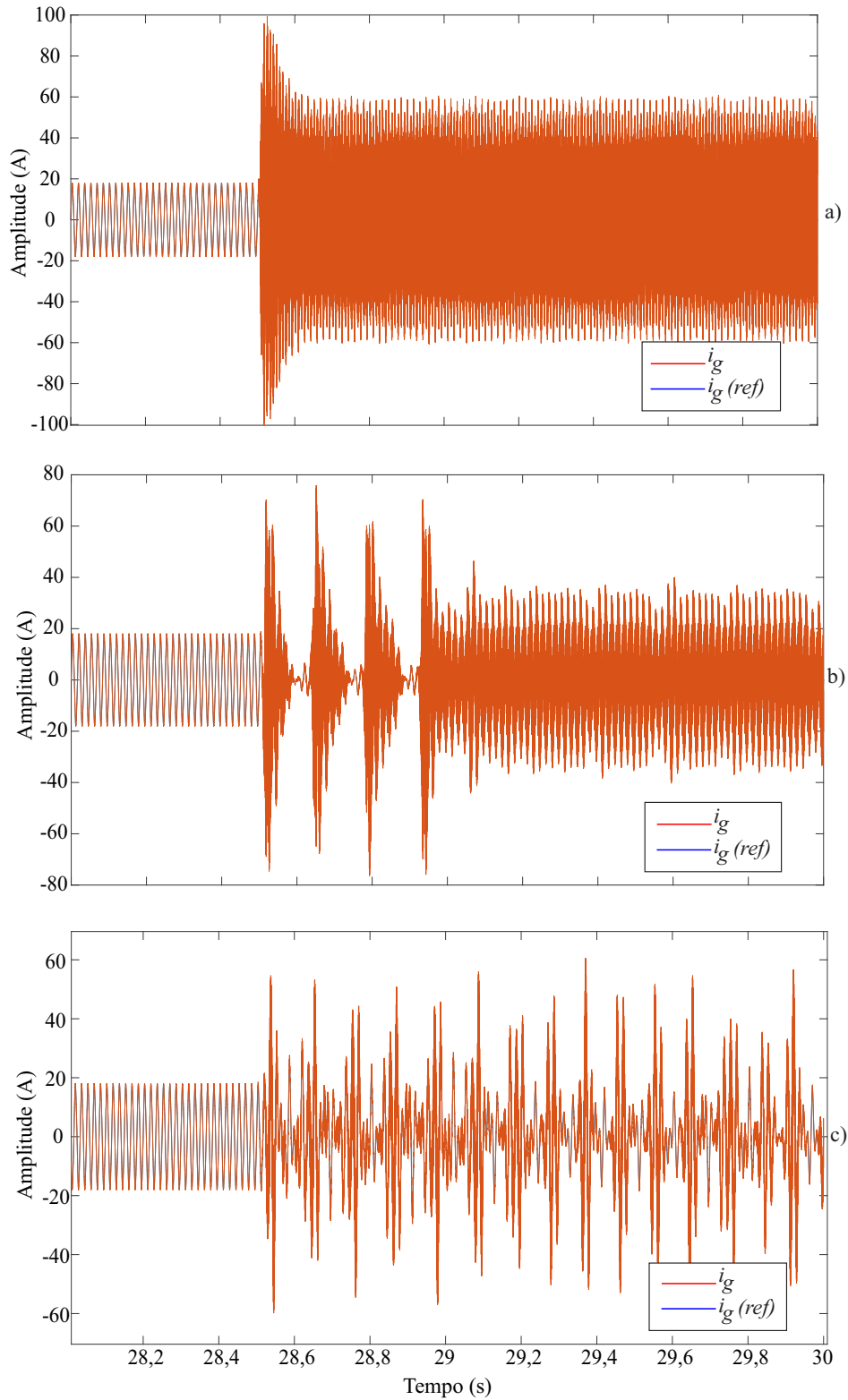




Figura 6.11 – Erro de Rastreamento do controlador P+R para regulação da corrente injetada na rede em um cenário de variação paramétrica na indutância da rede (Sistema B: PSIM). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .

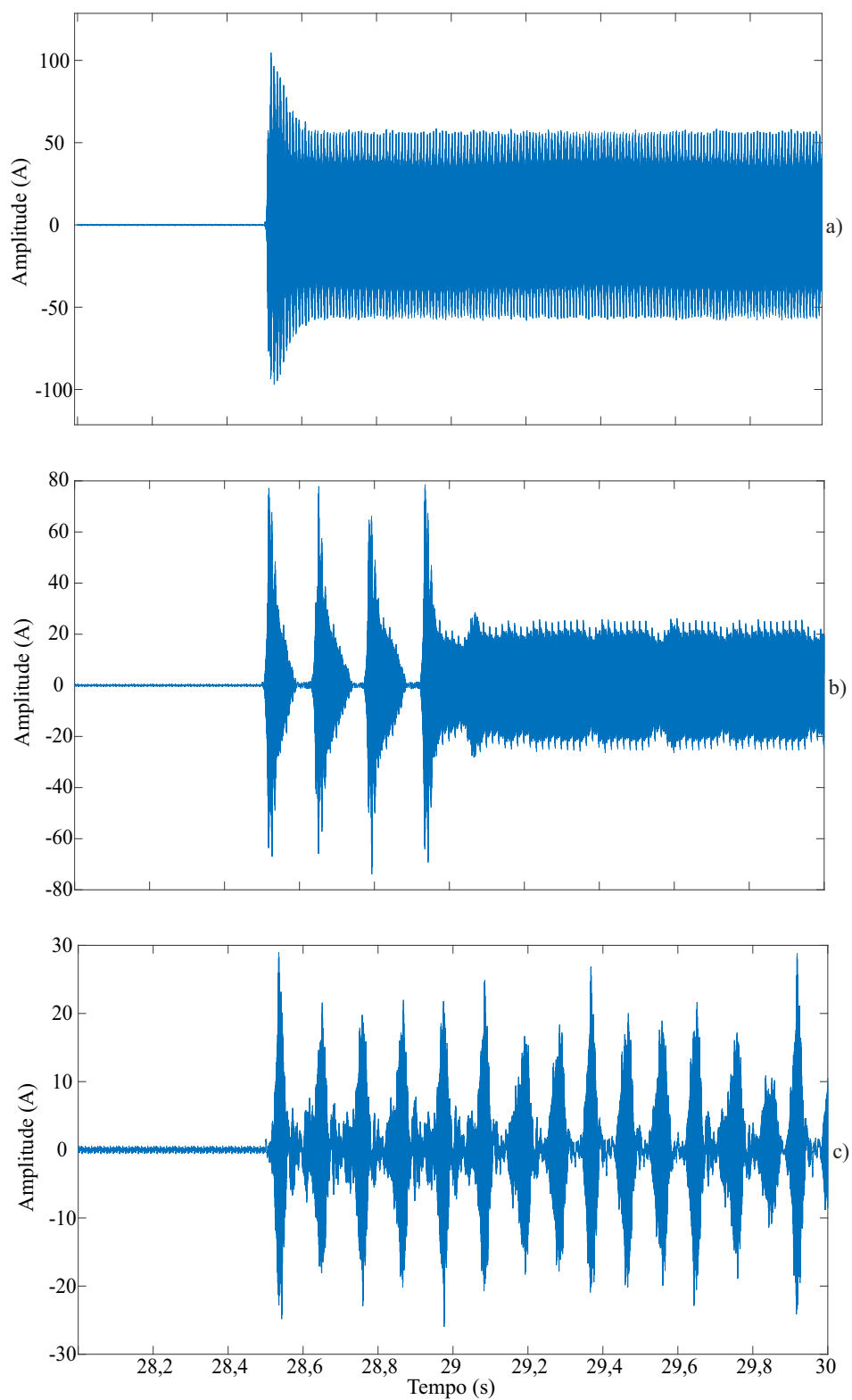
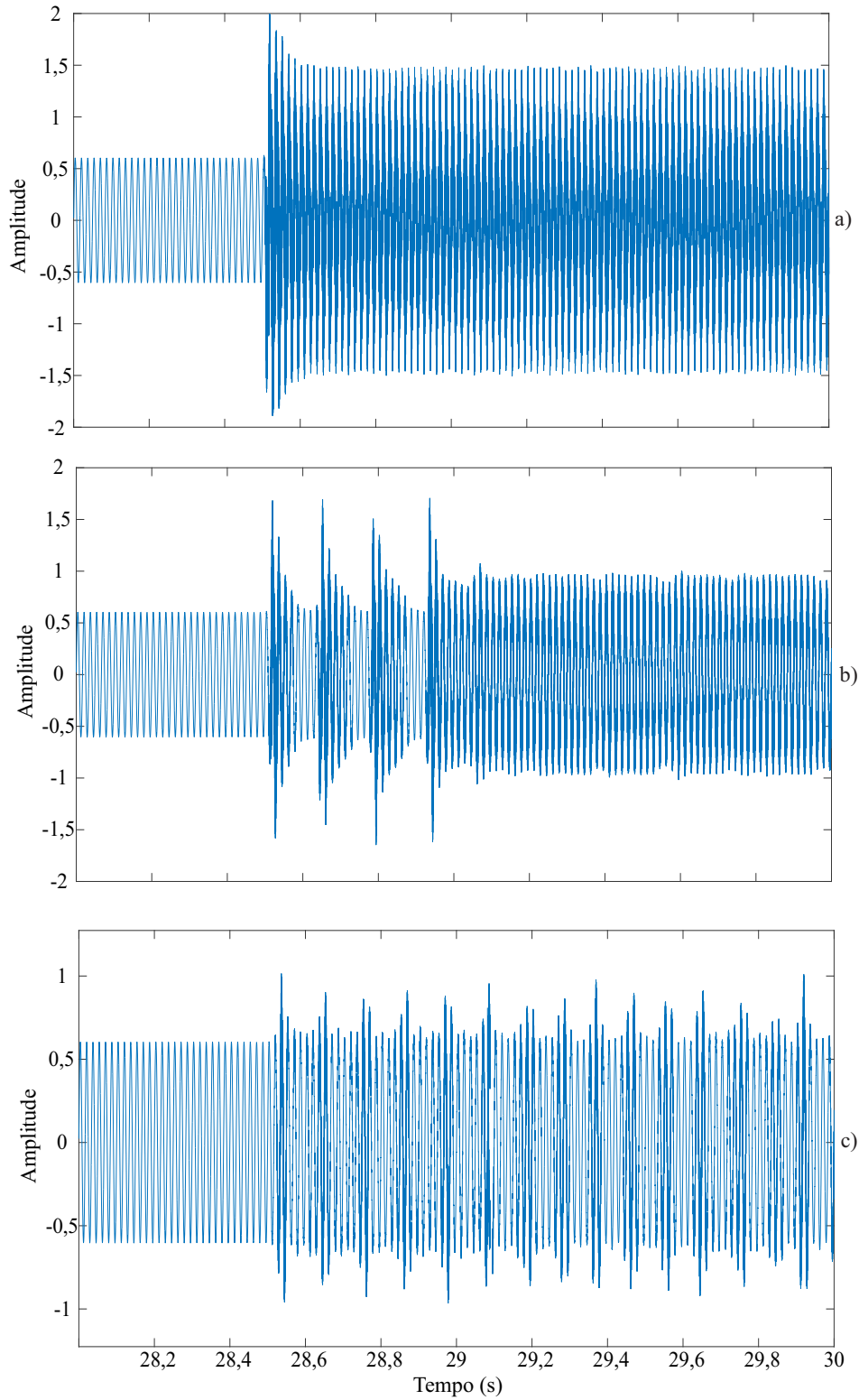


Figura 6.12 – Ação de controle P+R para regulação da corrente injetada de saída considerando uma variação paramétrica na indutância da rede (Sistema B: PSIM). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .



serem adaptados e sua ação de controle completa detém uma terceira parcela, referente ao distúrbio periódico, como discutido no capítulo 5. Já a estrutura MRAC-SM do lado CC apresenta 3 parâmetros a serem adaptados e sua ação de controle possui duas parcelas, uma referente ao MRAC e outra ao SM. Todavia, levando em consideração que os ganhos de adaptação e as ações de controle são atualizadas sequencialmente, não existe mudança conceitual na execução do algoritmo, apenas surgem 2 novos parâmetros a serem adaptados e mais uma ação de controle é calculada a cada iteração do programa.

Dessa forma, o algoritmo pode ser descrito da seguinte maneira:

1º: Inicialização das variáveis, do ganho de adaptação, normalizador e ganhos do *Sliding-Mode*.

2º: Atualização da referência  $r(k)$ , da saída da planta  $y(k)$  e da saída do modelo de referência  $y_m(k)$ .

3º: Atualização do erro de rastreamento  $e_1$ .

4º: Atualização da função sigmoide, utilizada posteriormente na ação de controle *Sliding-Mode*.

5º: Atualização da ação de controle  $u$ , composta pela ação de controle *Sliding-Mode*,  $u_{SM}$ , e MRAC,  $u_{MRAC}$ . Na implementação para o lado CA, atualização e incorporação em  $u$  da lei de controle referente ao distúrbio periódico,  $u_d$ .

6º: Atualização dos filtros auxiliares  $\zeta_u$ ,  $\zeta_y$  e  $\zeta_{SM}$ . Para a estrutura MRAC-SM do lado CA, adicionalmente atualiza-se  $\zeta_c$  e  $\zeta_s$ , referente a modelagem da tensão da rede como distúrbio periódico.

7º: Atualização do sinal do normalizador,  $m^2$ .

8º: Atualização dos coeficientes de adaptação:  $\theta_u$ ,  $\theta_y$  e  $\theta_{SM}$ . Para a estrutura MRAC-SM do lado CA, adicionalmente atualiza-se  $\theta_c$  e  $\theta_s$ , coeficientes de adaptação em fase e quadratura, referente a tensão da rede,  $v_g(k)$ .

### 6.2.2 Variação paramétrica de irradiância na malha cascata totalmente adaptativa (Sistema C)

Considerando uma malha cascata totalmente adaptativa, utilizando os controladores MRAC-SM projetados anteriormente de forma conjunta, tem-se um sistema adaptativo para o lado CC e outro para o lado CA do conversor *quasi-Z-Source*. O controlador PI projetado para regulação direta da tensão do arranjo fotovoltaico é mantido (Sistema A), sendo a única estrutura de controle clássica presente no sistema.

Sendo assim, com um controlador PI para regulação direta da tensão do arranjo fotovoltaico, um controlador MRAC-SM para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e outro controlador MRAC-SM para regulação da corrente injetada na rede, a simulação pode ser dividida em 2 eventos:

Evento 1 - O ensaio é iniciado com referência de tensão do arranjo fotovoltaico ( $v_{PV}$ ) de 181,44V (irradiância=  $1000W/m^2$ ) e referência do valor de pico da tensão equivalente de barramento ( $v_{PN}$ ) de 300V.

Evento 2 - É realizada uma variação de 15% do valor de MPP na fonte de corrente de entrada em  $t = 28,5s$ , referente a uma variação de irradiância no sistema de  $1000W/m^2$  para  $700W/m^2$ .

Os valores dos coeficientes MRAC-SM para o lado CC quanto para o lado CA utilizados na malha cascata totalmente adaptativa estão apresentados na Tabela 6.1, onde  $T_s$  é o tempo de amostragem,  $G$  é o ganho do normalizador e  $\gamma$  é a taxa fixa de adaptação do sistema. Os vetores  $\theta$  e  $\zeta$  estão na seguinte ordem:  $u$ ,  $y$  e  $SM$ . Ainda, para a parte CA, tem-se  $c$  e  $s$ .  $M$  e  $\epsilon$  são constantes da parcela *Sliding-Mode*.

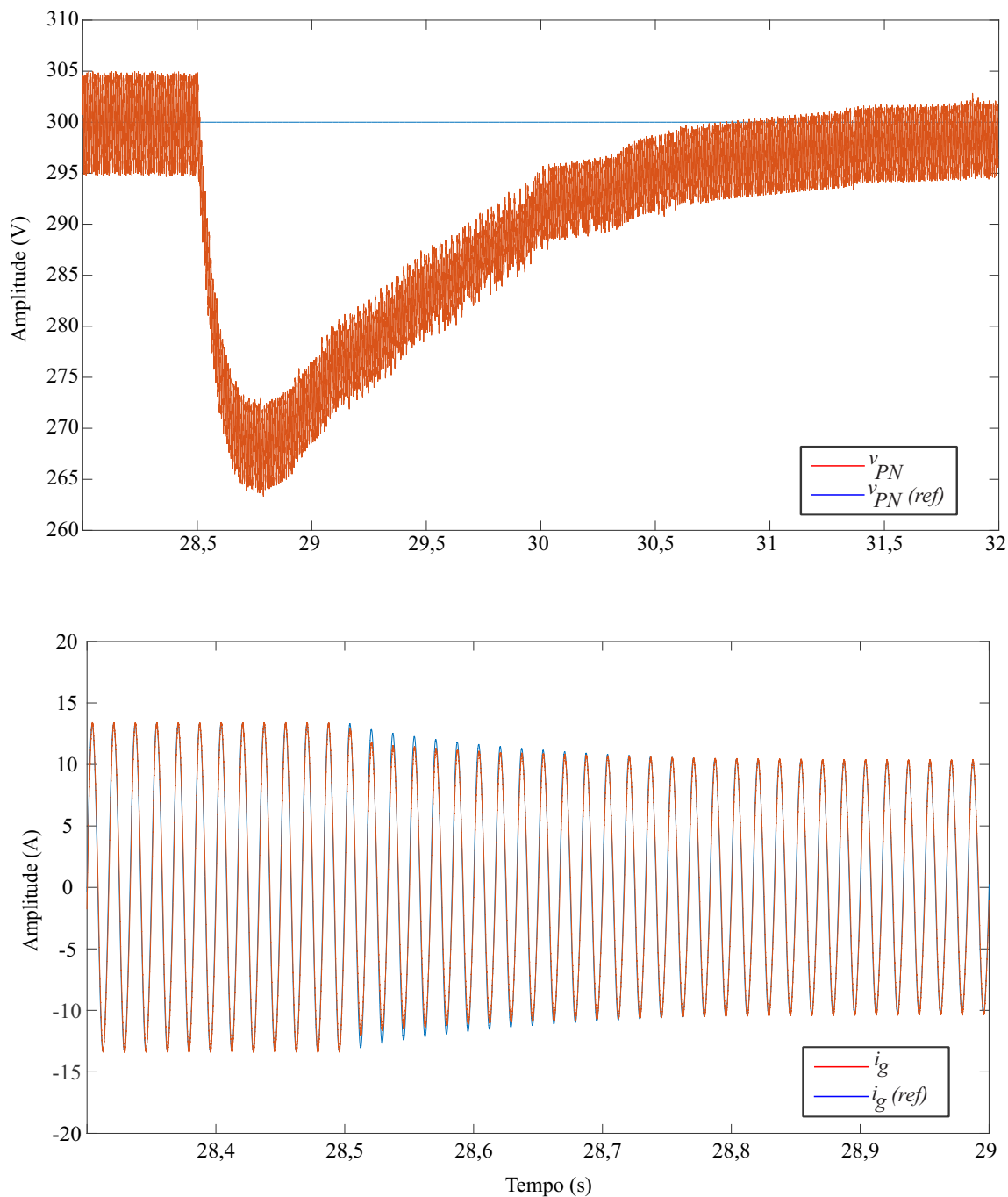
Tabela 6.1 – Parâmetros de simulação da estruturas MRAC-SM cascata para o conversor qZS.

Coeficiente	Valor
$T_s$	$100\mu s$
$G (CC)$	500
$G (CA)$	5000
$\gamma (CC)$	500
$\gamma (CA)$	8000
$\theta_0 (CC)$	$[25 \quad -1 \quad 2, 2]^T$
$\theta_0 (CA)$	$[-125 \quad -0,6 \quad -0,1 \quad 8 \cdot 10^{-5} \quad 2,79 \cdot 10^{-2}]^T$
$\zeta_0 (CC)$	$[0 \quad 0 \quad 0]^T$
$\zeta_0 (CA)$	$[0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$
$M (CC \text{ e } CA)$	0,004
$\epsilon (CC \text{ e } CA)$	0,15

As Figuras 6.13-6.16 apresentam os sinais do sistema em malha fechada utilizando um controlador PI para regulação direta da tensão do arranjo PV, um controlador MRAC-SM para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e um controlador MRAC-SM para regulação da forma de onda da corrente injetada na rede diante de um cenário com degrau de irradiância. Como a regulação da tensão de entrada é realizada de forma direta com uma malha simples durante o período de ST, com o controlador PI projetado anteriormente, não se faz necessário mostrar seus resultados de regulação, tendo em vista que são praticamente idênticos aqueles já obtidos com a estrutura de controle clássica, representados pelas Figuras 6.1-6.3. Portanto, os resultados de simulação terão como foco as estruturas MRAC-SM.

As Figuras 6.13 e 6.14 apresentam as formas de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento e da corrente injetada na rede reguladas pelos controladores MRAC-SM na malha cascata do período de NST. Como pode ser observado nas figuras, verifica-se que ambos os sinais são regulados adequadamente, mesmo após o degrau de

Figura 6.13 – Forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede reguladas pelos controladores MRAC-SM na malha cascata diante de um degrau de irradiância (PSIM).



Fonte: Próprio autor.

Figura 6.14 – Erros de rastreamento dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede diante de um degrau de irradiância (PSIM). a)  $e_{vPN}$ ; b)  $e_{ig}$ .

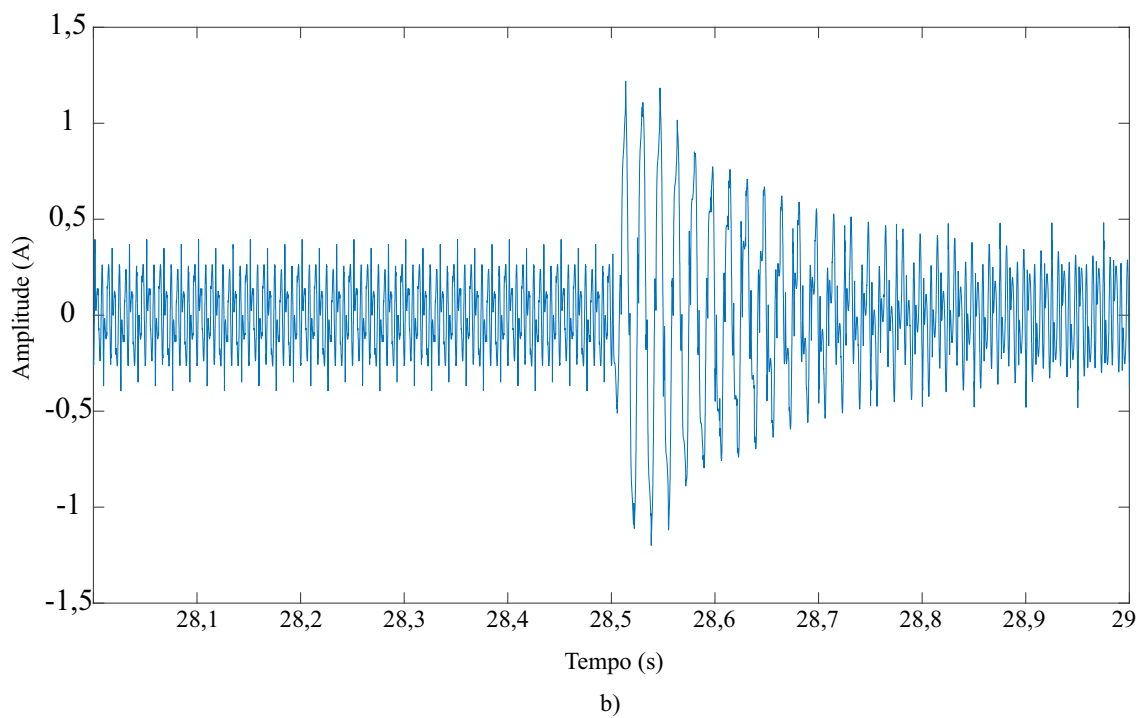
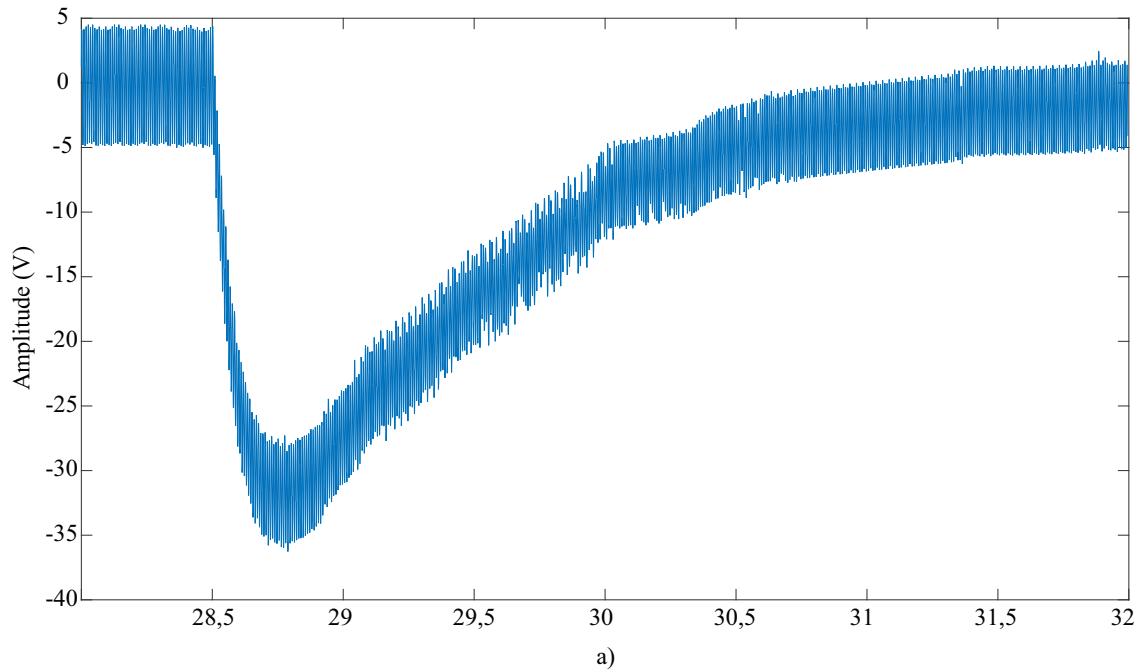


Figura 6.15 – Ações de controle dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede diante de um degrau de irradiância (PSIM).

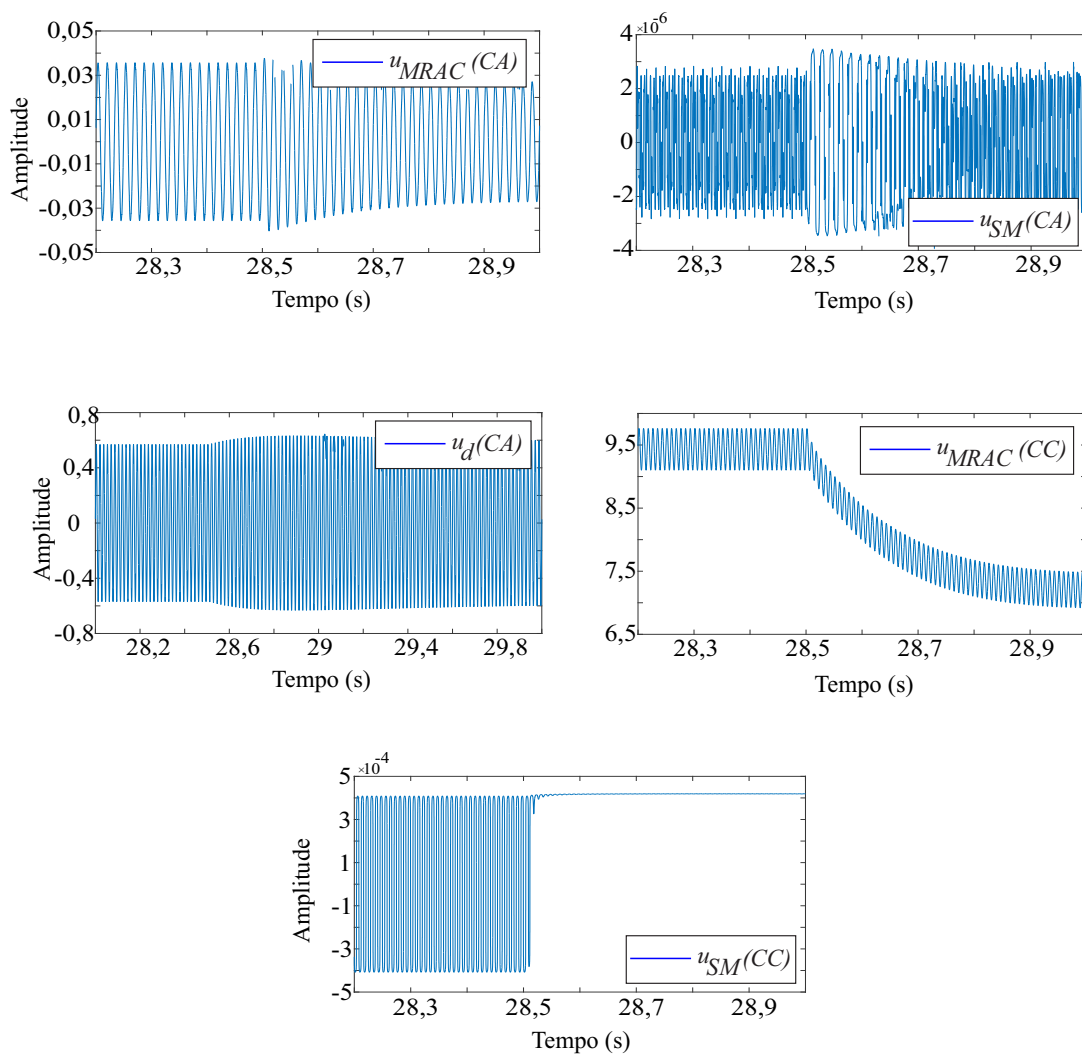
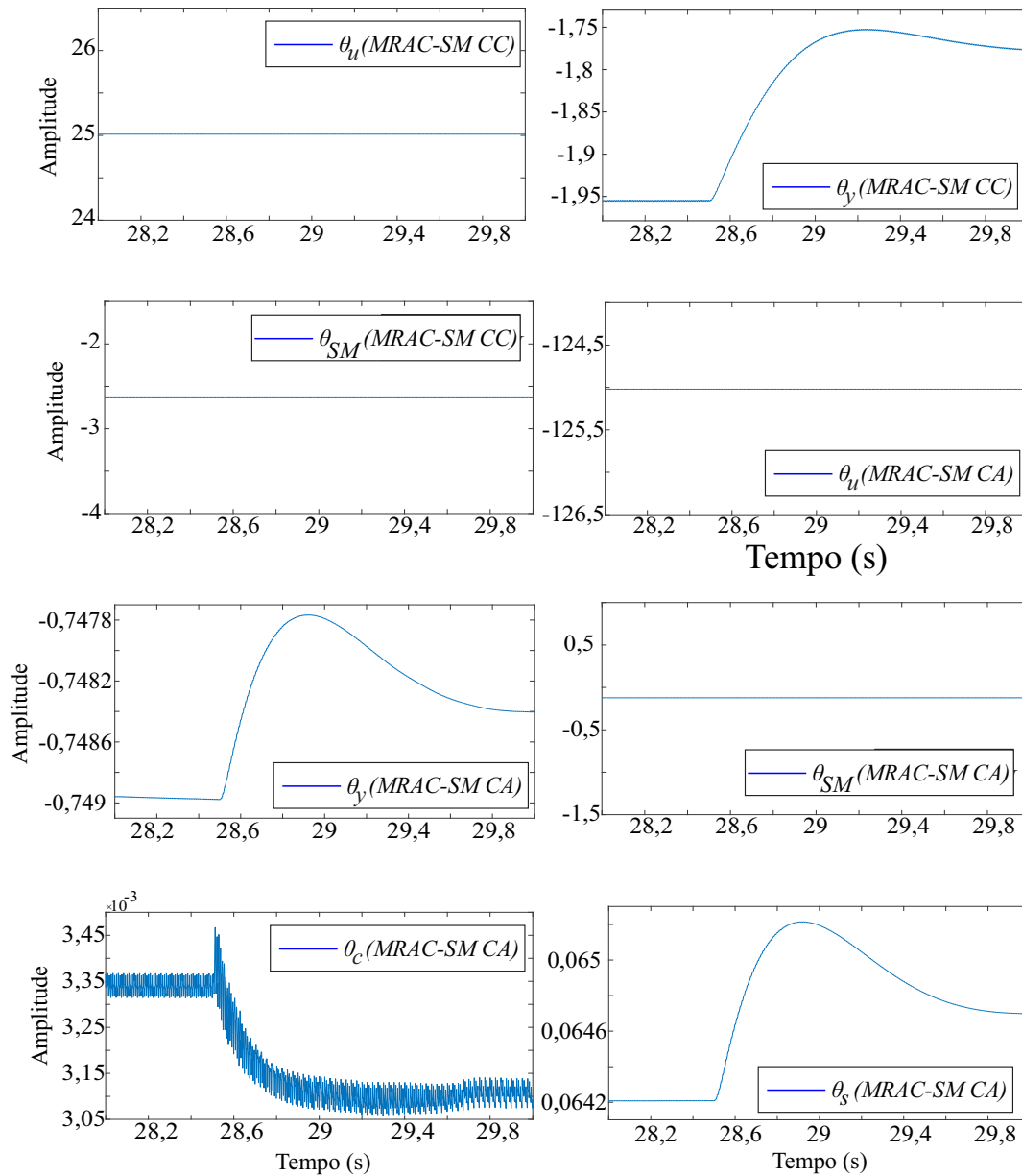


Figura 6.16 – Ganhos de adaptação dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e forma de onda da corrente injetada na rede diante de um degrau de irradiância (PSIM).





irradiância. A tensão de barramento, referente ao valor de pico da tensão  $v_{PN}$ , apresenta um *undershoot* de aproximadamente 11% após a perturbação, e por apresentar dinâmica mais lenta se comparada ao controlador de corrente, mesmo 3s após o degrau, ainda não havia convergido para seu valor final de regulação, mas estava próximo da convergência. Isso ocorre devido as diferentes taxas de adaptação dos coeficiente das estruturas de controle, conforme mostrado na Tabela 6.1, onde  $\gamma = 500$  para a estrutura MRAC-SM do lado CC e  $\gamma = 8000$  para a estrutura MRAC-SM CA.

A Figura 6.15 apresenta as ações de controle das estruturas de controle adaptativas. É possível observar que as ações SM se mostram atuantes logo após a perturbação, colaborando para uma convergência mais rápida do sinal de interesse. A ação de controle MRAC é majoritária em amplitude para a estrutura MRAC-SM do lado CC, ou seja, a ação por modelo de referência adaptativa é predominante no funcionamento desse controlador, enquanto a ação SM tem função de colaborar ativamente na convergência dos ganhos de adaptação na presença de distúrbios. Todavia, nota-se um resultado diferente para a estrutura MRAC-SM do lado CA, onde a ação de controle  $u_d$ , referente ao distúrbio periódico da tensão senoidal da rede, apresenta uma significância maior que as demais em termos de amplitude. A ação de controle  $u_d$  em conjunto com a ação  $u_{MRAC}$  são diretamente responsáveis pelo funcionamento da estrutura MRAC-SM do lado CA, pois uma representa a dinâmica imposta pela rede e outra o esforço de adaptação dos parâmetros para seguir o modelo de referência. Note que a ação de controle  $u_d$ , assim como as demais, também apresenta mudança diante da variação de irradiância no sistema.

Por fim, a Figura 6.16 apresenta os ganhos de adaptação das estrutura MRAC-SM do lado CC e CA para uma variação de irradiância. Analisando a Figura 6.16 se percebe que os parâmetros de adaptação  $\theta_y$  de ambas estruturas (CC e CA) são perturbados diante do degrau de irradiância, buscando a convergência para novos valores. Ainda, os parâmetros  $\theta_c$  e  $\theta_s$ , referentes a decomposição da tensão da rede em fase e quadratura do controlador MRAC-SM responsável pela regulação da corrente injetada na rede, também são significativamente impactados com o distúrbio e convergem para novos valores após a variação. Nota-se que a perturbação imposta não foi suficiente para movimentar os ganhos  $\theta_u$  e  $\theta_{SM}$  tanto da parte CC quanto da parte CA, que seguem em seus valores de convergência anteriores ao distúrbio.

### 6.2.3 Variação paramétrica da indutância da rede na malha cascata totalmente adaptativa (Sistema C)

Seguindo a mesma metodologia, a simulação com relação a variação da indutância na rede para a malha cascata completamente adaptativa pode ser dividida em 2 etapas:

Evento 1 - O ensaio é inicializado com uma referência de tensão de entrada de

181,44V (irradiância=1000W/m<sup>2</sup>) e uma referência do valor de pico da tensão equivalente de barramento de 300V.

Evento 2 - É realizada a adição da indutância na rede em  $t = 28,5s$ .

As Figuras 6.17-6.23 apresentam os sinais do sistema em malha fechada utilizando um controlador PI para regulação direta de  $v_{PV}$ , um controlador MRAC-SM para regulação do valor de pico de  $v_{PN}$  e um controlador MRAC-SM para controle de  $i_{grid}$  em um cenário de variação da indutância da rede.

A Figura 6.17 apresenta a forma de onda da corrente injetada na rede regulada pela malha cascata totalmente adaptativa diante de um cenário de variação da indutância da rede. Na figura 6.17 se pode observar que a estrutura MRAC-SM faz a regulação da corrente mesmo na presença de um valor elevado de indutância de 2mH. Nota-se o aumento da amplitude da corrente regulada logo após o instante de adição de indutância, em  $t = 28,5s$ , mas a perturbação ocorre por um curto espaço de tempo, e poucos ciclos de rede após o distúrbio a corrente já se mostra regulada, sem apresentar deterioração.

A Figura 6.18 apresenta a forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento, também regulada por um controlador MRAC-SM. Na Figura 6.18 se pode verificar que da mesma forma como ocorre com a regulação de corrente, o *overshoot* após a perturbação aumenta, mas fica limitado a um valor menor que 3% do sinal de referência. Esse efeito de elevação dos sinais regulados durante o período transitório também pode ser observado na Figura 6.19, se traduzindo em um aumento do erro de rastreamento nos ciclos que sucedem a variação paramétrica da indutância da rede. Todavia, o erro de rastreamento se normaliza rapidamente após a adição de indutância na rede, mostrando que as estruturas MRAC-SM para o lado CC e CA fazem a regulação dos sinais de interesse na presença de uma variação paramétrica de indutância na rede com baixo erro de rastreio.

As Figuras 6.20 e 6.21 apresentam as ações de controle das estruturas MRAC-SM diante de um incremento de indutância na rede. De acordo com as figuras, pode-se observar o esforço das ações de controle  $u_{MRAC}$  para manter o sistema regulado diante da variação paramétrica. Ainda, nota-se que a ação  $u_{SM}$  é mais presente no controlador de corrente, atuando diretamente no período transitório. Para o controlador de tensão, a ação  $u_{SM}$  apresenta apenas uma pequena variação diante de uma indutância na rede de 2mH. Ainda, verifica-se que a variação paramétrica imposta praticamente não perturba a ação  $u_d$  do controlador MRAC-SM da parte CA.

Com relação aos ganhos de adaptação, apresentados nas Figuras 6.22 e 6.23, observa-se que os parâmetros são perturbados logo após a variação de indutância, mas todos buscam convergir para novos valores, referentes a mudança imposta no sistema, sem apresentar qualquer divergência. Nota-se ainda que as perturbações impostas na planta não foram suficientes para modificar os valores de convergência dos parâmetros  $\theta_u$  e  $\theta_{SM}$  da estrutura MRAC-SM para o lado CC, bem como o ganho de adaptação  $\theta_u$  da estrutura MRAC-SM para o lado CA.

Figura 6.17 – Forma de onda da corrente injetada na rede regulada pela malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM).  
a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .

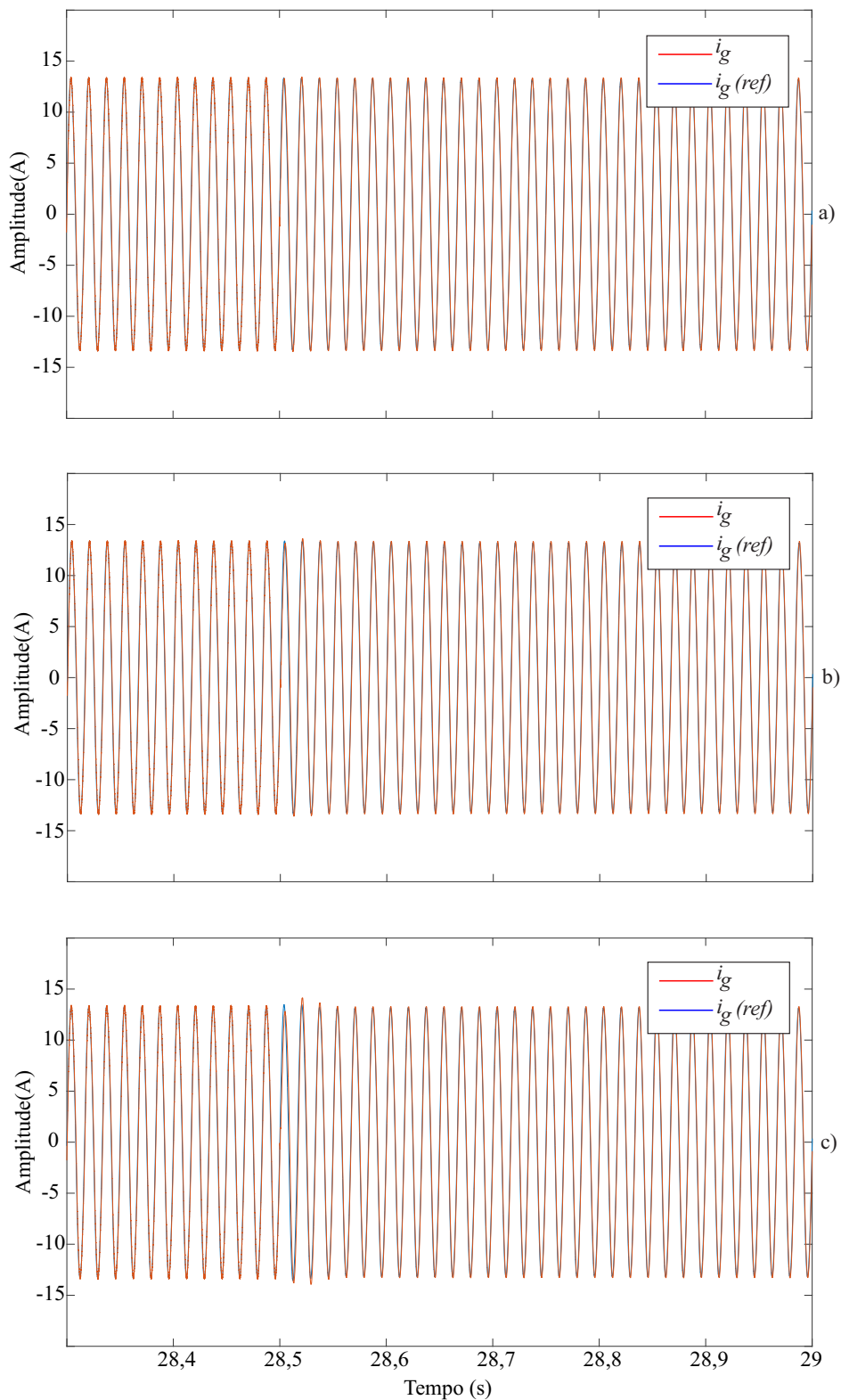


Figura 6.18 – Forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento regulada pela malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .

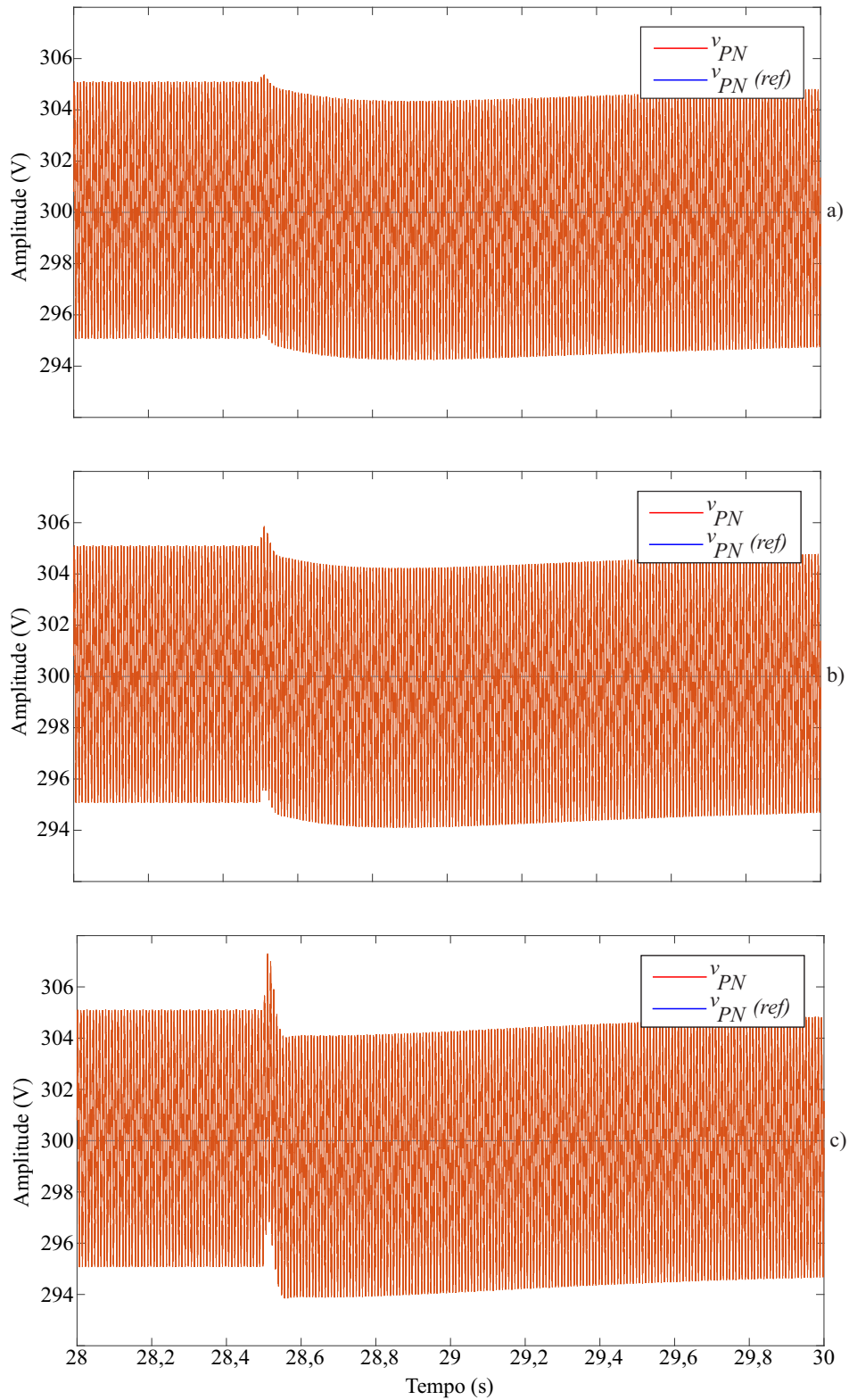
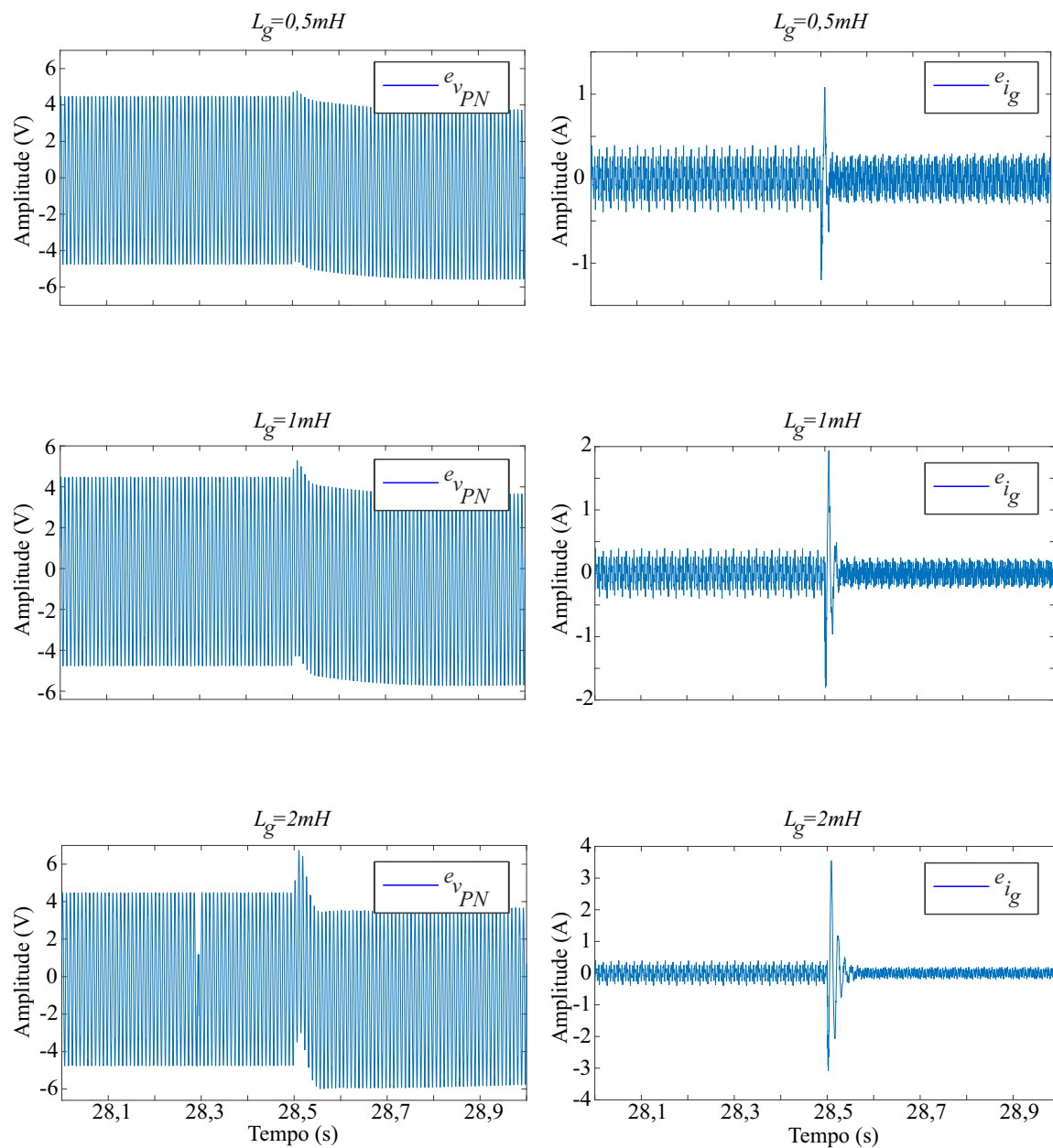
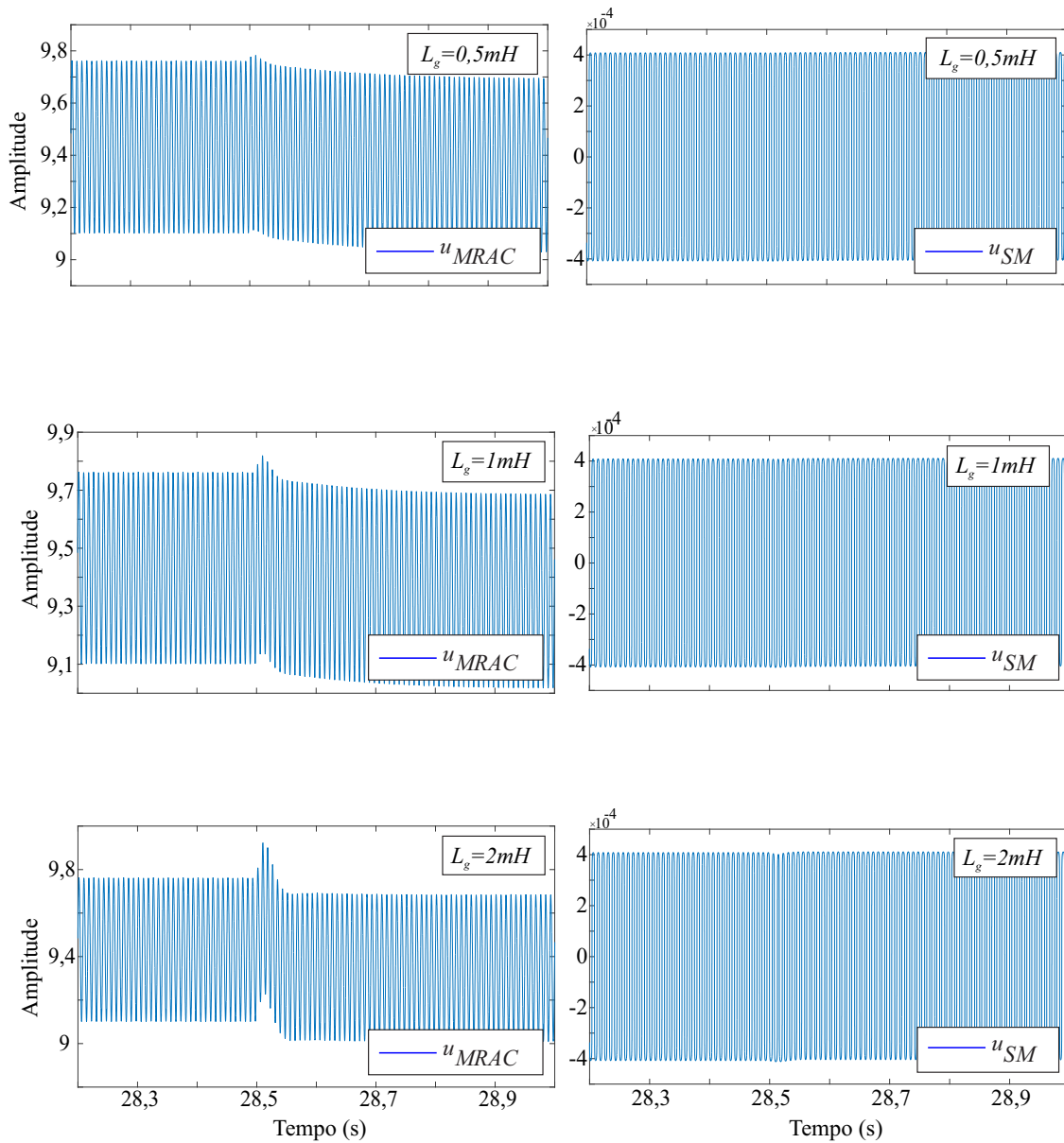


Figura 6.19 – Erros de rastreamento dos controladores MRAC-SM da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 6.20 – Ações de controle do controlador MRAC-SM do lado CC da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM).



Fonte: Próprio autor.

Figura 6.21 – Ações de controle do controlador MRAC-SM do lado CA da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (PSIM).

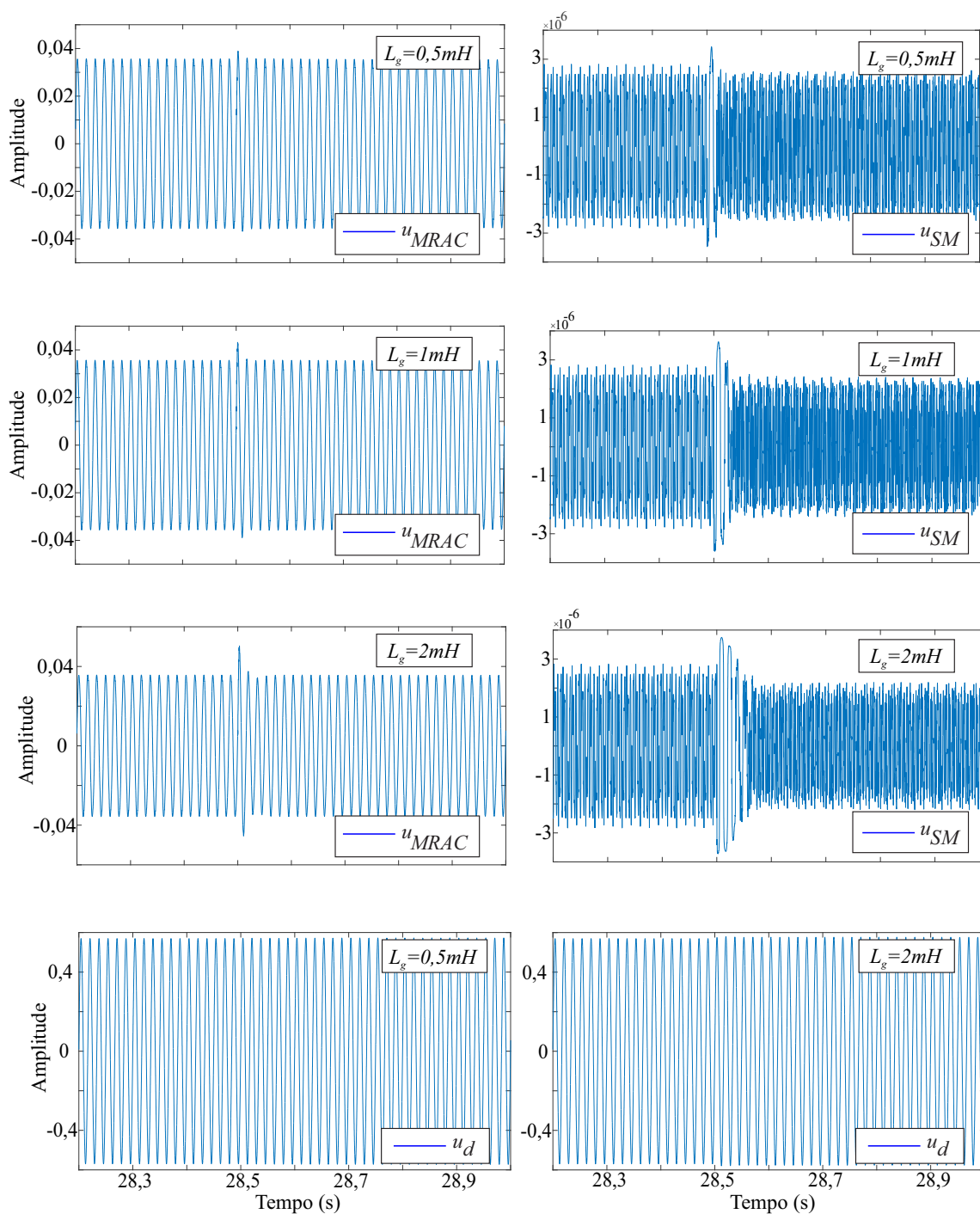
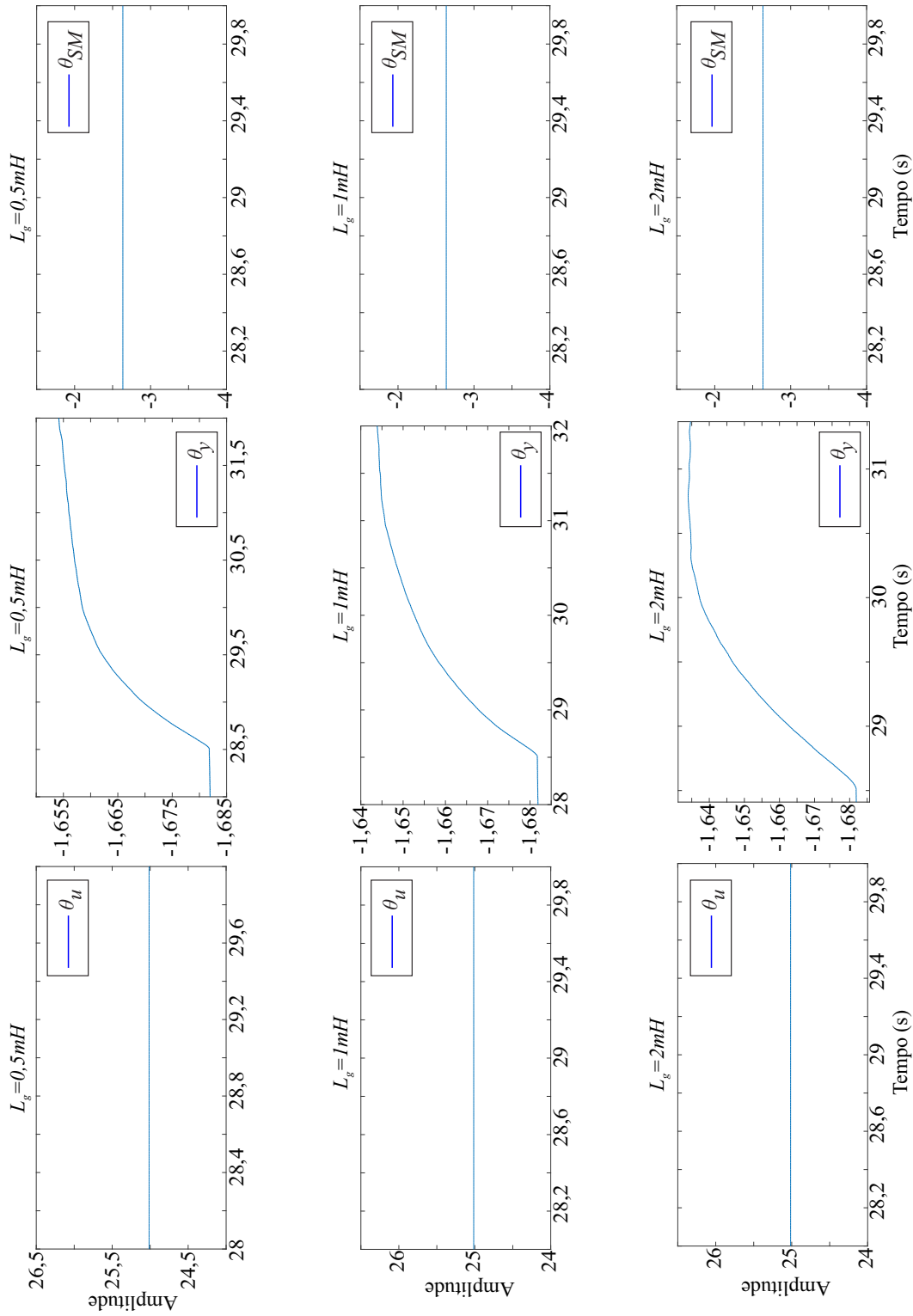


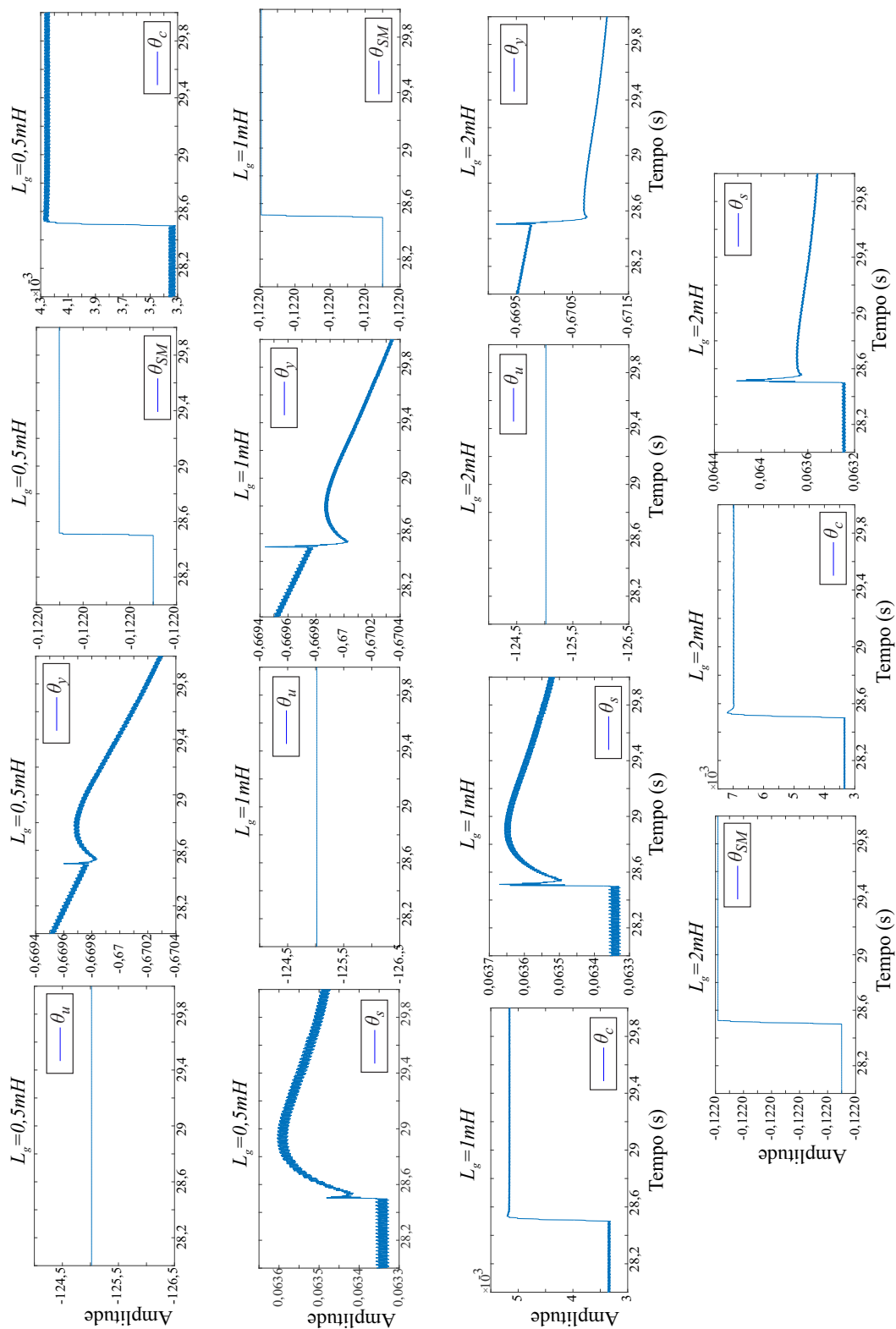
Figura 6.22 – Ganhos de adaptação do controlador MRAC-SM do lado CC para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento da malha cascata adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM).



Fonte: Próprio autor.



Figura 6.23 – Ganhos de adaptação do controlador MRAC-SM do lado CA para regulação da corrente de saída da malha cascata adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância na rede (PSIM).



Fonte: Próprio autor.

### 6.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou os resultados de simulação dos controladores clássicos e da estrutura de controle MRAC-SM projetada para o inversor *quasi-Z-Source* no *software* PSIM© .

Com relação a estrutura de controle clássica que faz a regulação direta da tensão  $v_{PV}$ , projetada de acordo com o modelo *Norton* e capacitor de entrada (Seção 4.1 do Capítulo 4), percebe-se que a estrutura apresenta baixo erro de rastreamento dos sinais regulados mesmo na presença de um degrau de irradiância. Todavia, se mostra sensível a adição de um valor elevado de indutância na rede ( $L_g = 2mH$ ), como visto nas Figuras 6.1-6.6.

No que se refere a estrutura de controle clássica que faz a regulação indireta da tensão  $v_{PV}$ , projetada de acordo com o modelo *Thevenin* e o parâmetro  $r_{RES}$  (Seção 4.2 do Capítulo 4), nota-se o elevado erro de rastreamento presente no controlador PI do período de ST em regime permanente e na presença de um degrau de irradiância, bem como um erro de rastreamento de  $v_{PN}$  e  $i_{grid}$  com maior amplitude se comparado a estrutura de controle clássica com regulação direta. Ainda, percebe-se a completa instabilidade do sistema diante da adição de indutância na rede, como pode ser observado nas Figuras 6.10-6.12. Diante dessas limitações, a estrutura clássica com regulação indireta de  $v_{PV}$  não será considerada para comparação com a estrutura adaptativa em ambiente *Hardware in the Loop*.

Quando se tem a malha cascata totalmente adaptativa, composta por um controlador MRAC-SM para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e outro controlador MRAC-SM para regulação da corrente injetada na rede, a estrutura de controle proposta apresenta bom desempenho, baixo erro de rastreamento dos sinais regulados e se mostra robusta a variações paramétricas na fonte e na rede, não apresentando qualquer tipo de instabilidade diante de incertezas e distúrbios aplicados, como visto nas Figuras 6.13-6.23.

Isso posto, após realizadas as simulações das estruturas clássicas e adaptativa para o inversor *quasi-Z-Source* no *software* PSIM©, pode-se prosseguir para o ambiente *Hardware in the Loop*, que será apresentado no próximo capítulo.

## 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM *HARDWARE IN THE LOOP*

Este capítulo apresenta os resultados experimentais das estruturas de controle clássica com regulação direta da tensão  $v_{PV}$  e MRAC-SM cascata para o inversor *quasi-Z-Source*. Nos ensaios realizados buscou-se repetir, experimentalmente, os mesmos resultados obtidos durante a simulação no *software* PSIM® apresentados no capítulo anterior.

O sistema foi implementado utilizando um DSP de ponto flutuante, 32 bits, e modelo TMS320F28335, da empresa Texas Instruments®. O cenário onde o conversor foi testado é um ambiente *Hardware in the Loop*, utilizando o *hardware* Typhoon HIL 402, da empresa Typhoon HIL®. Esse tipo de ambiente é comumente utilizado para validação de sistemas de controle e eletrônica de potência, pois se mostrou como uma alternativa de projeto efetiva devido a sua simulação em tempo real, sendo fácil o ajuste de parâmetros, controladores e também para análise da resposta dinâmica de sistemas. Além disso, o ambiente HIL reduz significativamente o tempo de desenvolvimento do sistema de controle e custo de projeto, pois evita a necessidade de desenvolvimento do inversor, dos circuitos de medição e condicionamento (VU et al., 2018).

O conversor simulado detém os parâmetros de projeto apresentados na Tabela 3.2, com a diferença que foram consideradas as resistências parasitas  $r_c$  e  $r_g$  do filtro LCL, com valores de  $0,7\Omega$  e  $0,06\Omega$ , respectivamente. Obviamente, numa aplicação real, os valores das resistências  $r_c$  e  $r_g$ , bem como da indutância da rede, são conhecidos apenas após a implementação do circuito com os elementos reais.

Para realizar o ensaio do conversor é necessária a sincronia com a rede. Para a realização desse sincronismo, é utilizado o filtro de *Kalman* proposto em (CARDOSO et al., 2008). A frequência de chaveamento é a mesma utilizada em simulação no *software* de circuitos, 10kHz, mesmo valor da frequência de amostragem dos sinais de controle adquiridos pelo DSP.

Foram consideradas as seguintes estruturas de controle para realização dos ensaios:

- Sistema clássico, utilizando um controlador PI para regulação direta da tensão do arranjo fotovoltaico e PI na malha cascata para controle do valor de pico da tensão equivalente de barramento. Para controle da corrente injetada na rede, um controlador P+R é utilizado.
- Sistema adaptativo, utilizando uma malha cascata totalmente adaptativa, composta por um controlador MRAC-SM para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e outro controlador MRAC-SM para regulação da corrente injetada na rede. Para controle da tensão do arranjo fotovoltaico, é considerado o controlador PI com regulação direta da tensão PV.

São realizados ensaios com variação na fonte de corrente de entrada, representando um degrau de irradiância de  $1000W/m^2$  para  $700W/m^2$ , e também são feitos testes incrementais de indutância da rede, ambos ensaios realizados com os mesmos degraus e valores de  $L_g$  utilizados nas simulações do capítulo 6. Tendo em vista que os ensaios realizados geraram diversos resultados, serão mostrados apenas aqueles considerados de maior relevância.

Com relação aqueles resultados obtidos dos sinais de controle, adquiridos diretamente do DSP, como erro de rastreamento, ganhos de adaptação e ações de controle, a unidade do eixo horizontal é o número de amostras dos sinais em questão, tendo em vista que a variável de interesse foi armazenada em um *buffer* correspondente a dois períodos da rede. Portanto, a análise desses sinais é realizada em um espaço mais curto de tempo se comparado com aqueles resultados obtidos em simulação no PSIM®. Ainda, quanto aos ganhos de adaptação, os sinais não foram adquiridos de forma simultânea devido a baixa memória de programa disponível pelo DSP, pois os sistemas de controle implementados requerem uma carga matemática pesada, e mesmo para plataformas de processamento de sinais poderosas, como é o caso do TMS320F28335, estouros de memória são comuns diante de aplicações complexas. Dessa forma, os mesmos ensaios foram realizados diversas vezes, adquirindo um sinal por vez. Por isso os instantes de perturbação, em número de amostras, são diferentes de um parâmetro para outro.

## 7.1 ESTRUTURA DE CONTROLE CLÁSSICA

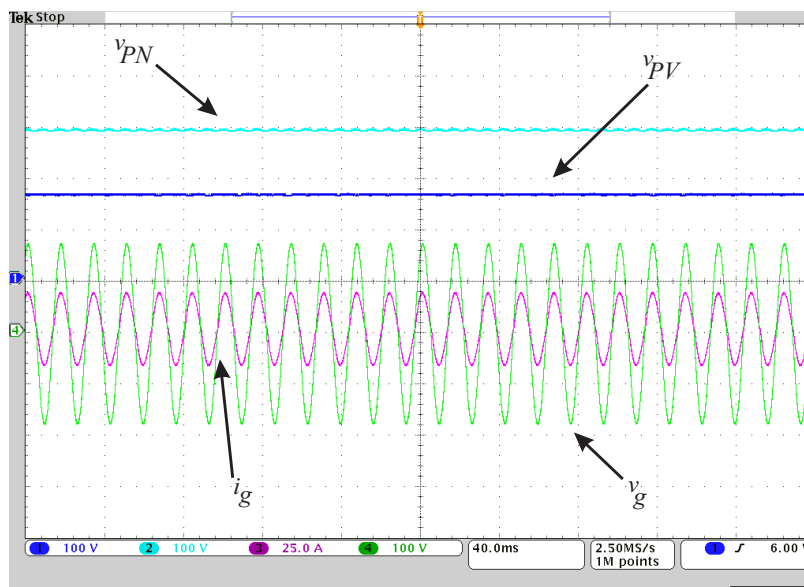
### 7.1.1 Regime permanente

As Figuras 7.1, 7.2 e 7.3 mostram algumas formas de onda do conversor *quasi-Z-Source* em regime permanente. Esses resultados evidenciam o funcionamento correto do inversor qZS e serão mostrados apenas uma vez, tendo em vista que não apresentam variação significativa de uma estrutura de controle para outra.

Conforme pode ser visto nas Figuras 7.1 e 7.2, a tensão do arranjo fotovoltaico,  $v_{PV}$ , valor de pico da tensão de barramento,  $v_{PN}$ , e corrente injetada na rede,  $i_{grid}$ , estão reguladas. Ainda, é possível verificar que a corrente injetada na rede está em fase com a tensão da rede  $v_g$ , como esperado. Na Figura 7.2 é mostrada a forma de onda da tensão de saída do conversor CC-CA, logo após a ponte completa, com 3 níveis e amplitude de aproximadamente 300V, mesmo valor da tensão de pico do barramento equivalente.

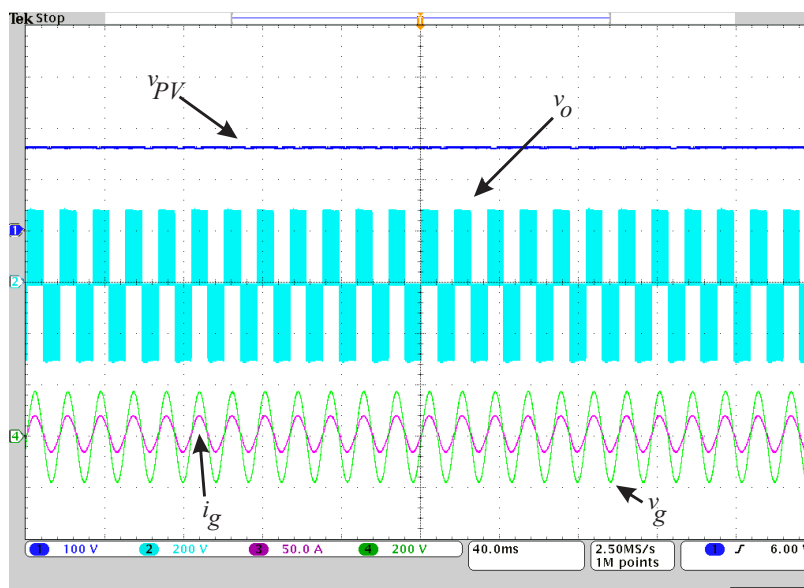
A Figura 7.3 mostra os sinais controlados diante de um degrau na fonte de entrada de 10%, para validação dos controladores. Pode-se notar que os controladores fazem a regulação da tensão do arranjo fotovoltaico ( $v_{PV}$ ), do valor de pico da tensão de barramento

Figura 7.1 – Formas de onda dos sinais controlados:  $v_{PV}$ ,  $v_{PN}$  e  $i_{grid}$ ; Tensão da rede  $v_g$ . (HIL)



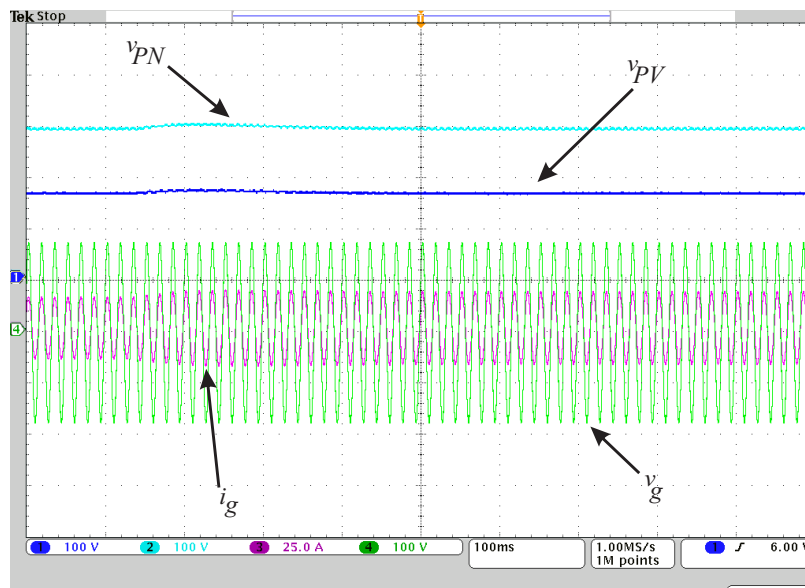
Fonte: Próprio autor.

Figura 7.2 – Formas de onda dos sinais controlados:  $v_{PV}$ ,  $v_{PN}$  e  $i_{grid}$ ; Tensão de saída 3 níveis  $v_o$ . (HIL)



Fonte: Próprio autor.

Figura 7.3 – Formas de onda dos sinais controlados diante de um degrau de 10% na fonte de entrada :  $v_{PV}$ ,  $v_{PN}$  e  $i_{grid}$ ; Tensão da rede  $v_g$ . (HIL)



Fonte: Próprio autor.

( $v_{PN}$ ) e da corrente injetada na rede ( $i_{grid}$ ) diante do degrau imposto. Ainda se pode observar a diferença na dinâmica dos controladores, sendo o controlador de corrente mais rápido que o controlador de tensão de barramento, enquanto esse tem dinâmica mais rápida que o controlador de tensão de entrada, conforme projetado, de acordo com as bandas passantes de cada controlador, explicado detalhadamente no capítulo 4.

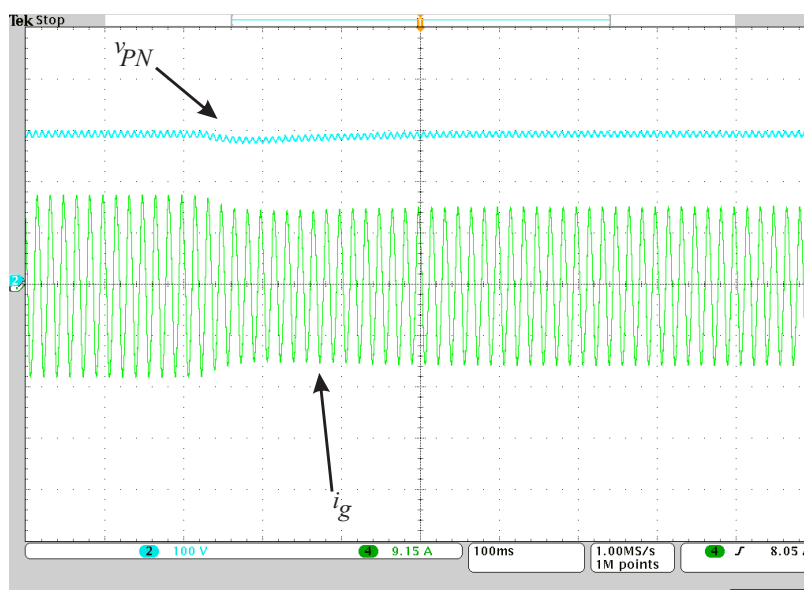
### 7.1.2 Degrau de irradiância

As Figuras 7.4-7.6 apresentam os resultados obtidos variando em 15% o valor da fonte de corrente do arranjo PV, representando uma alteração no MPP e uma queda na irradiância do sistema de  $1000W/m^2$  para  $700W/m^2$ .

A Figura 7.4 apresenta o valor de pico da tensão de barramento e a corrente injetada na rede reguladas pelo controlador PI e P+R, respectivamente. Com base na Figura 7.4, pode-se perceber que ambos sinais são regulados após o degrau de irradiância. Ainda, é possível notar a diferença de dinâmica entre os controladores, onde a corrente injetada na rede tem seu período transitório muito reduzido quando comparado com a tensão equivalente de barramento.

A Figura 7.5 traz o erro de rastreamento quando aplicada a variação na fonte de entrada. É notório o *overshoot* apresentado no valor de pico da tensão equivalente de barramento durante um curtíssimo espaço de tempo. Já o erro de rastreamento da corrente

Figura 7.4 – Forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede na presença de um degrau de irradiância (HIL).



Fonte: Próprio autor.

injetada na rede praticamente não apresenta *overshoot*.

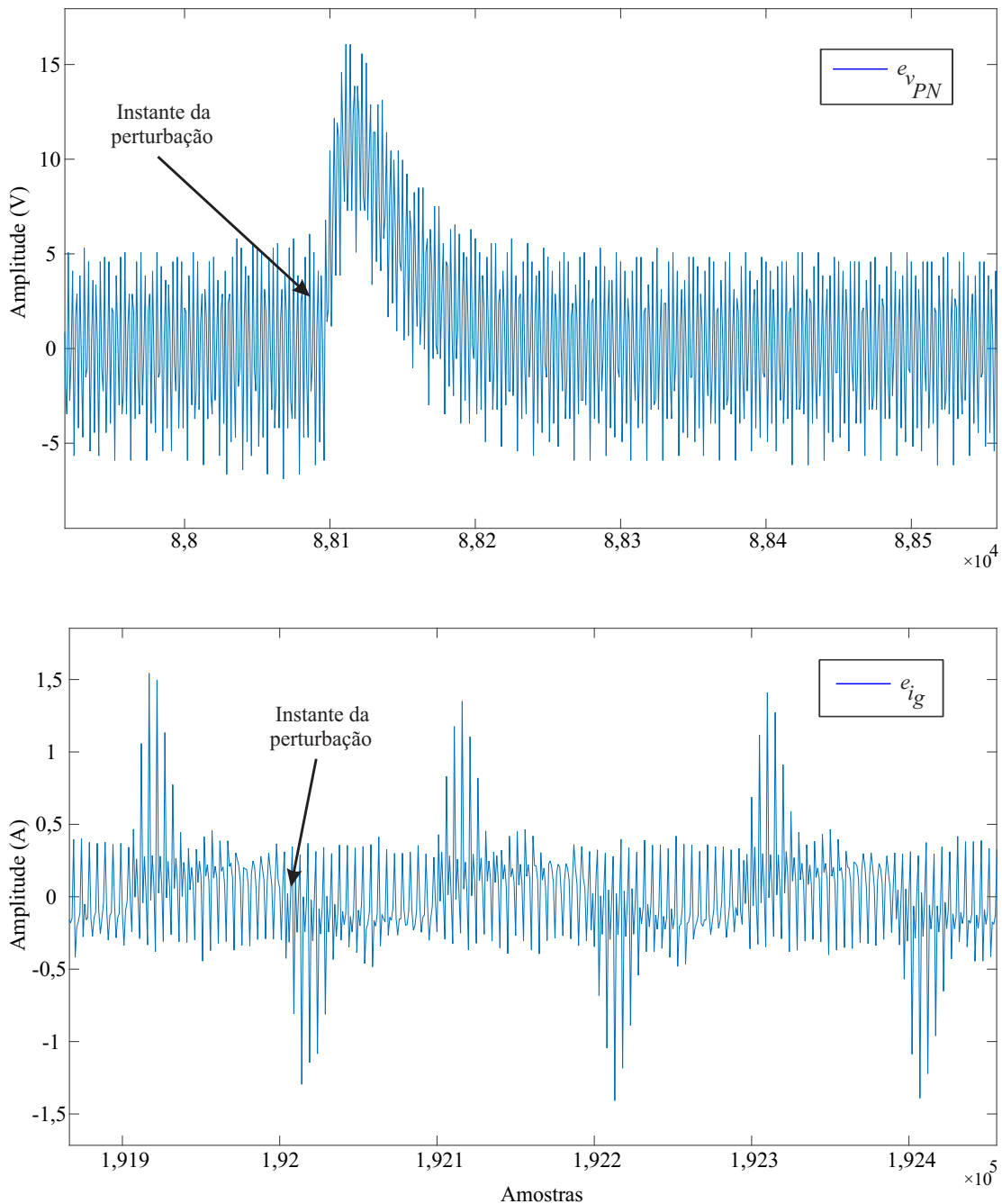
Com relação a Figura 7.6, referente as ações de controle dos controladores PI e P+R, pode-se observar a diferença de amplitude que é imposta diante da variação de irradiância, onde a ação de controle do PI apresenta um drástico *undershoot*, enquanto a ação de controle P+R apresenta um pequeno *overshoot*, pouco perceptível. Isso acontece por que a perturbação realizada na fonte se reflete diretamente no controlador do valor de pico da tensão equivalente de barramento devido a relação de elevação de tensão do inversor *quasi-Z-Source*, mostrada no capítulo 3. Dessa forma, a tendência é que o controlador da tensão equivalente de barramento se mostre muito mais sensível a qualquer perturbação na fonte de entrada, enquanto o controlador da forma de onda da corrente injetada na rede seja sensível a variações na indutância da rede.

### 7.1.3 Variações incrementais na indutância da rede

As Figuras 7.7-7.9 demonstram os resultados obtidos do sistema na presença de indutância da rede  $L_g$  considerando a estrutura de controle clássica.

A Figura 7.7 mostra a corrente de saída do conversor CC-CA diante da variação da indutância da rede, onde se pode perceber que a estrutura de controle clássica é capaz de fazer a regulação do sistema apenas para  $L_g = 0,5mH$ . Para indutância de 1mH e 2mH a corrente não foi regulada e o sistema apresentou instabilidade. Ainda que o controlador

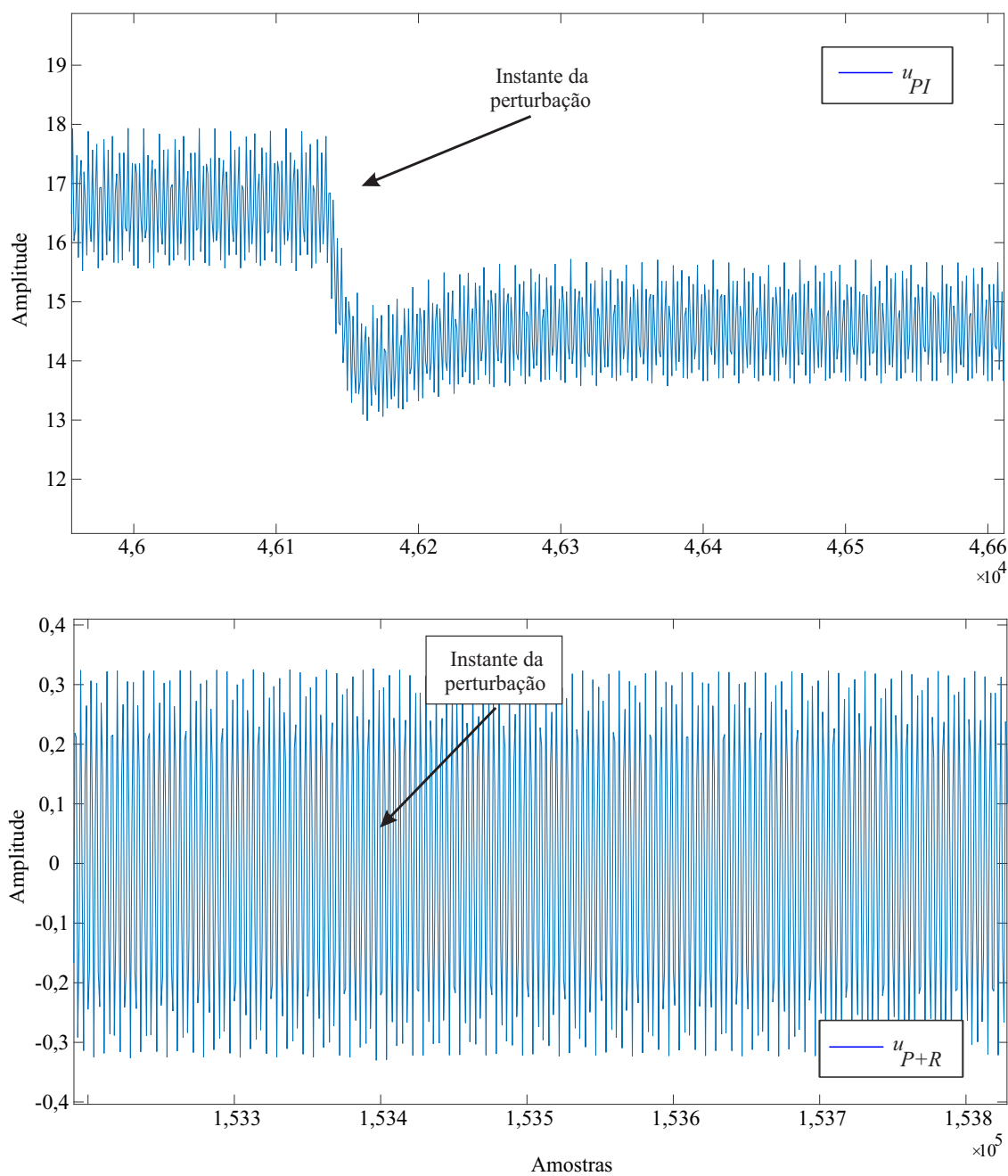
Figura 7.5 – Erro de rastreamento dos controladores PI e P+R utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede na presença de um degrau de irradiância (HIL).



Fonte: Próprio autor.



Figura 7.6 – Ações de controle dos controladores PI e P+R utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede diante de um degrau de irradiância (HIL).



Fonte: Próprio autor.

Figura 7.7 – Forma de onda da corrente injetada na rede regulada pelo controlador P+R com relação a adição de indutância da rede (HIL). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ ;

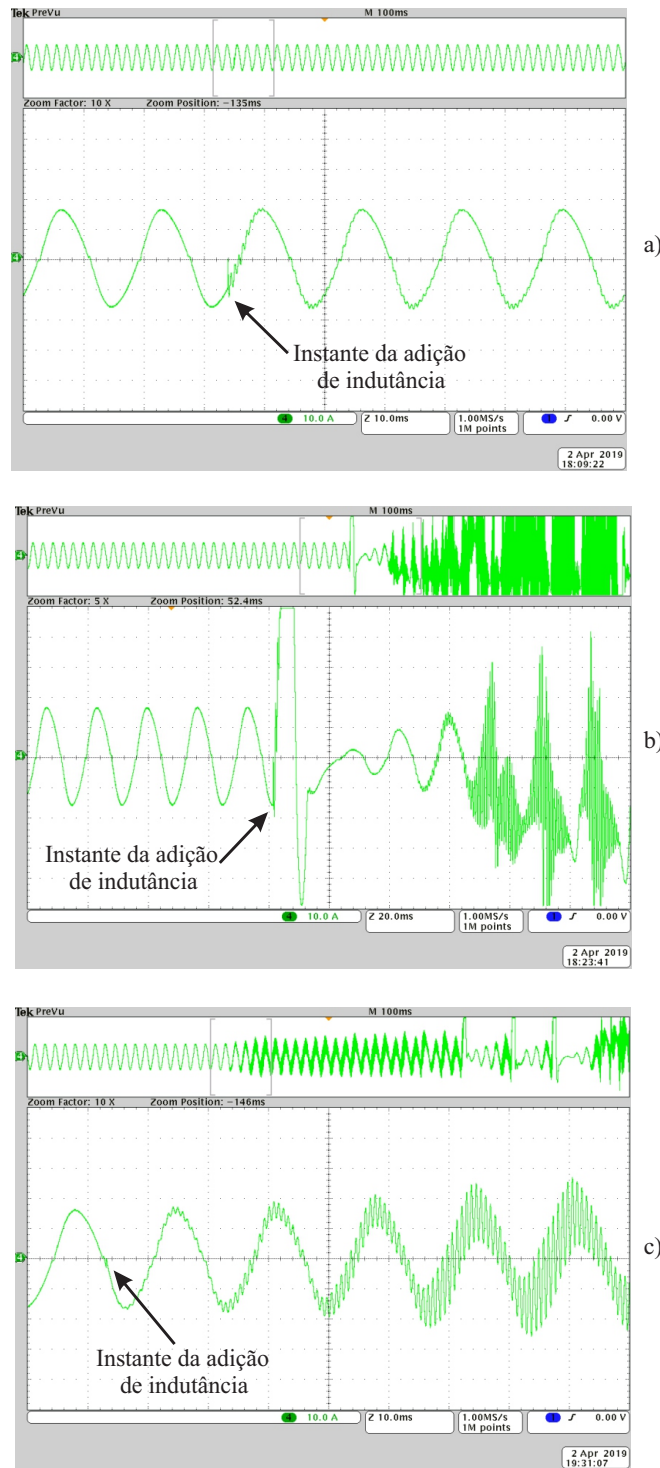
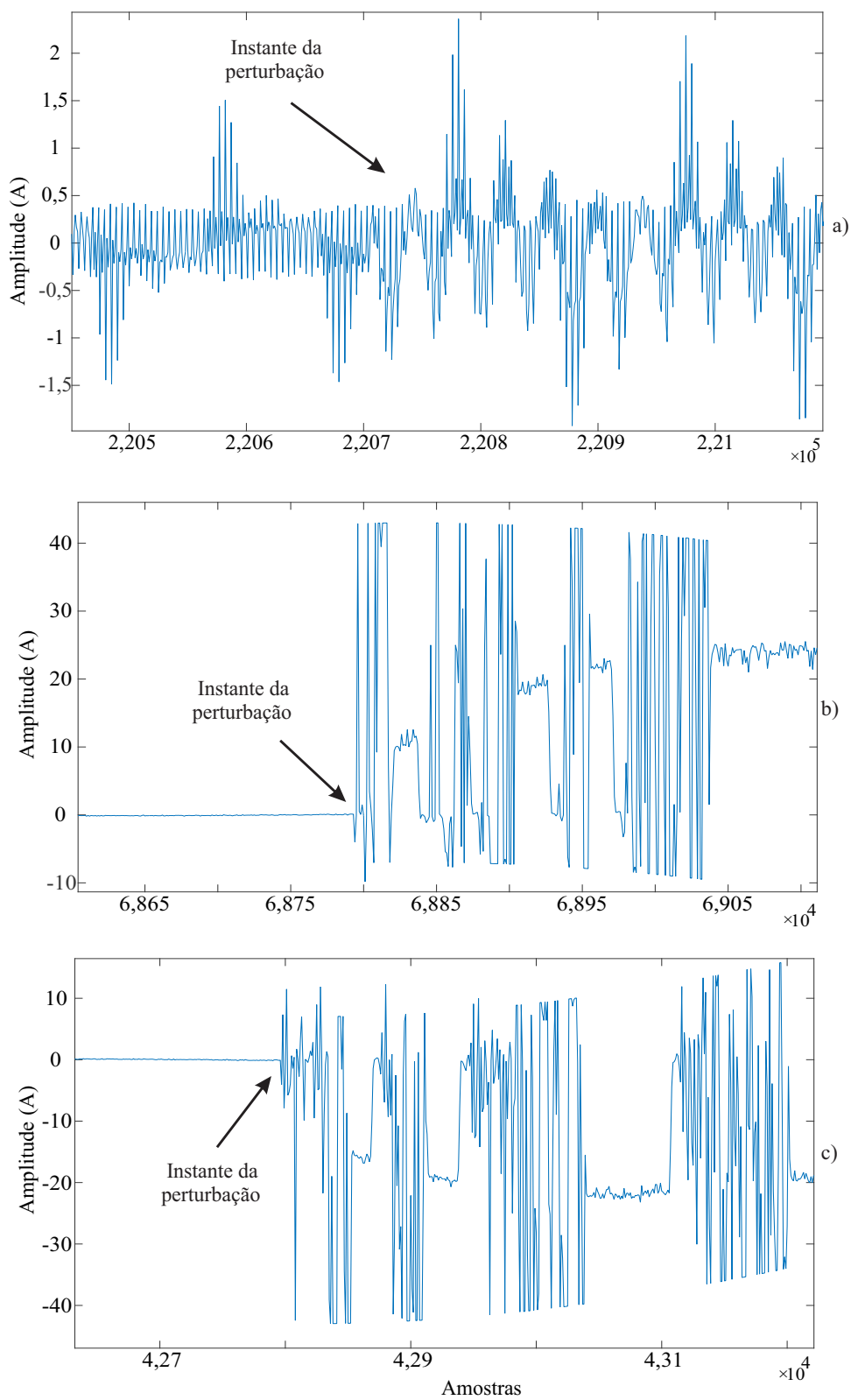
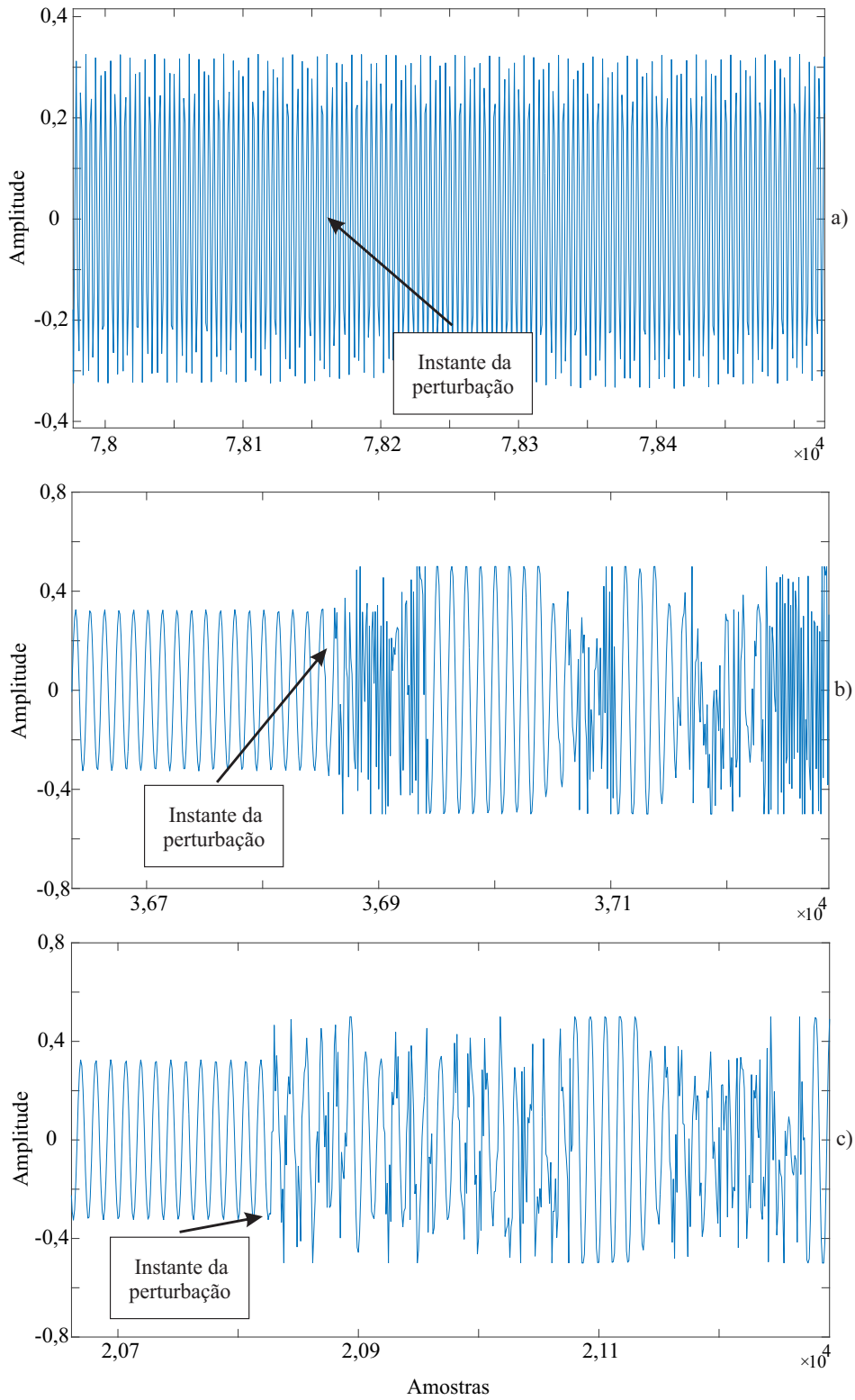


Figura 7.8 – Erro de rastreamento do controlador P+R com relação a adição de indutância da rede (HIL). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ ;



Fonte: Próprio autor.

Figura 7.9 – Ação de controle do compensador P+R com relação a adição de indutância da rede (HIL). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ ;



P+R foi capaz de regular a corrente injetada na rede com  $L_g = 0,5mH$ , nota-se uma deterioração considerável na forma da onda da corrente.

Da mesma forma, a Figura 7.8 apresenta o erro de rastreamento do controlador P+R para uma variação paramétrica de indutância na rede. Na figura é possível observar que o erro de rastreamento apresentava *ripple* pico a pico médio aproximado de 1A antes da perturbação, mas após a inserção da indutância na rede o erro de rastreamento mostra um *ripple* pico a pico em torno de 3A, um aumento de 300%, conseqüentemente degradando a forma de onda da corrente injetada na rede. Para indutâncias de 1mH e 2mH o sistema se mostra instável.

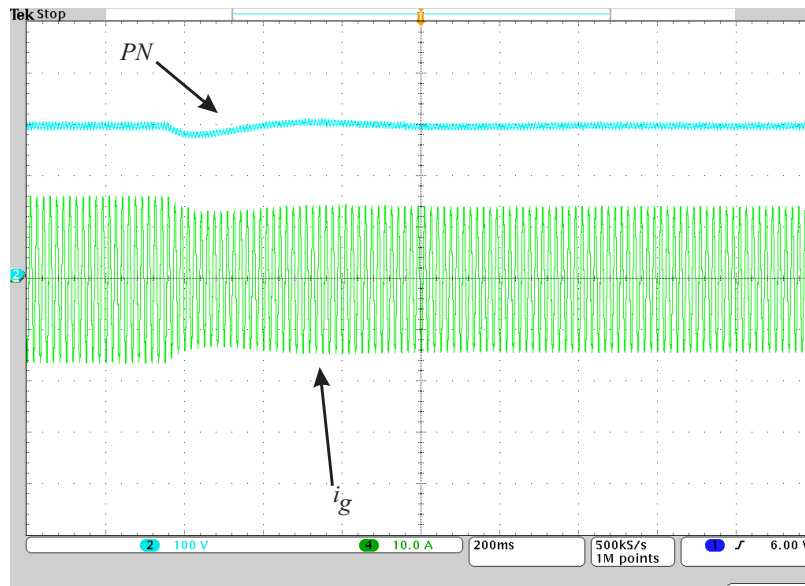
Com relação a ação de controle do compensador P+R em um cenário de variação de indutância na rede, representada na Figura 7.9, nota-se uma pequena perturbação da ação de controle logo após a inserção da indutância de 0,5mH, mas se mantendo capaz de regular o sistema diante dessa variação paramétrica. Todavia, conforme mostrado nas letras b) e c), a ação de controle satura e oscila entre valores máximos positivos e negativos logo após a perturbação com  $L_g = 1mH$  e  $L_g = 2mH$ , demonstrando instabilidade.

## 7.2 ESTRUTURA MRAC-SM DO LADO CC E CA

Tendo em vista que os controladores referentes a regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e da forma de onda da corrente injetada na rede estão dispostos em uma estrutura cascata, e o inversor *quasi-Z-Source* foi modelado considerando os estágios CC e CA desacoplados, é necessário uma diferença de dinâmica suficiente entre os controladores para que não haja interferência entre as estruturas de controle e o sistema não apresente instabilidade. Para a estrutura clássica, composta pelos controladores PI e P+R, essa diferença se traduziu em uma banda passante de 1 década de diferença de um controlador para outro, conforme explicado no capítulo 4. Já no sistema adaptativo, foi considerada uma diferença mínima de 10 vezes na taxa de adaptação dos controladores, conforme mostrado nas tabelas 6.1, onde a estrutura MRAC-SM CC foi projetada com  $\gamma = 500$  e a estrutura MRAC-SM CA foi projetada com  $\gamma = 8000$ .

Entretanto, esses valores de taxa de adaptação não se mostraram adequados para a regulação do sistema no ambiente HIL, convergindo para valores adequados em um primeiro momento, mas apresentando instabilidade alguns minutos após a convergência. Por isso, as taxas de adaptação foram modificadas, onde a estrutura MRAC-SM para a parte CC passou a ter uma taxa de adaptação  $\gamma = 15000$  contra  $\gamma = 350$  da estrutura MRAC-SM para a parte CA.

Figura 7.10 – Forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede regulada pelos controladores MRAC-SM na malha cascata na presença de uma variação de irradiância (HIL).



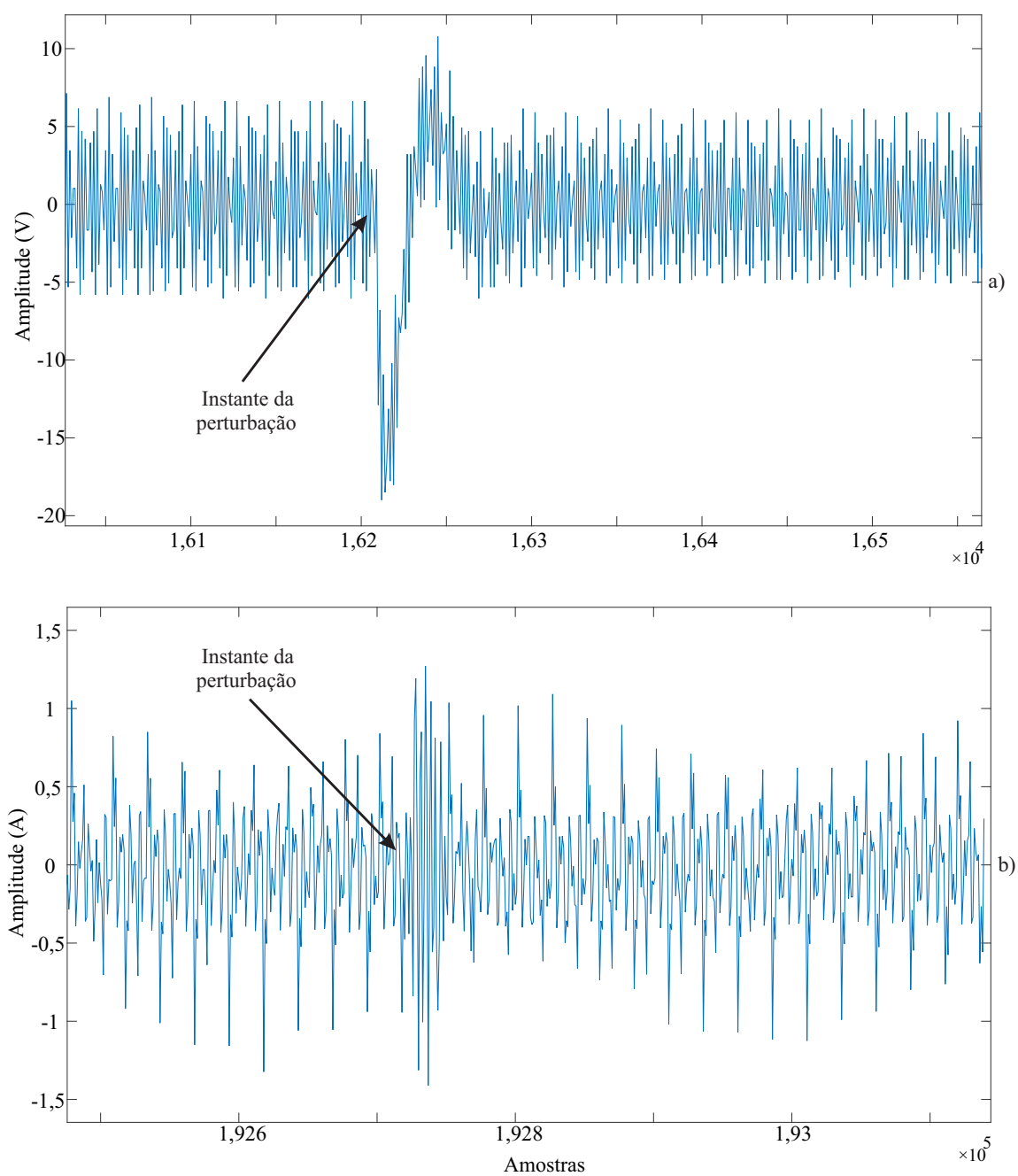
Fonte: Próprio autor.

### 7.2.1 Degrau de irradiância

As Figuras 7.10-7.13 demonstram os resultados obtidos considerando a malha cascata totalmente adaptativa, composta por um controlador MRAC-SM do lado CC para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e outro do lado CA, responsável pela regulação da forma de onda da corrente injetada na rede, diante de um degrau de 15% na fonte de corrente do arranjo PV, referente a uma mudança no MPP, representado por uma queda na irradiância do sistema de  $1000W/m^2$  para  $700W/m^2$ .

As Figuras 7.10 e 7.11 apresentam as formas de onda dos sinais regulados pela malha cascata totalmente adaptativa e o erro de rastreamento dos sinais, respectivamente. Com base na Figura 7.10, observa-se que a estrutura de controle proposta é capaz de fazer a regulação do sistema rapidamente após a variação de irradiância. Ainda, nota-se a diferença apresentada na dinâmica do controlador da tensão de barramento com uma taxa de adaptação mais elevada, mostrando-se muito mais rápido diante de um período transitório, apresentando um desempenho semelhante ao do controlador de corrente. Na Figura 7.11 se pode observar que o erro de rastreamento CC diante de um degrau na irradiância apresenta um *undershoot* seguido de um *overshoot*, com erro pico a pico chegando a 30A. Todavia, o sistema apresenta incremento do erro durante um curto período após a perturbação, e a estrutura de controle se adapta rapidamente para minimizar o

Figura 7.11 – Erros de rastreamento dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede na presença de uma variação de irradiância (HIL). a)  $e_{vPN}$ ; b)  $e_{ig}$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 7.12 – Ações de controle dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e corrente injetada na rede diante de uma variação de irradiância (HIL).

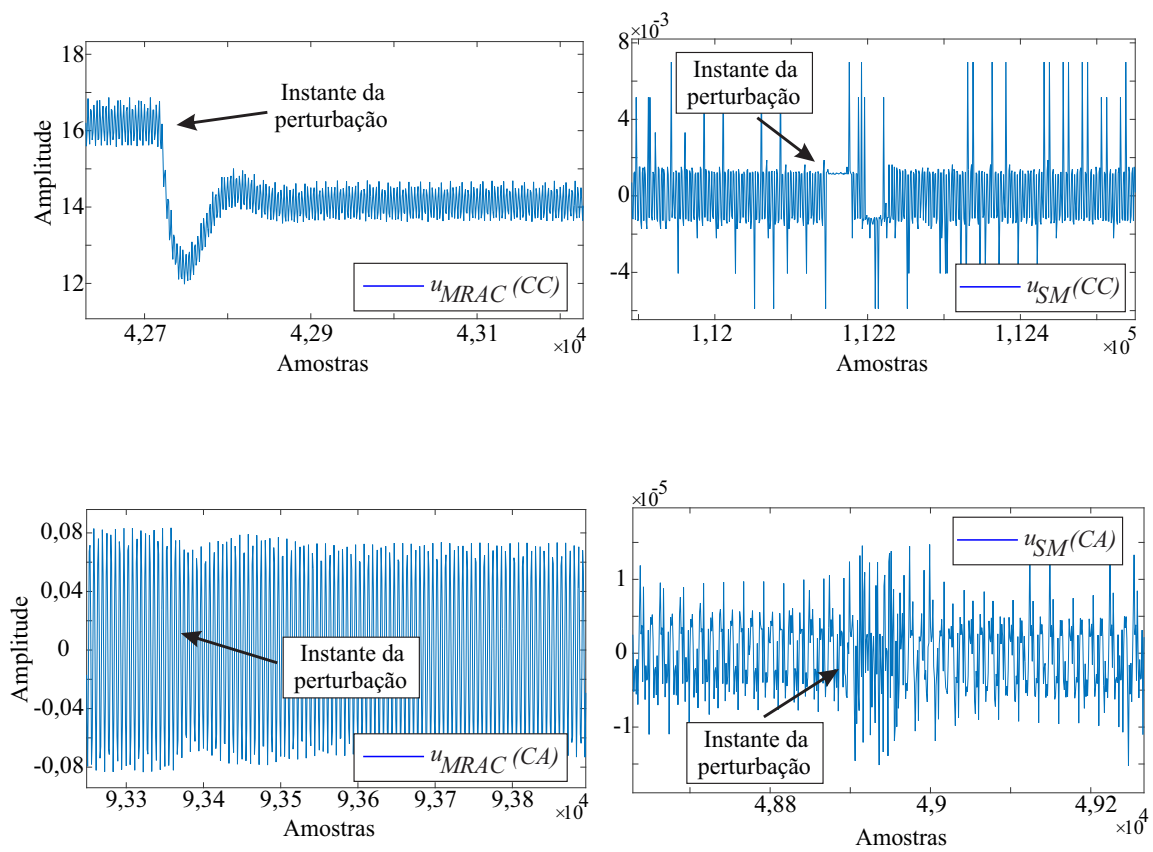
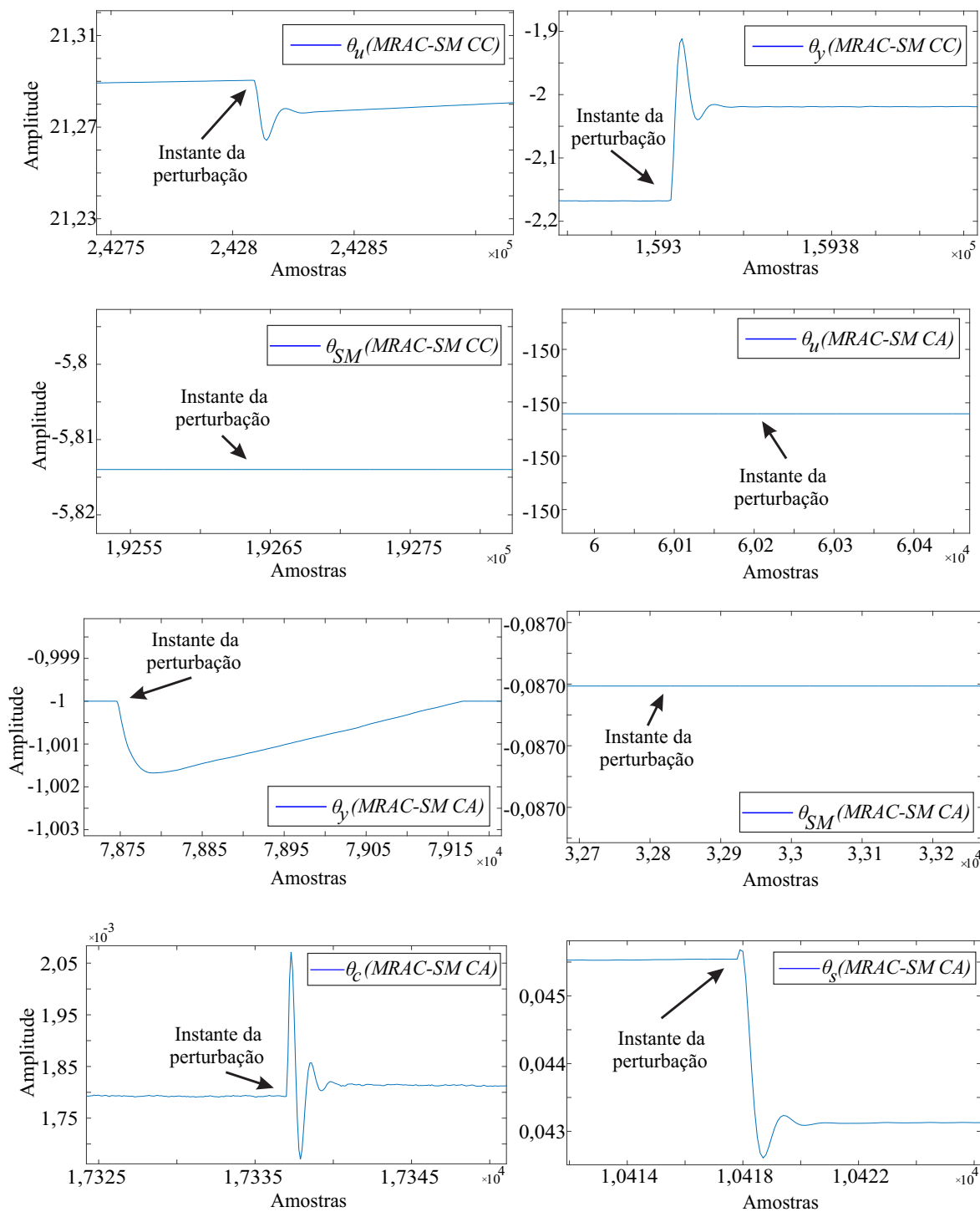




Figura 7.13 – Ganhos de adaptação dos controladores MRAC-SM utilizados para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e forma de onda da corrente injetada na rede na presença de uma variação de irradiância (HIL).



erro de rastreamento, regulando novamente a tensão do barramento efetivo do conversor *quasi-Z-Source* e mantendo o sistema estável.

A Figura 7.12 mostra a ação de controle das estruturas CC e CA diante da variação paramétrica na fonte de entrada. Nota-se o esforço da ação de controle SM durante o período transitório para acelerar a convergência dos ganhos. Ainda, a Figura 7.13 apresenta os ganhos de adaptação dos controladores, onde os resultados obtidos são bastante semelhantes aqueles encontrados na simulação do PSIM®, mesmo com a diferença nas taxas de adaptação. Com base na Figura 7.13 é possível observar que os ganhos dos controladores se adaptam diante da variação de irradiância, convergindo para novos valores tendo em vista a modificação imposta na planta, buscando manter o sistema longe da instabilidade.

### 7.2.2 Variações incrementais na indutância da rede

As Figuras 7.14-7.19 apresentam os resultados considerando uma malha cascata totalmente adaptativa, com um controlador MRAC-SM do lado CC e outro controlador MRAC-SM do lado CA do inversor *qZSource*, diante de uma variação de indutância na rede.

A Figura 7.14 apresenta a forma de onda da corrente injetada na rede diante de uma variação paramétrica de indutância na rede elétrica. Nessa figura, nota-se a robustez do sistema adaptativo proposto diante desse distúrbio, tendo em vista que o aumento da indutância na rede, chegando a  $L_g = 2mH$ , representou para a forma de onda de corrente um pequeno transitório, de aproximadamente 2ms, mas rapidamente o controlador adaptativo foi capaz de se adaptar e modificar seus ganhos para manter o sinal regulado próximo de sua referência.

Quanto aos erros de rastreamento das estruturas MRAC-SM CC e CA, mostradas na Figura 7.15, pode-se observar o aumento do valor de pico do erro de rastreamento de corrente logo após a inserção da indutância na rede, tendo em vista que um valor de  $L_g$  elevado tende a perturbar mais significativamente a resposta do sistema. De qualquer forma, é possível verificar na Figura 7.15 que o erro de rastreamento tem sua amplitude elevada por um curto período após a perturbação, mas em poucos instantes volta a apresentar baixo erro de rastreamento. Com relação ao controlador MRAC-SM do lado CC, pode-se observar que o erro de rastreamento também aumenta na presença de um valor de indutância na rede.

As Figuras 7.16 e 7.17 apresentam as ações de controle das estruturas MRAC-SM para o lado CC e CA, respectivamente. Na Figura 7.16 se pode observar uma perturbação na ação de controle  $u_{MRAC}$  que se mostra aumentar conjuntamente com relação ao incremento do valor de indutância. O mesmo acontece com relação a ação SM,  $u_{SM}$ , onde se

Figura 7.14 – Forma de onda da corrente de saída da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica de indutância da rede (HIL). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .

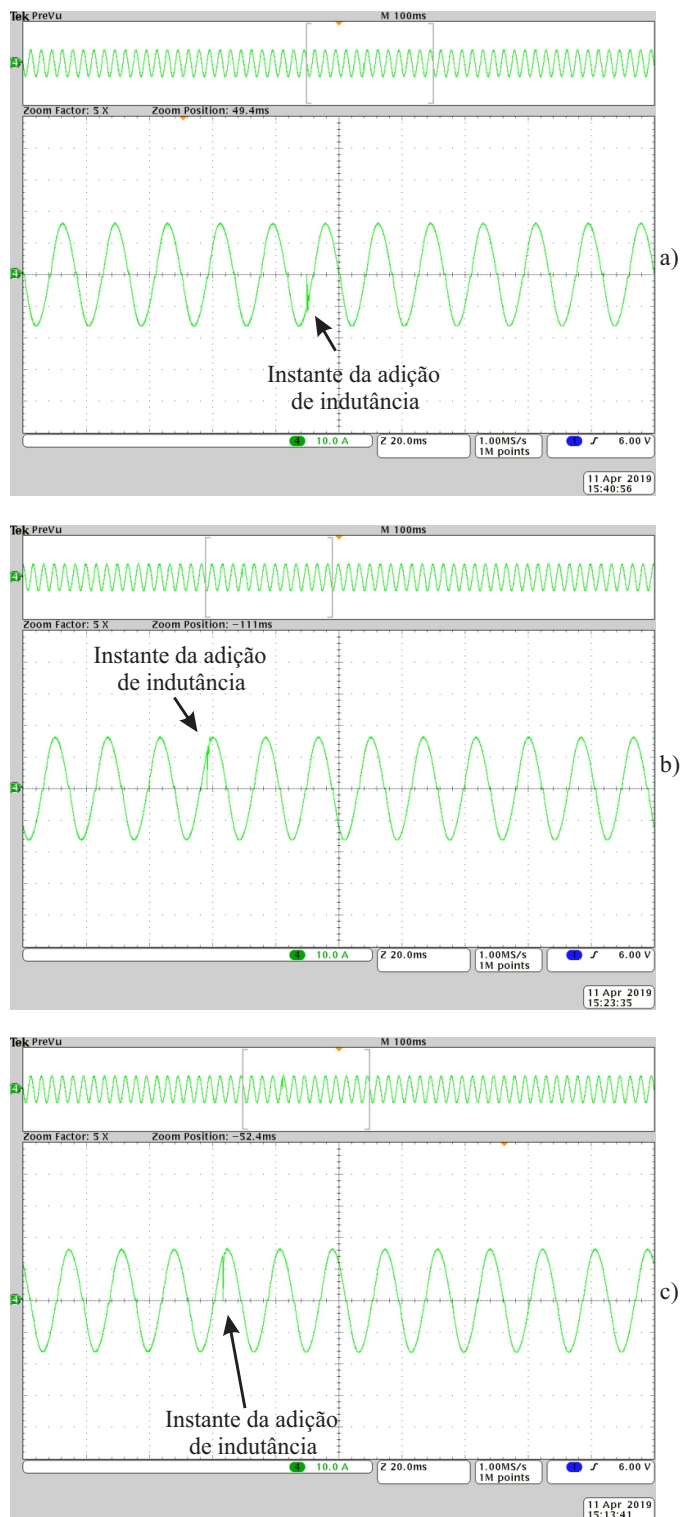


Figura 7.15 – Erros de rastreamento dos controladores MRAC-SM da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL). a)  $L_g = 0,5mH$ ; b)  $L_g = 1mH$ ; c)  $L_g = 2mH$ .

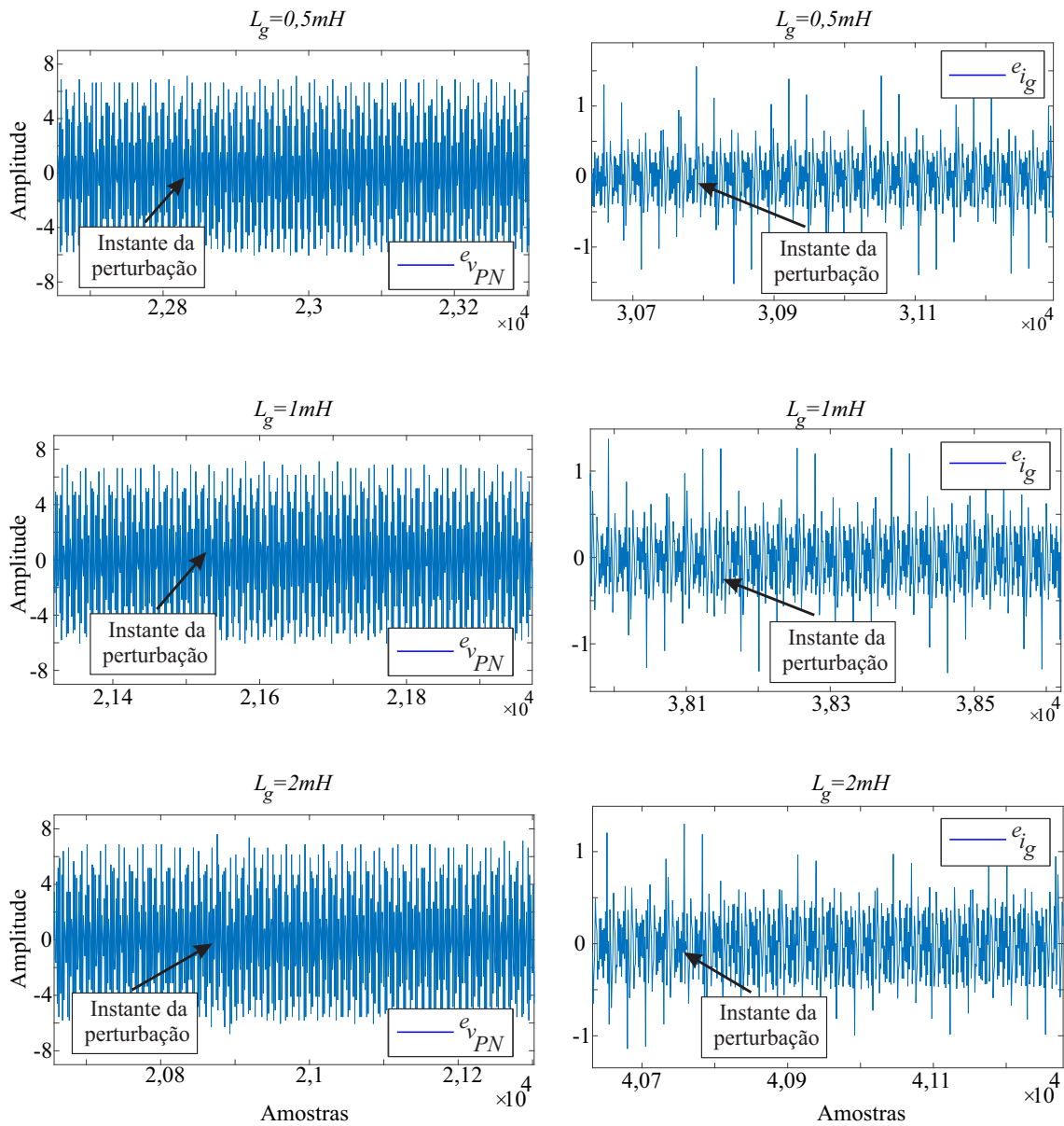
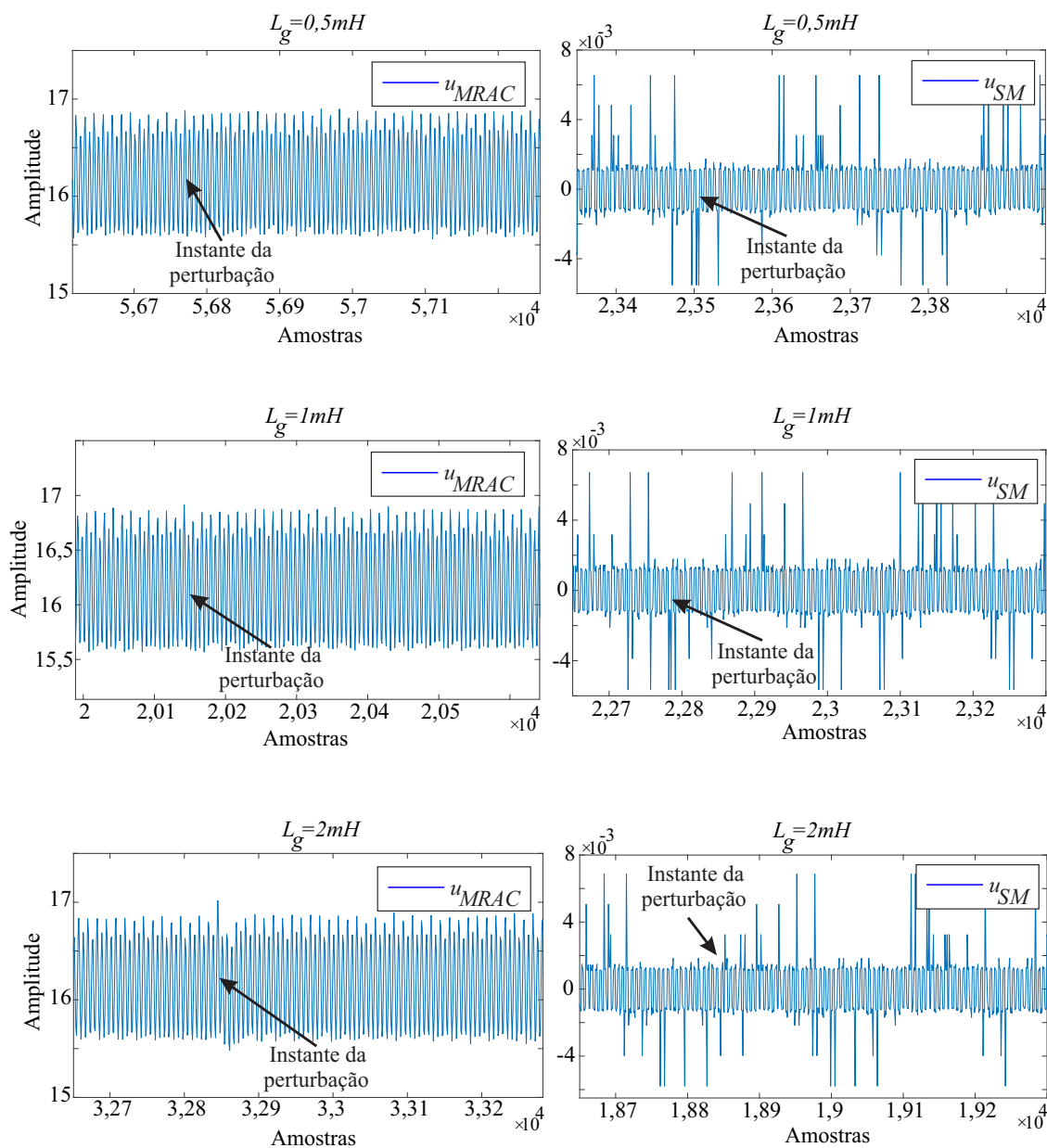
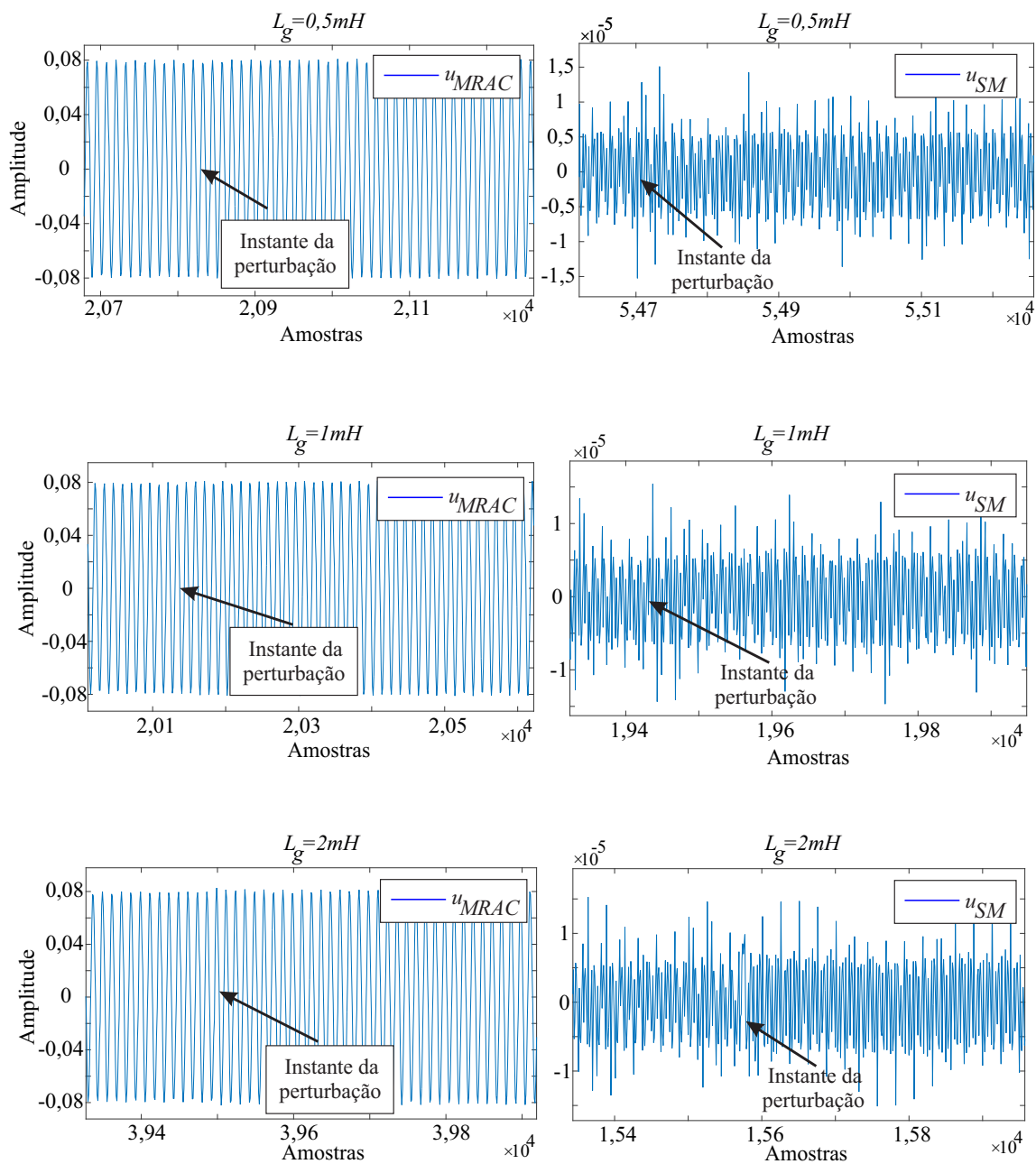


Figura 7.16 – Ações de controle do controlador MRAC-SM (CC) da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL).



Fonte: Próprio autor.

Figura 7.17 – Ações de controle do controlador MRAC-SM (CA) da malha cascata totalmente adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL).



Fonte: Próprio autor.

Figura 7.18 – Ganhos de adaptação do controlador MRAC-SM (CC) para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento da malha cascata adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL).

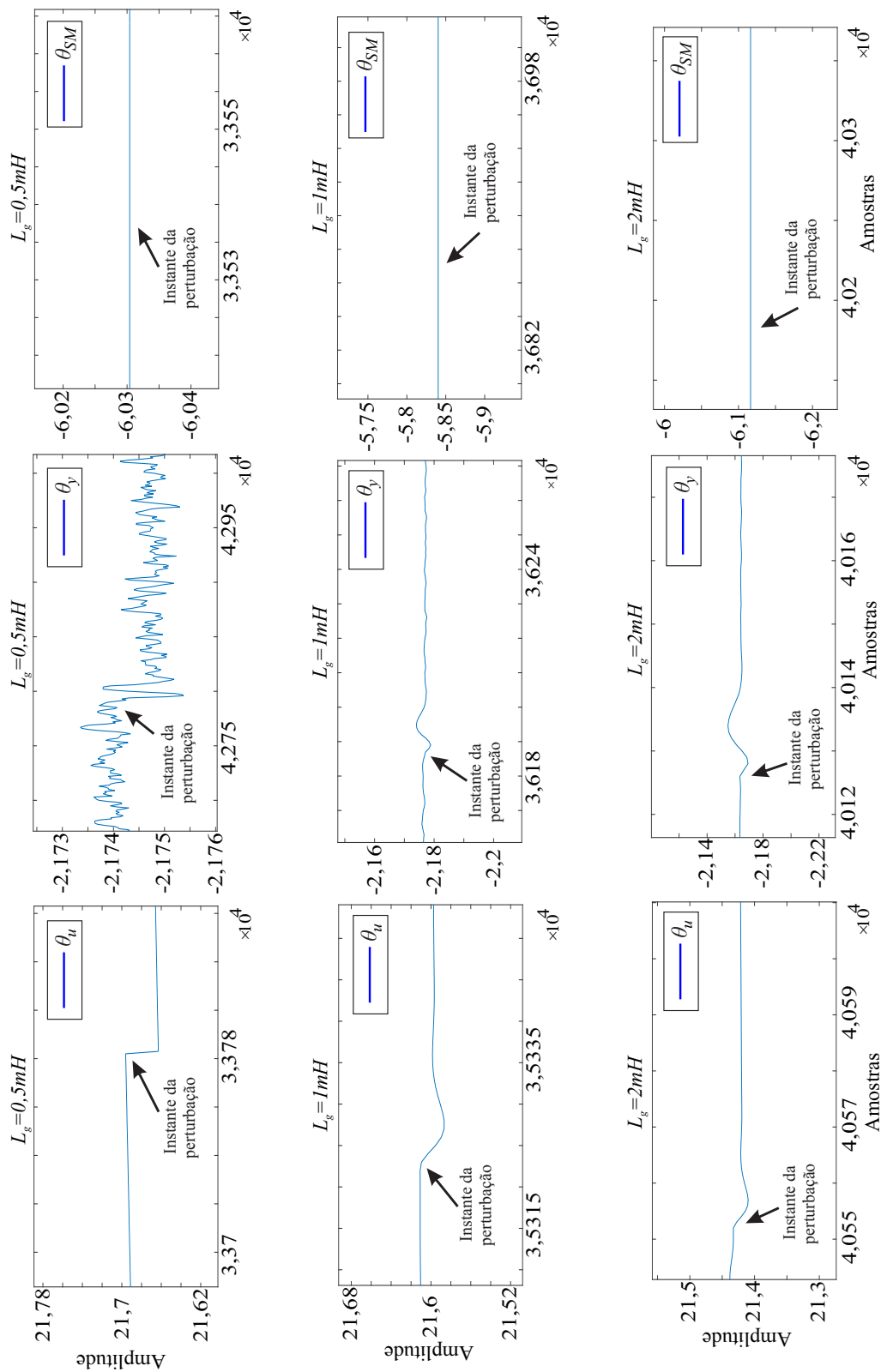
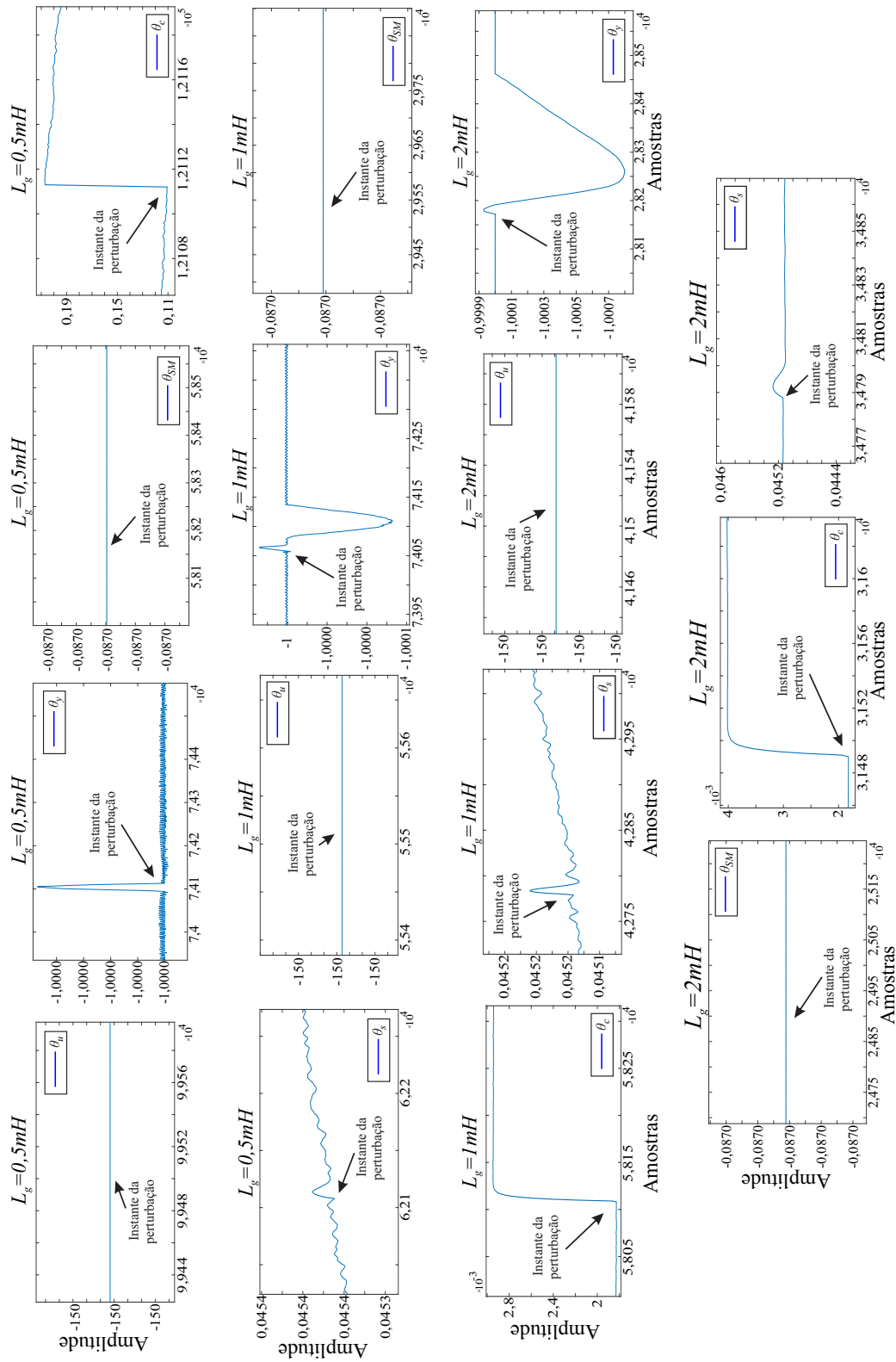


Figura 7.19 – Ganhos de adaptação do controlador MRAC-SM CA para regulação da corrente de saída da malha cascata adaptativa em um cenário de variação paramétrica da indutância da rede (HIL).





pode notar seu aumento de intensidade logo após a perturbação. Os resultados das ações de controle diante da presença de indutância na rede para a estrutura MRAC-SM CA não são diferentes. Na Figura 7.17 é possível observar o aumento dos esforços das ações de controle com relação a variação imposta, tanto da ação  $u_{MRAC}$  quanto  $u_{SM}$ . Isso ocorre por que o sistema sofre uma variação significativa com uma indutância elevada, e a estrutura de controle adaptativa deve alterar seus ganhos de adaptação e conseqüentemente o valor da ação de controle a fim de manter o sistema estável e com bom desempenho.

Os ganhos de adaptação são apresentados nas Figuras 7.18 e 7.19. Com relação a Figura 7.18, referente a estrutura MRAC-SM CC, pode-se observar a sensibilidade de  $\theta_y$  diante da variação na indutância da rede, principalmente para  $L_g = 1mH$  e  $L_g = 2mH$ , mudando rapidamente sua dinâmica mas convergindo para um novo valor após a modificação na planta do sistema. Assim como o parâmetro  $\theta_y$ ,  $\theta_u$  também apresenta convergência para um novo valor após a variação paramétrica de indutância. Todavia, nota-se que a perturbação imposta não foi suficiente para perturbar  $\theta_{SM}$ . Já na Figura 7.19, referente aos ganhos de adaptação da estrutura MRAC-SM CA, nota-se que com exceção de  $\theta_u$  e  $\theta_{SM}$ , todos os ganhos se modificam na presença de uma variação na indutância da rede, perturbando suas dinâmicas e convergindo para novos valores com a finalidade de minimizar o erro de rastreamento e manter o sistema estável, apresentando bom desempenho de regulação.

### 7.3 ANÁLISE ESPECTRAL DA CORRENTE INJETADA NA REDE

Visando atender a norma (IEEE-STD-519-2014, 2014), em vigor, que limita os valores de distorção harmônica de corrente, foi realizada uma análise do espectro harmônico da corrente injetada na rede,  $i_{grid}$ , para as estruturas clássica (P+R) e MRAC-SM.

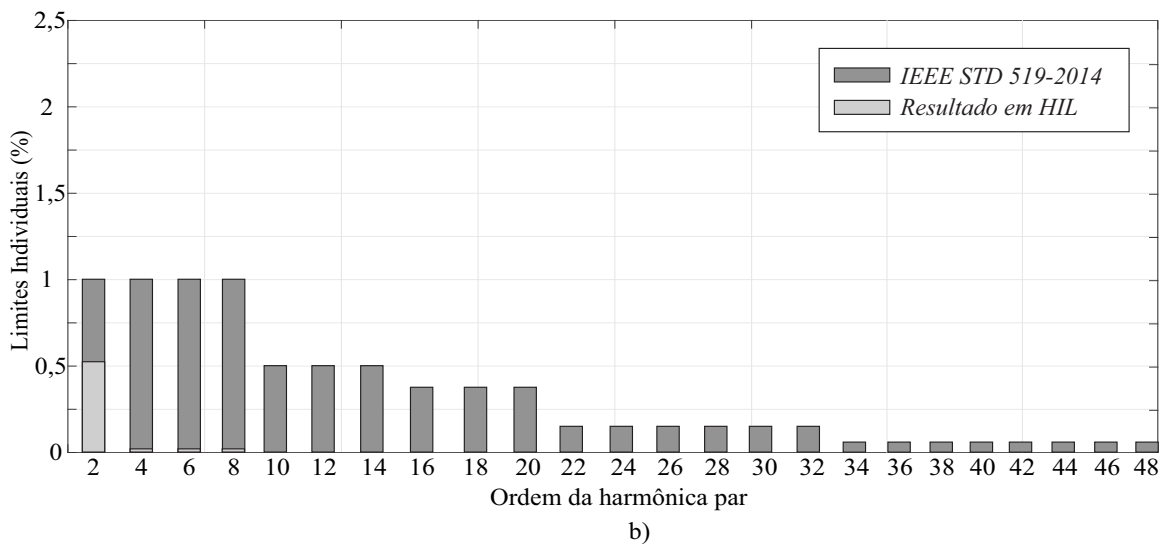
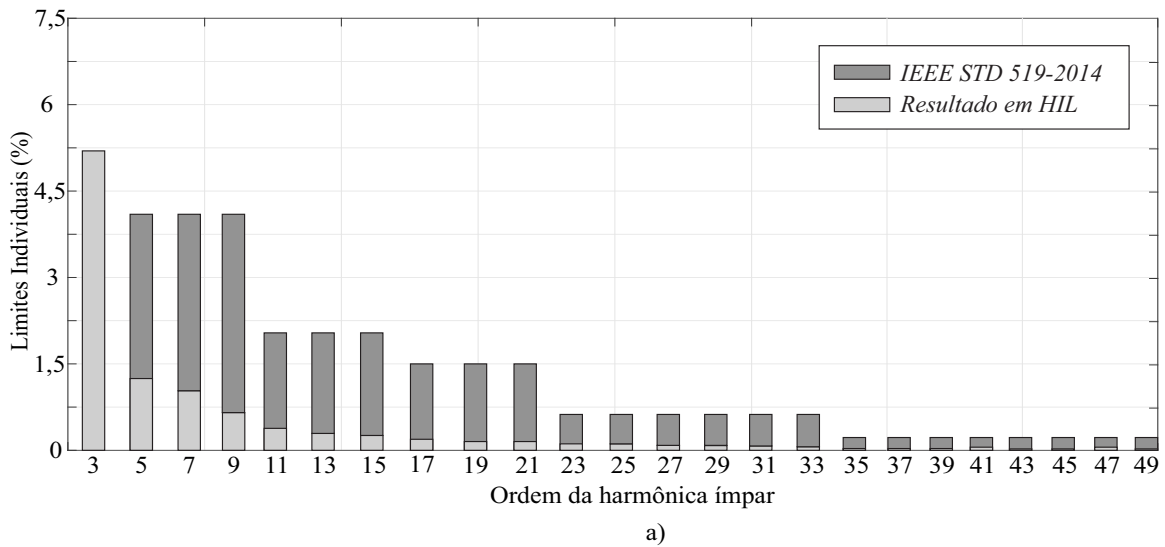
As Figuras 7.20 e 7.21 apresentam as amplitudes das componentes harmônicas da corrente injetada na rede em regime permanente, sem presença de indutância na rede, para as estruturas P+R e MRAC-SM, respectivamente.

Pode-se notar na Figura 7.20 que a estrutura clássica não atende a norma com relação a 3ª componente da fundamental, em 180Hz, apresentando uma amplitude de aproximadamente 5,2%, quando o limite estabelecido pela norma é 4%.

Com relação distorção harmônica de corrente da estrutura cascata com controlador MRAC-SM, em regime permanente, representada na Figura 7.21, pode-se observar que a estrutura atende a norma, com a terceira harmônica representando 3,3% da fundamental, mas ainda abaixo dos 4% definidos pela norma (IEEE-STD-519-2014, 2014). As demais componentes estão significativamente abaixo dos valores limite.

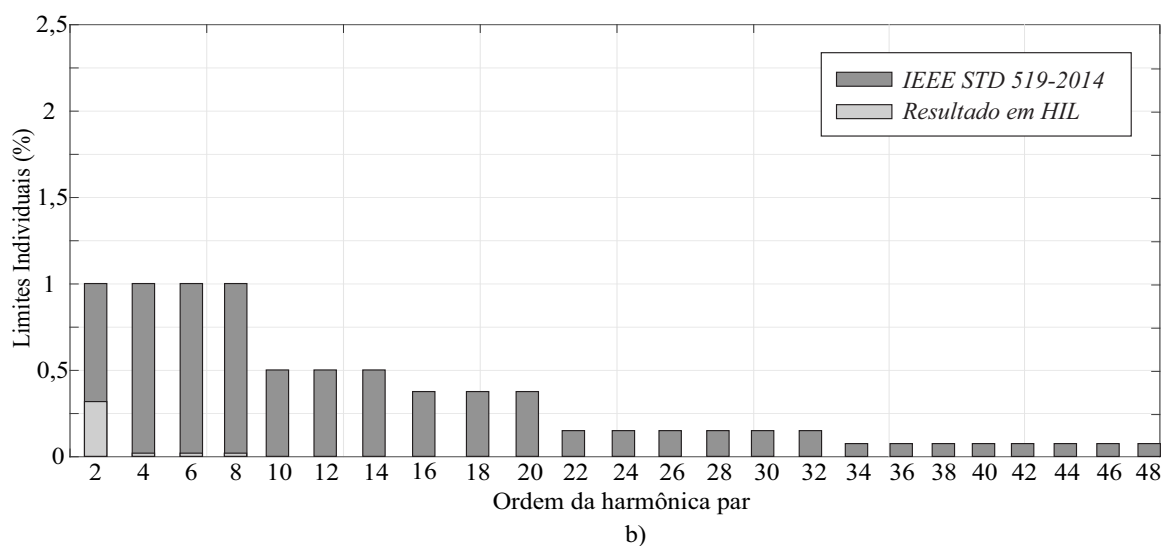
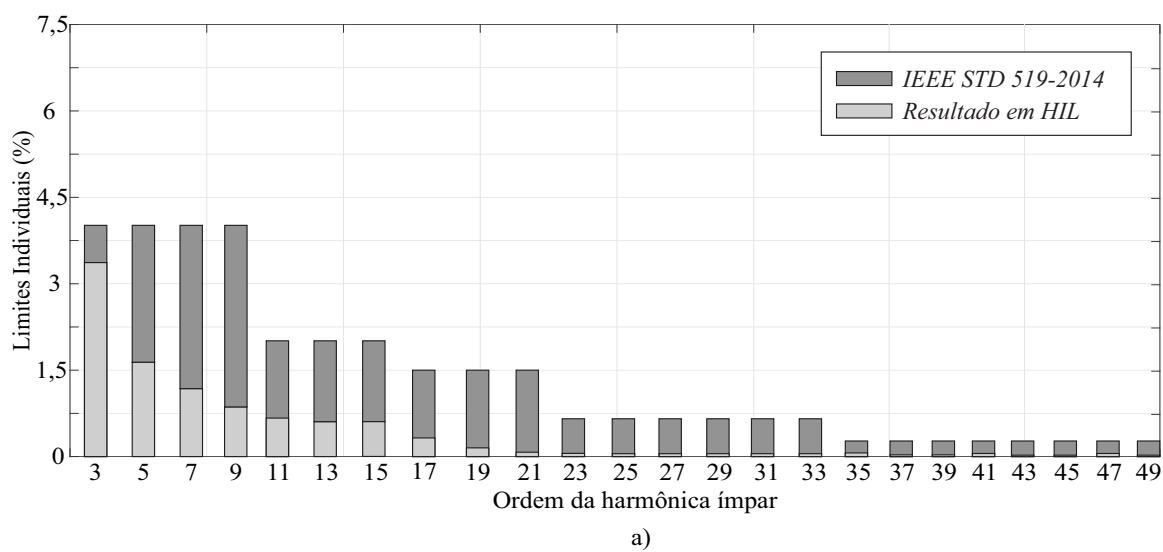
Com relação a variação da indutância na rede, também foram realizadas análises de distorção harmônica para as estruturas P+R e MRAC-SM, respectivamente, conforme

Figura 7.20 – Estrutura P+R em regime permanente: Limites individuais das harmônicas:  
 a) ímpares; b) pares.



Fonte: Próprio autor.

Figura 7.21 – Estrutura MRAC-SM cascata em regime permanente: Limites individuais das harmônicas: a) ímpares; b) pares.



Fonte: Próprio autor.

mostram as Figuras 7.22 e 7.23.

A Figura 7.22 apresenta a distorção harmônica de corrente para a estrutura clássica considerando a adição de indutância na rede de 0,5mH. Pode-se observar na figura que a estrutura não atende a norma (IEEE-STD-519-2014, 2014), apresentando valores superiores ao limite para a 3<sup>a</sup> componente da fundamental. As análises para  $L_g = 1mH$  e  $L_g = 2mH$  não foram realizadas pois a estrutura apresentou instabilidade logo após o distúrbio, conforme mostrado nas Figuras 7.7 e 7.8, não sendo capaz de fazer a regulação de corrente.

Com relação ao controlador MRAC-SM, nota-se na Figura 7.23 que a estrutura projetada foi capaz de atender a norma com relação aos limites individuais das harmônicas em todos ensaios de variação paramétrica de indutância na rede realizados. Ainda, é possível observar que o ensaio com  $L_g = 0,5mH$  apresenta maior componentes harmônicas quando comparado aos ensaios com  $L_g = 1mH$  e  $L_g = 2mH$ . Isso ocorre por que aumentando a indutância na rede, aumenta-se a ação do filtro de saída, e tendo em vista que o controlador se mostra robusto a essa variação, algumas componentes em baixa frequência são rejeitadas com maior eficácia, contribuindo na atenuação de certas componentes harmônicas individuais.

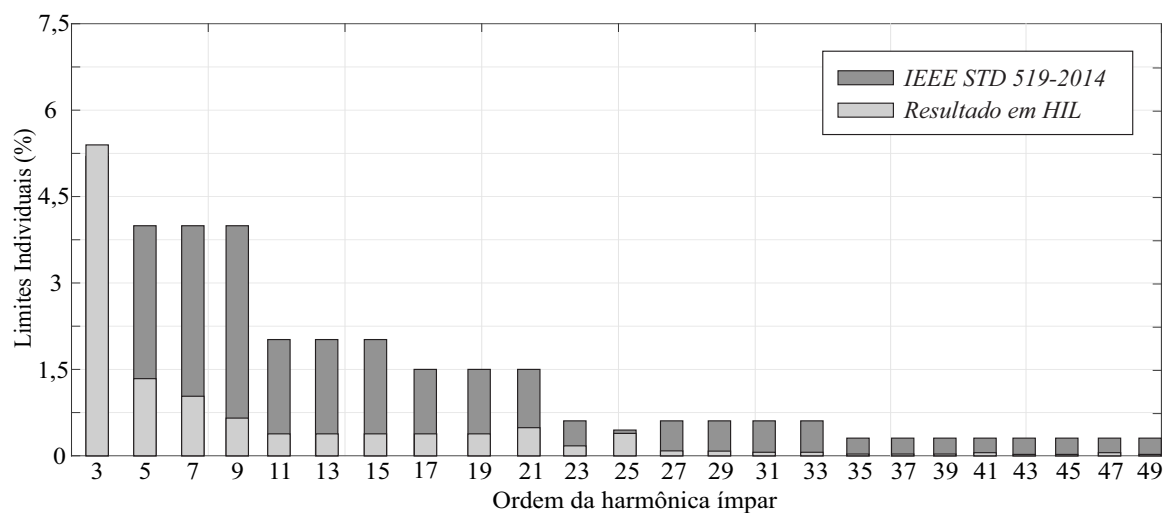
## 7.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram realizados os ensaios na plataforma HIL considerando a estrutura clássica com um controlador PI para regulação direta da tensão do arranjo fotovoltaico,  $v_{PV}$ , PI para controle do valor de pico da tensão equivalente de barramento,  $v_{PN}$ , e controlador P+R para regulação da corrente injetada na rede,  $i_{grid}$ . Ainda, os mesmos ensaios foram realizados com a estrutura adaptativa composta por um controlador MRAC-SM cascata para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e regulação da corrente injetada na rede, a fim de realizar uma análise do desempenho e robustez entre essas estruturas.

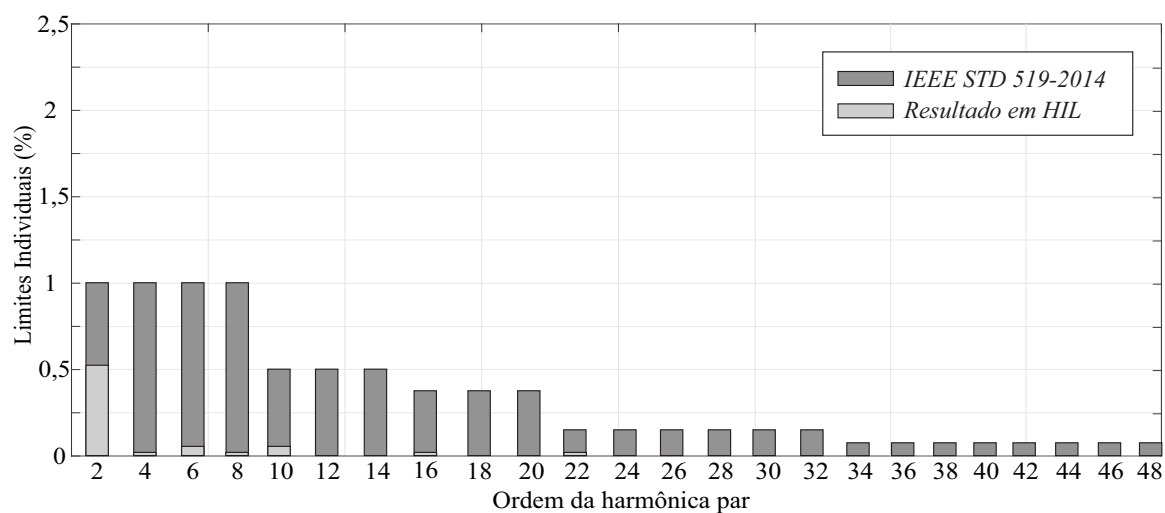
A simulação em HIL apresentou resultados semelhantes aqueles obtidos no *software* PSIM®, previamente apresentados e discutidos no capítulo 6. A principal diferença foi com relação a estrutura clássica, que no ambiente HIL se mostrou instável já na presença de uma indutância na rede de 1mH.

Os resultados experimentais foram apresentados para mostrar a eficácia da estrutura MRAC-SM proposta com relação a incertezas no sistema e na presença de distúrbios. Ainda, foi possível mostrar o comportamento do vetor de ganhos e a as ações dos controladores atuando durante um período transitório, onde a parcela SM tende a agir para acelerar a convergência dos ganhos de adaptação para os novos valores a fim de manter a estabilidade do sistema e minimizar o erro de rastreamento.

Figura 7.22 – Estrutura P+R com indutância da rede de 0,5mH: Limites individuais das harmônicas: a) ímpares; b) pares.



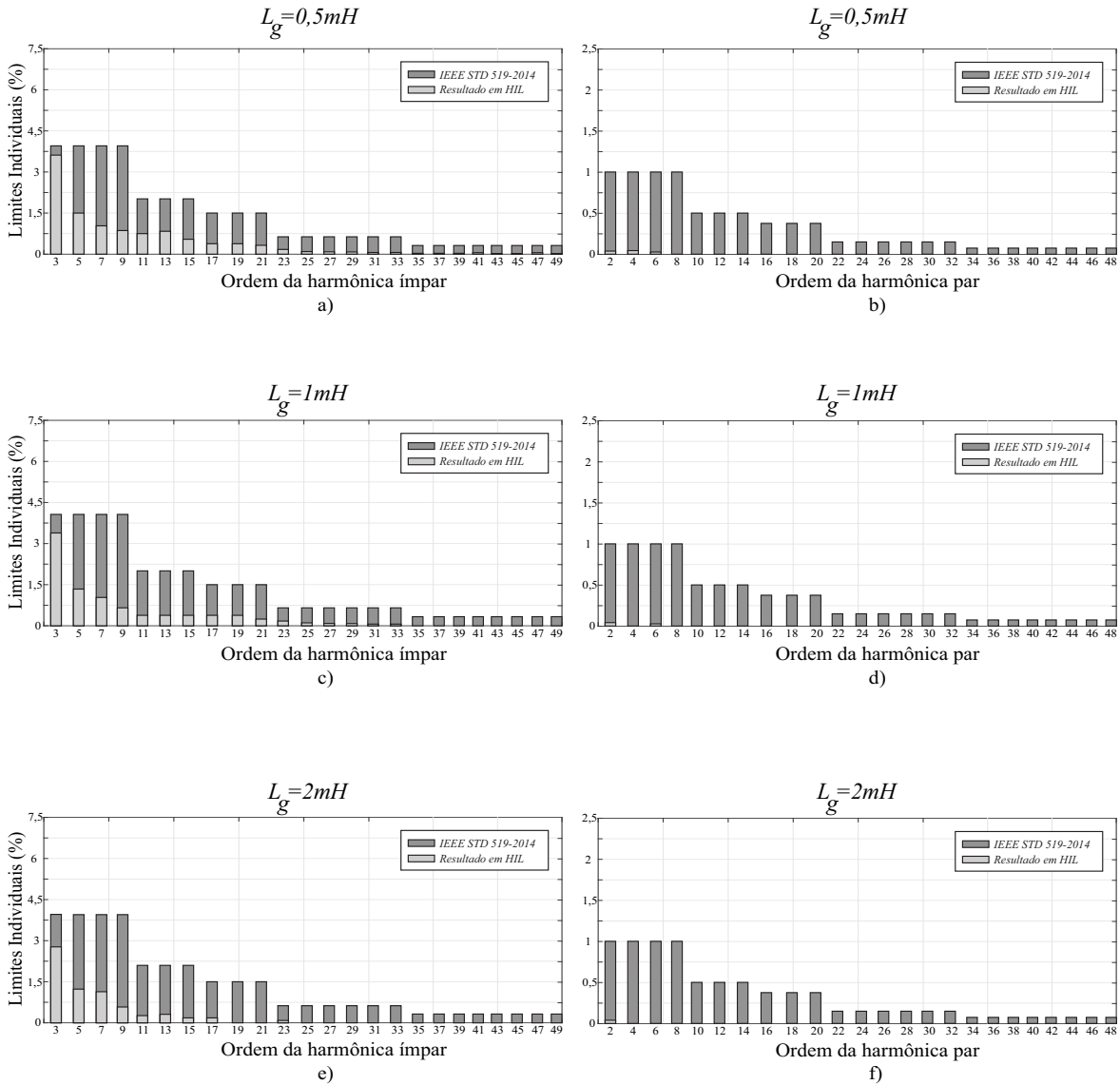
a)



b)

Fonte: Próprio autor.

Figura 7.23 – Estrutura MRAC-SM com variação de indutância da rede: Limites individuais das harmônicas: a) ímpares com  $L_g = 0,5mH$ ; b) pares com  $L_g = 0,5mH$ ; c) ímpares com  $L_g = 1mH$ ; d) pares com  $L_g = 1mH$ ; e) ímpares com  $L_g = 2mH$ ; f) pares com  $L_g = 2mH$ .



Fonte: Próprio autor.

Além disso, pode-se constatar que a estrutura MRAC-SM do lado CA se mostrou amplamente superior ao controlador P+R, fazendo a regulação do sistema praticamente sem deterioração de desempenho mesmo com uma indutância  $L_g = 2mH$ . Quanto a estrutura MRAC-SM do lado CC, a mesma apresentou baixo erro de rastreamento e se mostrou robusta a incertezas na planta, com ganhos de adaptação que se alteram rapidamente para preservar a regulação do sinal de interesse. Ainda, com relação aos limites individuais das componentes harmônicas da corrente injetada na rede, foi visto que a estrutura MRAC-SM apresenta melhor desempenho quando comparada a estrutura clássica, sendo capaz de atender aos limites individuais das harmônicas estabelecidos pela norma (IEEE-STD-519-2014, 2014) em todos ensaios realizados, mesmo na presença de valores adicionais de indutância na rede de  $L_g = 0,5mH$ ,  $L_g = 1mH$  e  $L_g = 2mH$ .





## 8 CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou uma proposta de aplicação de um controlador por modelo de referência adaptativo e *Sliding Mode* adaptativo para um inversor PV *qZ-source* conectado a rede, onde foi estudada sua utilização no lado CC do conversor, responsável por fazer a regulação do valor de pico da tensão de barramento do sistema, composta pela soma das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  da rede de impedância no período de NST, e do lado CA do conversor, responsável pela regulação da corrente injetada na rede.

O conversor qZSI foi modelado utilizando o modelo médio por espaço de estados, as plantas obtidas foram validadas e o projeto dos parâmetros que compõem o sistema foi apresentado no capítulo 3. Ainda, no mesmo capítulo, foi feita uma discussão das características de cada planta que forma o sistema.

Para comparar com os resultados obtidos pelo controlador MRAC-SM foram utilizadas duas estruturas de controle clássicas, projetadas no capítulo 4, sendo compostas por um controlador PI para regulação da tensão do arranjo fotovoltaico (direto e indireto), um controlador PI para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e um controlador P+R para regulação da corrente injetada na rede.

A estrutura MRAC-SM proposta foi desenvolvida com base em uma planta simplificada, de primeira ordem, viabilizando o projeto e implementação de modelos de referência de ordem 1. Dessa forma, ambas plantas controladas, do lado CC, de quinta ordem, e do lado CA, de terceira ordem, foram reguladas através de um modelo de ordem unitária, negligenciando características desprezíveis da planta real, de modo que o sistema adaptativo fosse capaz de manter o sistema estável diante dessas dinâmicas não modeladas. A estrutura MRAC-SM foi projetada utilizando uma abordagem entrada-saída e o algoritmo de adaptação de parâmetros utilizado foi do tipo gradiente. O equacionamento da estrutura de controle adaptativa até a obtenção das leis de adaptação, bem como a escolha do modelo de referência para cada controlador foi apresentada no capítulo 5.

Para validação da estrutura de controle proposta, resultados de simulação e experimentais em HIL foram obtidos. Os experimentos foram conduzidos em malha fechada utilizando o modelo elétrico do conversor e o sistema de controle foi implementado digitalmente em um DSP. Para verificar a robustez do sistema diante de incertezas, foram realizados testes de variação paramétrica na fonte e na carga, referentes a uma mudança de irradiância no sistema e presença de indutância na rede.

Os resultados de simulação no PSIM®, apresentados no capítulo 6, e em *Hardware in the Loop*, apresentados no capítulo 7, mostram que a estrutura MRAC-SM apresenta maior robustez quando comparada ao controlador P+R para regulação da corrente injetada na rede, sendo capaz de efetuar a regulação do sistema diante de variações paramétricas onde o controlador clássico apresentou instabilidade. Com relação a estrutura MRAC-SM

para o lado CC, a mesma apresentou bom desempenho as variações paramétricas e se mostrou robusta a um distúrbio na fonte de entrada. Todavia, diferente do controlador clássico P+R com relação a uma variação paramétrica de indutância na rede, a estrutura clássica do lado CC não apresentou instabilidade diante de uma variação de irradiância.

Observou-se, diante das variações impostas, que a lei de controle da estrutura MRAC-SM não saturou e os ganhos de adaptação buscam a convergência para novos valores após os distúrbios. Ainda, a parcela SM foi significativa para acelerar a convergência dos ganhos de adaptação diante de perturbações no sistema. Por fim, pode-se concluir que a estrutura MRAC-SM apresenta bom desempenho e robustez, e mesmo que seja mais complexa de ser projetada e implementada, apresenta ganhos quando comparada a estrutura clássica para a aplicação estudada, principalmente diante da presença de indutância na rede.

Quanto a trabalhos futuros, a análise de estabilidade da estrutura MRAC-SM deve ser realizada, bem como uma avaliação experimental, construindo o protótipo e fazendo a conexão com a rede do inversor PV *quasi-Z-Source*, fazendo a avaliação das estruturas de controle projetadas e comparando com os resultados de simulação no PSIM© e em *Hardware in the Loop*.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALENIUS, H. **Modeling and Electrical Emulation of Grid Impedance for Stability Studies of Grid-Connected Converters**. 2018. 82 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Tampere University of Technology, Finland, 2018.

ASTROM, K. J.; WITTERMARK, B. **Adaptive Control**. New York: Dover Publications, 1995. 573 p.

BARRETO, G. de A. **Metodologia de aplicação de geração distribuída fotovoltaica em baixa tensão nos reticulados subterrâneos das distribuidoras de energia elétrica**. 2014. 176 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade de São Paulo, 2014.

BASTIDAS-RODRIGUEZ, J. D. et al. Maximum power point tracking architectures for photovoltaic systems in mismatching conditions: a review. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 7, p. 1396–1413, 2014.

CARACAS, J. V. M. et al. Implementation of a high-efficiency, high-lifetime, and low-cost converter for an autonomous photovoltaic water pumping system. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 1, p. 631–641, 2014.

CARATI, E.; MONTAGNER, V.; GRUNDLING, H. A single-phase ac power source using robust model reference adaptive control. In: IEEE, 26., 2000, Nagoya, Japan. **2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies, Control, and Instrumentation (Cat. No.97CH36066)**. Washington, DC, USA: IEEE, 2000. Acesso em: 29/5/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/972331>>.

CARATI, E.; RICHTER, C.; GRUNDLING, H. A robust high performance three-phase uninterruptible power supply. In: IEEE, 39., 2000, Anchorage, AK, USA. **Proceedings of the 2000. IEEE International Conference on Control Applications. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37162)**. Washington, DC, USA: IEEE, 2000. Acesso em: 29/5/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/897558>>.

CARATI, E.; RICHTER, C. M.; GRUNDLING, H. A. A three-phase ac power source using robust model reference adaptive control. In: IEEE, 39., 2000, Sydney, NSW. **Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.00CH37187)**. Washington, DC, USA: IEEE, 2000. Acesso em: 29/5/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/912353>>.

CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. **IET Generation, Transmission and Distribution**, v. 2, n. 4, p. 542 – 555, 2008.

CÂMARA, H. T. **Uma contribuição ao controle de motores de indução trifásicos sem o uso de sensores mecânicos**. 2007. 110 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

DHIVYA, G.; MANOHARAN, P.; KUMAR, M. S. Model adaptive controller for multi-level quasi z-source inverter. In: IEEE, 39., 2018, Chennai, India. **2018 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS)**. Washington, DC, USA: IEEE, 2018. Acesso em: 9/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8521642>>.

DING, X. et al. A direct dc-link boost voltage pid-like fuzzy control strategy in z-source inverter. In: IEEE, 39., 2008, Rhodes, Greece. **2008 IEEE Power Electronics Specialists**

**Conference.** Washington, DC, USA: IEEE, 2008. Acesso em: 30/5/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4591963>>.

DREHER, J. R. **Conversores boost-flyback integrados para aplicações com alto ganho de tensão.** 2012. 188 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Santa Maria, 2012.

EDDINE, B. S. et al. Quasi z source inverter output voltage regulation of standalone system powered by photovoltaic generators and batteries. In: IEEE, 1., 2017, Tangier, Morocco. **2017 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC).** Washington, DC, USA: IEEE, 2017. Acesso em: 10/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8477284>>.

FLORA, L. D.; GRÜNDLING, H. A. Design of a robust model reference adaptive voltage controller for an electrodynamic shaker. **SOBRAEP**, v. 13, n. 3, p. 133–140, 2008.

GIACOMINI, J. C. **Desenvolvimento De Um Inversor Fotovoltaico Trifásico Não Isolado Conectado À Rede Elétrica.** 2015. 186 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2015.

GRUNDLING, H. A.; CARATI, E.; PINHEIRO, J. A robust model reference adaptive controller for ups applications. In: IEEE, 23., 1997, New Orleans, LA, USA. **Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No.97CH36066).** Washington, DC, USA: IEEE, 1997. Acesso em: 29/5/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/672109>>.

GUNGOR, V. C. et al. Smart grid technologies: Communication technologies and standards. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 7, n. 4, p. 529–539, 2011.

GUO, F. et al. Development of an 85-kw bidirectional quasi-z-source inverter with dc-link feed-forward compensation for electric vehicle applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 8, p. 5477–5488, 2013.

HAN, S. hyup et al. Induction motor control system using bidirectional quasi-z source inverter. In: IEEE, 9., 2015, Seoul, South Korea. **2016 International Conference on Emerging Trends in Engineering, Technology and Science (ICETETS).** Washington, DC, USA: IEEE, 2015. Acesso em: 10/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7167843>>.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice.** New York: Wiley-IEEE Press, 2003. 744 p.

HUSSIEN, A.; TAHA, M.; MAHGOUB, O. A. Design and control of a quasi-z-source inverter based for wind power generation using pmsg. In: IEEE, 15., 2015, Rome, Italy. **2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC).** Washington, DC, USA: IEEE, 2015. Acesso em: 10/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7165491>>.

IEA, I. E. A. **Key World Energy Statistics.** Boulder, 2018. v. 1, 51 p. Acesso em 26 maio 2019. Disponível em: <[https://webstore.iea.org/download/direct/2291?fileName=Key\\_World\\_2018.pdf](https://webstore.iea.org/download/direct/2291?fileName=Key_World_2018.pdf)>.

IEEE-STD-519-2014. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.** -, 2014. -, 82 p. Acesso em 03 junho 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6826459>>.

INIYAVAL, P.; KARTHIKEYAN, S. R. Fuzzy logic based quasi z-source cascaded multilevel inverter with energy storage for photovoltaic power generation system. In: IEEE, 1., 2016,

Pudukkottai, India. **2016 International Conference on Emerging Trends in Engineering, Technology and Science (ICETETS)**. Washington, DC, USA: IEEE, 2016. Acesso em: 10/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7603097>>.

IOANNOU, P.; SUN, J. **Robust Adaptive Control**. New York: Dover Publications, 2012. 852 p.

IOANNOU, P.; TSAKALIS, K. A robust direct adaptive controller. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 31, n. 11, p. 1033–1043, 1986.

KJAER, S.; PEDERSEN, J.; BLAABJERG, F. Design and control of an Lcl-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005.

\_\_\_\_\_. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.

LI, Y. et al. Quasi-z-source inverter for photovoltaic power generation systems. In: IEEE, 24., 2009, Washington, DC, USA. **2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. Washington, DC, USA: IEEE, 2009. Acesso em: 8/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4802772>>.

\_\_\_\_\_. Modeling and control of quasi-z-source inverter for distributed generation applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1532–1541, 2013.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an Lcl-filter based three-phase active rectifier. In: IEEE, 36., 2001, Washington, DC, USA. **2001 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting**. S/I: IEEE, 2001. Acesso em: 16/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8591621>>.

LIU, H.; LIU, P.; ZHANG, Y. Design and digital implementation of voltage and current mode control for the quasi-z-source converters. **IET Electric Power Applications**, v. 6, n. 5, p. 990–998, 2013.

LIU, J. et al. A digital current control of quasi-z-source inverter with battery. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 928–937, 2013.

LIU, Y. et al. Impedance design of 21-kw quasi-z-source h-bridge module for mw-scale medium-voltage cascaded multilevel photovoltaic inverter. In: IEEE, 23., 2014, Istanbul, Turkey. **2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. Washington, DC, USA: IEEE, 2014. Acesso em: 24/5/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6865011>>.

\_\_\_\_\_. An effective control method for quasi-z-source cascade multilevel inverter-based grid-tie single-phase photovoltaic power system. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 1, p. 399–407, 2014.

\_\_\_\_\_. Modeling and svpwm control of quasi-z-source inverter. In: IEEE, 11., 2011, Lisbon, Portugal. **11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation**. Lisbon, Portugal: IEEE, 2011. Acesso em: 2/7/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6128914>>.

LOZANO-LEAL, R.; COLLADO, J.; MONDIÉ, S. Model reference robust adaptive control without a priori knowledge of the high frequency gain. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 35, n. 1, p. 71–78, 1990.

MARTINS, O. S. **Comparação de técnicas de controle de velocidade Sensorless aplicadas a motores de indução em plataforma DSP**. 2006. 110 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.

MASSING, J. R. **Controle adaptativo de corrente aplicado a conversores estáticos conectados a rede**. 2013. 199 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.

MASSING, J. R. et al. Adaptive current control for grid-connected converters with lcl filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 12, p. 4681–4693, 2012.

MOBIL, E. **Outlook for Energy 2018**. Boulder, 2018. v. 1, 63 p. Acesso em 26 maio 2019. Disponível em: <<https://corporate.exxonmobil.com/en/~media/Global/Files/outlook-for-energy/2018-Outlook-for-Energy.pdf>>.

MOSA, M.; ABU-RUB, H.; RODRÍGUEZ, J. High performance predictive control applied to three phase grid connected quasi-z-source inverter. In: IEEE, 39., 2012, Hangzhou, China. **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. Washington, DC, USA: IEEE, 2012. Acesso em: 9/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6237218>>.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. New York: Pearson Universidades, 2003. 824 p.

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

REZNIK, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, 2014.

SALGADO, M. E.; GOODWIN, G. C.; MIDDLETON, R. H. A globally convergent adaptive pole placement algorithm without a persistency of excitation requirement. **Automatic Control**, v. 47, n. 2, p. 795–798, 1985.

\_\_\_\_\_. Modified least squares algorithm incorporating exponential resetting and forgetting. **Control International Journal**, v. 47, n. 2, p. 477–491, 1988.

STEFANELLO, M. **Projeto e Desenvolvimento de uma Fonte de Potência CA trifásica a quatro fios**. 2006. 105 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, 2006.

STEFANELLO, M. **Controle adaptativo robusto de estrutura variável por modelo de referência aplicado a filtros ativos de potência**. 2010. 124 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010.

SUN, D. et al. A new grid-connected pv system based on cascaded h-bridge quasi-z source inverter. In: IEEE, 24., 2012, Hangzhou, China. **2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. Washington, DC, USA: IEEE, 2012. Acesso em: 9/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6237218>>.

\_\_\_\_\_. Modeling, impedance design, and efficiency analysis of quasi- z source module in cascaded multilevel photovoltaic power system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, p. 6108–6117, 2014.

TAMBARA, R. V. **Um Controlador Adaptativo Robusto Aplicado a Conversores Estáticos Conectados à Rede Elétrica Através de Filtro LCL**. 2014. 144 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2014.

TAMBARA, R. V. **Apostila didática: Teoria Básica de Controle Adaptativo com Exercícios Resolvidos. Versão 1.0**. [S.l.], 2018. v. 1, 82 p.

TAMBARA, R. V. et al. A digital mrac controller based on a modified rls algorithm applied to the control of the output currents of an lcl-filter connected to the grid. In: EPE, 15., 2013, Praia Mar, Brazil. **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**. S/I: EPE, 2013. Acesso em: 10/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6634360>>.

TAMBARA, R. V.; SCHERER, L. G.; GRÜNDLING, H. A. A discrete-time mrac-sm applied to grid connected converters with lcl-filter. In: IEEE, 19., 2018, Padua, Italy. **2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**. S/I: IEEE, 2018. Acesso em: 28/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8460061>>.

URTASUN, A.; SANCHIS, P.; MARROYO, L. Adaptive voltage control of the dc/dc boost stage in pv converters with small input capacitor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 5038–5048, 2013.

VIDHYA, R. et al. Design and implementation of quasi-z-source inverter for off-grid photovoltaic systems. **International Journal of Computer Science and Mobile Computing**, v. 4, n. 3, p. 626–633, 2015.

VU, P. et al. Adaptive backstepping approach for dc-side controllers of z-source inverters in grid-tied pv system applications. **IET Power Electronics**, v. 1, n. 14, p. 2346 – 2354, 2018.

XUE, M. et al. Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback controlled grid-connected inverter with lcl filter. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 27, n. 10, p. 4234 – 4247, 2012.

ZHANG, Y.; HUANG, S.; HU, S. Ride-through strategy of quasi-z-source wind power generation system under the asymmetrical grid voltage fault. **IET Electric Power Applications**, v. 11, n. 4, p. 504–511, 2017.

ZHOU, Y. et al. A capacitance minimization control strategy for single-phase pv quasi-z-source inverter. In: IEEE, -, 2015, Charlotte, NC, USA. **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. S/I: IEEE, 2015. Acesso em: 17/4/2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7104580>>.

ZHOU, Y.; LIU, L.; LI, H. A high-performance photovoltaic module-integrated converter (mic) based on cascaded quasi-z-source inverters (qzsi) using e-gan fets. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 28, n. 6, p. 2727 – 2738, 2013.

ZIENTARSKI, J. R. R. **Contribuições ao estudo de conversores CC-CC com processamento parcial de energia aplicados a sistemas fotovoltaicos**. 2017. 236 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, 2017.





**APÊNDICE A – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA ALGÉBRICAS OBTIDAS NA  
MODELAGEM DO INVERSOR QUASI-Z-SOURCE (MODELO CONSIDERANDO  
EQUIVALENTE NORTON NA ENTRADA E DESACOPLOAMENTO ENTRE OS LADOS  
CC E CA)**

Função de transferência referente a tensão do arranjo fotovoltaico em relação à razão cíclica do período de *Shoot-Through*:

$$G_{dST}^{vC_i}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (\text{A.1})$$

onde  $b_3 = R_i(C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} L_2 R_1 - C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} L_2 R_2 + 2C_1 C_2 D_{ST} I_{PV} L_2 R_i - C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} L_2 R_i - C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} L_2 r_1 - C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} L_2 r_2 + C_1 C_2 I_{PN} L_2 r_1 + C_1 C_2 I_{PN} L_2 r_2 + C_1 C_2 I_{PN} L_2 R_2 - C_1 C_2 I_{PV} L_2 R_i + C_1 C_2 I_{PN} L_2 R_i)$ ;

$b_2 = R_i(-2C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_2 R_i + C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_1 R_i + 3C_1 C_2 D_{ST} I_{PV} R_2 R_i - C_1 C_2 D_{ST} I_{PV} R_1 R_i + 2C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_1 R_2 + C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_2 r_2 + C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_2 r_1 + C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_1 r_1 + 2C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_1 r_2 - 2C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_2 r_1 - 3C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_2 r_2 + 2C_1 C_2 D_{ST} I_{PV} R_i r_2 - C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_i r_2 - C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} r_1 r_2 - 2C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 R_2 + 2C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PV} R_1 R_i - 2C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PV} R_2 R_i - C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 R_i + C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_2 R_i - C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 r_1 - C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 r_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_2 r_1 + 2C_1 C_2 I_{PN} R_2 r_2 - C_1 C_2 I_{PV} R_i r_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_i r_2 + C_1 C_2 I_{PN} r_1 r_2 - 2C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_2^2 - C_1 C_2 I_{PV} R_2 R_i - C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 r_1 - C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 r_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_2 r_1 + 2C_1 C_2 I_{PN} R_2 r_2 - C_1 C_2 I_{PV} R_i r_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_i r_2 + C_1 C_2 I_{PN} r_1 r_2 - C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 r_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_2 r_1 + 2C_1 C_2 I_{PN} R_2 r_2 - C_1 C_2 I_{PV} R_i r_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_i r_2 + C_1 C_2 I_{PN} r_1 r_2 - 2C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} R_2^2 - C_1 C_2 I_{PV} R_2 R_i + C_1 C_2 I_{PN} R_2 R_i - C_1 C_2 I_{PV} R_2 R_i + C_1 C_2 I_{PN} R_2 R_i - C_1 C_2 D_{ST} I_{PN} r_2^2 + C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1^2 + C_1 C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_2^2 - 2C_1 D_{ST}^2 I_{PN} L_2 - 2C_2 D_{ST}^2 I_{PN} L_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_2^2 + C_1 C_2 I_{PN} r_2^2 + C_1 D_{ST} I_{PN} L_2 + 3C_2 D_{ST} I_{PN} L_2 - C_2 I_{PN} L_2)$ ;

$b_1 = R_i(C_1 I_{PN} R_2 - C_2 I_{PN} R_2 - C_1 I_{PV} R_i + C_1 I_{PN} R_i + C_1 I_{PN} r_1 + C_1 I_{PN} r_2 - C_2 I_{PN} r_2 - 2C_1 D_{ST} I_{PN} r_1 - C_1 D_{ST} I_{PN} r_2 + C_2 D_{ST} I_{PN} r_1 + 4C_2 D_{ST} I_{PN} r_2 - 3C_1 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 + C_1 D_{ST}^2 I_{PN} R_2 + C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_1 - 3C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_2 - 2C_1 D_{ST}^2 I_{PV} R_i + 2C_2 D_{ST}^2 I_{PV} R_i + C_1 D_{ST}^2 I_{PN} R_i - C_2 D_{ST}^2 I_{PN} R_i + C_1 D_{ST}^2 I_{PN} r_1 - C_1 D_{ST}^2 I_{PN} r_2 - C_2 D_{ST}^2 I_{PN} r_1 - 3C_2 D_{ST}^2 I_{PN} r_2 + 2C_1 D_{ST} I_{PN} R_1 - 2C_1 D_{ST} I_{PN} R_2 + 4C_2 D_{ST} I_{PN} R_2 + 3C_1 D_{ST} I_{PV} R_i - C_2 D_{ST} I_{PV} R_i - 2C_1 D_{ST} I_{PN} R_i + C_2 D_{ST} I_{PN} R_i)$ ;

$b_0 = R_i(4D_{ST} I_{PN} - 4D_{ST}^2 I_{PN} - I_{PN})$ ;

$a_5 = (2D_{ST} - 1)^2(C_1 C_2 C_i L_1 L_2 R_i)$ ;

$a_4 = (2D_{ST} - 1)^2(C_1 C_2 C_i D_{ST} L_2 R_2 R_i - C_1 C_2 C_i D_{ST} L_2 R_1 R_i + C_1 C_2 C_i L_2 R_1 R_i + C_1 C_2 C_i D_{ST} L_1 R_1 R_i - C_1 C_2 C_i D_{ST} L_1 R_2 R_i + C_1 C_2 C_i L_1 R_2 R_i + C_1 C_2 C_i L_1 R_i r_2 + C_1 C_2 C_i L_2 R_i r_1 + C_1 C_2 L_1 L_2)$ ;

$$a_3 = (2D_{ST} - 1)^2(-C_1C_2C_iD_{ST}r_2R_i r_1 + C_1C_2C_iD_{ST}r_2R_i r_2 - C_1C_2C_iD_{ST}r_1R_i r_2 - 2C_1C_2C_iD_{ST}r_1r_2R_i + C_1C_2C_iD_{ST}r_1R_i r_1 + 2C_1C_2C_iD_{ST}^2r_1r_2R_i + C_1C_2C_i r_1r_2R_i - C_1C_2C_iD_{ST}^2r_1^2R_i - C_1C_2C_iD_{ST}^2r_2^2R_i + C_1C_2C_i r_2R_i r_1 + C_1C_2C_i r_1R_i r_2 + C_1C_2C_iD_{ST}r_1^2R_i + C_1C_2C_iD_{ST}r_2^2R_i + C_2C_iD_{ST}^2L_2R_i + C_1C_2C_i r_1R_i r_2 + C_1C_iD_{ST}^2L_1R_i + C_1C_iD_{ST}^2L_2R_i + C_2C_iD_{ST}^2L_1R_i + C_1C_2D_{ST}L_1r_1 - C_1C_2D_{ST}L_1r_2 - C_1C_2D_{ST}L_2r_1 + C_1C_2D_{ST}L_2r_2 - 2C_1C_iD_{ST}L_1R_i - 2C_2C_iD_{ST}L_2R_i + C_1C_2L_1r_2 + C_1C_2L_2r_1 + C_1C_2L_1r_2 + C_1C_2L_2r_1 + C_1C_2L_2R_i + C_1C_iL_1R_i + C_2C_iL_2R_i);$$

$$a_2 = (2D_{ST} - 1)^2(-2C_1C_2D_{ST}R_1R_2 + C_1C_2D_{ST}R_1R_i - C_1C_2D_{ST}R_2R_i - 3C_1C_iD_{ST}R_1R_i + C_1C_iD_{ST}R_2R_i + C_2C_iD_{ST}R_1R_i - 3C_2C_iD_{ST}R_2R_i + C_1C_2D_{ST}R_1R_1 - C_1C_2D_{ST}R_1R_2 - C_1C_2D_{ST}R_2R_1 + C_1C_2D_{ST}R_2R_2 - 2C_1C_iD_{ST}R_iR_1 - 2C_2C_iD_{ST}R_iR_2 + C_1C_2R_1R_2 + C_1C_2R_2R_1 + C_1C_2R_iR_2 + C_1C_iR_iR_1 + C_2C_iR_iR_2 + C_1C_2R_1R_2 + C_1C_2D_{ST}R_1^2 + C_1C_2D_{ST}R_2^2 + 2C_1C_2D_{ST}^2R_1R_2 + 3C_1C_iD_{ST}^2R_1R_i - C_1C_iD_{ST}^2R_2R_i - C_2C_iD_{ST}^2R_1R_i + 3C_2C_iD_{ST}^2R_2R_i + C_1C_iD_{ST}^2R_iR_1 + C_1C_iD_{ST}^2R_iR_2 + C_2C_iD_{ST}^2R_iR_1 + C_2C_iD_{ST}^2R_iR_2 + C_1C_2R_1R_2 + C_1C_2R_2R_i + C_1C_iR_1R_i + C_2C_iR_2R_i - C_1C_2D_{ST}^2R_1^2 - C_1C_2D_{ST}^2R_2^2 + C_1D_{ST}^2L_1 + C_1D_{ST}^2L_2 + C_2D_{ST}^2L_1 + C_2D_{ST}^2L_2 + C_1L_1 + C_2L_2 - 2C_1D_{ST}L_1 - 2C_2D_{ST}L_2);$$

$$a_1 = (2D_{ST} - 1)^2(-3C_1D_{ST}R_1 + C_1D_{ST}R_2 + C_2D_{ST}R_1 - 3C_2D_{ST}R_2 - 2C_1D_{ST}R_i - 4C_iD_{ST}R_i - 2C_1D_{ST}r_1 - 2C_2D_{ST}r_2 + 3C_1D_{ST}^2R_1 - C_1D_{ST}^2R_2 - C_2D_{ST}^2R_1 + 3C_2D_{ST}^2R_2 + C_1D_{ST}^2R_i + C_2D_{ST}^2R_i + 4C_iD_{ST}^2R_i + C_1D_{ST}^2r_1 + C_1D_{ST}^2r_2 + C_2D_{ST}^2r_1 + C_2D_{ST}^2r_2 + C_1R_1 + C_2R_2 + C_1R_i + C_iR_i + C_1r_1 + C_2r_2);$$

$$a_0 = (2D_{ST} - 1)^2(4D_{ST}^2 - 4D_{ST} + 1).$$

Função de transferência que relaciona a tensão efetiva de barramento e a corrente eficaz:

$$G_{iPN}^{vPN}(s) = \frac{d_5s^5 + d_4s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0}{c_5s^5 + c_4s^4 + c_3s^3 + c_2s^2 + c_1s + c_0}, \quad (A.2)$$

$$\text{onde } d_5 = (D_{ST} - 1)(+C_1C_2C_iL_1L_2r_1R_i + C_1C_2C_iL_1L_2r_2R_i);$$

$$d_4 = (D_{ST} - 1)(+C_1C_2C_iL_1r_1r_2R_i + C_1C_2C_iL_2r_1r_2R_i + C_1C_2C_iL_1r_1R_i r_2 + C_1C_2C_iL_2r_1R_i r_1 + C_1C_2C_iL_1r_2R_i r_2 + C_1C_2C_iL_2r_2R_i r_1 + C_1C_2C_iD_{ST}L_1r_1^2R_i + C_1C_2C_iD_{ST}L_2r_2^2R_i + C_1C_2L_1L_2r_1 + C_1C_2L_1L_2r_2 + C_1C_iL_1L_2R_i + C_2C_iL_1L_2R_i - C_1C_iD_{ST}L_1L_2R_i - C_2C_iD_{ST}L_1L_2R_i);$$

$$d_3 = (D_{ST} - 1)(+C_1C_2C_iD_{ST}r_1r_2^2R_i + C_1C_2C_iD_{ST}r_1^2r_2R_i + C_1C_2C_iD_{ST}r_1^2R_i r_1 + C_1C_2C_iD_{ST}r_2^2R_i r_2 + C_1C_2C_i r_1r_2R_i r_1 + C_1C_2C_i r_1r_2R_i r_2 + C_1C_2C_i r_1R_i r_1r_2 + C_1C_2C_i r_2R_i r_1r_2 - C_1C_iD_{ST}L_1r_1R_i + C_1C_iD_{ST}L_2r_2R_i + C_2C_iD_{ST}L_1r_1R_i - C_2C_iD_{ST}L_2r_2R_i + C_1C_2L_1r_1r_2 + C_1C_2L_2r_1r_2 + C_1C_2L_2r_1R_i + C_1C_2L_2r_2R_i + C_1C_iL_1r_1R_i + C_1C_iL_2r_1R_i + C_2C_iL_1r_2R_i + C_2C_iL_2r_2R_i + C_1C_2L_1r_1r_2 + C_1C_2L_2r_1r_1 + C_1C_2L_1r_2r_2 + C_1C_2L_2r_2r_1 + C_1C_iL_1R_i r_2 + C_1C_iL_2R_i r_1 + C_2C_iL_1R_i r_2 + C_2C_iL_2R_i r_1 + C_1C_2D_{ST}L_1r_1^2 + C_1C_2D_{ST}L_2r_2^2 - C_1C_iD_{ST}L_1R_i r_2 - C_1C_iD_{ST}L_2R_i r_1 - C_2C_iD_{ST}L_1R_i r_2 - C_2C_iD_{ST}L_2R_i r_1 - C_1D_{ST}L_1L_2 - C_2D_{ST}L_1L_2 + C_1L_1L_2 + C_2L_1L_2);$$

$$d_2 = (D_{ST} - 1)(+C_1L_1r_1 + C_1C_iD_{ST}r_1r_2R_i + C_2C_iD_{ST}r_1r_2R_i - C_1C_iD_{ST}r_1R_i r_1 +$$

$$\begin{aligned}
& C_1C_iD_{ST}r_2R_i r_2 + C_2C_iD_{ST}r_1R_i r_1 - C_2C_iD_{ST}r_2R_i r_2 - C_1C_iD_{ST}R_i r_1 r_2 - C_2C_iD_{ST}R_i r_1 r_2 + \\
& C_1C_2r_1r_2r_1 + C_1C_2r_1r_2r_2 + C_1C_2r_1R_i r_2 + C_1C_2r_2R_i r_2 + C_1C_i r_1R_i r_1 + C_1C_i r_1R_i r_2 + \\
& + C_2C_i r_2R_i r_1 + C_2C_i r_2R_i r_2 + C_1C_2r_1r_1r_2 + C_1C_2r_2r_1r_2 + C_1C_iR_i r_1r_2 + C_2C_iR_i r_1r_2 + \\
& C_1C_2r_1r_2R_i + C_1C_2D_{ST}r_1r_2^2 + C_1C_2D_{ST}r_1^2r_2 + C_1C_2D_{ST}r_1^2R_i + C_1C_iD_{ST}r_1^2R_i + \\
& + C_2C_iD_{ST}r_2^2R_i + C_1C_2D_{ST}r_1^2r_1 + C_1C_2D_{ST}r_2^2r_2 - C_1D_{ST}L_1r_1 + C_1D_{ST}L_2r_2 + C_2D_{ST}L_1r_1 - \\
& C_2D_{ST}L_2r_2 - C_1D_{ST}L_2R_i - C_2D_{ST}L_2R_i - C_iD_{ST}L_1R_i - C_iD_{ST}L_2R_i - C_1D_{ST}L_1r_2 - \\
& C_1D_{ST}L_2r_1 - C_2D_{ST}L_1r_2 - C_2D_{ST}L_2r_1 + C_1L_2r_1 + C_2L_1r_2 + C_2L_2r_2 + C_1L_2R_i + C_2L_2R_i + \\
& C_iL_1R_i + C_iL_2R_i + C_1L_1r_2 + C_1L_2r_1 + C_2L_1r_2 + C_2L_2r_1);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
d_1 = & (D_{ST} - 1)(L_1 + L_2 - D_{ST}L_1 - D_{ST}L_2 + C_1D_{ST}r_1^2 + C_2D_{ST}r_2^2 + C_1r_1R_i + \\
& C_2r_2R_i + C_1r_1r_1 + C_1r_1r_2 + C_2r_2r_1 + C_2r_2r_2 + C_1R_i r_2 + C_2R_i r_2 + C_iR_i r_1 + C_iR_i r_2 + C_1r_1r_2 + \\
& C_2r_1r_2 - C_1D_{ST}r_1r_1 + C_1D_{ST}r_2r_2 + C_2D_{ST}r_1r_1 - C_2D_{ST}r_2r_2 - C_1D_{ST}R_i r_2 - C_2D_{ST}R_i r_2 - \\
& C_iD_{ST}R_i r_1 - C_iD_{ST}R_i r_2 - C_1D_{ST}r_1r_2 - C_2D_{ST}r_1r_2 + C_1D_{ST}r_1r_2 + C_2D_{ST}r_1r_2 - C_1D_{ST}r_1R_i + \\
& C_2D_{ST}r_1R_i + C_iD_{ST}r_1R_i + C_iD_{ST}r_2R_i);
\end{aligned}$$

$$d_0 = (D_{ST} - 1)(+D_{ST}r_1 + D_{ST}r_2 - D_{ST}R_i R_i + r_1 + r_2 - D_{ST}r_1 - D_{ST}r_2);$$

$$c_5 = C_1C_2C_iL_1L_2R_i;$$

$$\begin{aligned}
c_4 = & (C_1C_2C_iL_1R_2R_i + C_1C_2C_iL_2R_1R_i + C_1C_2C_iD_{ST}L_1R_1R_i - C_1C_2C_iD_{ST}L_1R_2R_i - \\
& C_1C_2C_iD_{ST}L_2R_1R_i + C_1C_2C_iD_{ST}L_2R_2R_i + C_1C_2C_iL_1R_i r_2 + C_1C_2C_iL_2R_i r_1 + C_1C_2L_1L_2);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
c_3 = & (C_1C_2C_iR_1R_i r_2 + C_1C_2C_iR_2R_i r_1 + C_1C_2C_iR_i r_1r_2 + C_1C_2C_iD_{ST}R_1^2R_i + \\
& + C_1C_2C_iD_{ST}R_2^2R_i - C_1C_2C_iD_{ST}^2R_1^2R_i - C_1C_2C_iD_{ST}^2R_2^2R_i - 2C_1C_2C_iD_{ST}R_1R_2R_i + \\
& + C_1C_2C_iD_{ST}R_1R_i r_1 - C_1C_2C_iD_{ST}R_1R_i r_2 - C_1C_2C_iD_{ST}R_2R_i r_1 + C_1C_2C_iD_{ST}R_2R_i r_2 + \\
& 2C_1C_2C_iD_{ST}^2R_1R_2R_i + C_1C_iD_{ST}^2L_1R_i + C_1C_iD_{ST}^2L_2R_i + C_2C_iD_{ST}^2L_1R_i + C_2C_iD_{ST}^2L_2R_i + \\
& C_1C_2D_{ST}L_1R_1 - C_1C_2D_{ST}L_1R_2 - C_1C_2D_{ST}L_2R_1 + C_1C_2D_{ST}L_2R_2 - 2C_1C_iD_{ST}L_1R_i - \\
& 2C_2C_iD_{ST}L_2R_i + C_1C_2L_1r_2 + C_1C_2L_2r_1 + C_1C_2L_1R_2 + C_1C_2L_2R_1 + C_1C_2L_2R_i + C_1C_iL_1R_i + \\
& C_2C_iL_2R_i + C_1C_2C_iR_1R_2R_i);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
c_2 = & (-C_1C_2D_{ST}^2R_1^2 - C_1C_2D_{ST}^2R_2^2 + C_1C_2R_1R_2 + C_1C_2R_2R_i + C_1C_iR_1R_i + C_2C_iR_2R_i + \\
& C_1C_2R_1r_2 + C_1C_2R_2r_1 + C_1C_2R_i r_2 + C_1C_iR_i r_1 + C_2C_iR_i r_2 + C_1C_2r_1r_2 + C_1C_2D_{ST}R_1^2 + \\
& C_1C_2D_{ST}R_2^2 + 2C_1C_2D_{ST}^2R_1R_2 + 3C_1C_iD_{ST}^2R_1R_i - C_1C_iD_{ST}^2R_2R_i - C_2C_iD_{ST}^2R_1R_i + \\
& + 3C_2C_iD_{ST}^2R_2R_i + C_1C_iD_{ST}^2R_i r_1 + C_1C_iD_{ST}^2R_i r_2 + C_2C_iD_{ST}^2R_i r_1 + C_2C_iD_{ST}^2R_i r_2 - \\
& - 2C_1C_2D_{ST}R_1R_2 + C_1C_2D_{ST}R_1R_i - C_1C_2D_{ST}R_2R_i - 3C_1C_iD_{ST}R_1R_i + C_1C_iD_{ST}R_2R_i + \\
& C_2C_iD_{ST}R_1R_i - 3C_2C_iD_{ST}R_2R_i + C_1C_2D_{ST}R_1r_1 - C_1C_2D_{ST}R_1r_2 - C_1C_2D_{ST}R_2r_1 + \\
& + C_1C_2D_{ST}R_2r_2 - 2C_1C_iD_{ST}R_i r_1 - 2C_2C_iD_{ST}R_i r_2 + C_1D_{ST}^2L_1 + C_1D_{ST}^2L_2 + C_2D_{ST}^2L_1 + \\
& C_2D_{ST}^2L_2 + C_1L_1 + C_2L_2 - 2C_1D_{ST}L_1 - 2C_2D_{ST}L_2);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
c_1 = & (C_1R_1 + C_2R_2 + C_1R_i + C_iR_i + C_1r_1 + C_2r_2 + 3C_1D_{ST}^2R_1 - C_1D_{ST}^2R_2 - \\
& C_2D_{ST}^2R_1 + 3C_2D_{ST}^2R_2 + C_1D_{ST}^2R_i + C_2D_{ST}^2R_i + 4C_iD_{ST}^2R_i + C_1D_{ST}^2r_1 + C_1D_{ST}^2r_2 + \\
& C_2D_{ST}^2r_1 + C_2D_{ST}^2r_2 - 3C_1D_{ST}R_1 + C_1D_{ST}R_2 + C_2D_{ST}R_1 - 3C_2D_{ST}R_2 - 2C_1D_{ST}R_i - \\
& 4C_iD_{ST}R_i - 2C_1D_{ST}r_1 - 2C_2D_{ST}r_2);
\end{aligned}$$

$$c_0 = 1 + 4D_{ST}^2 - 4D_{ST}$$



**APÊNDICE B – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA ALGÉBRICAS E NUMÉRICAS  
UTILIZADAS PARA PROJETO DO CONTROLADOR CLÁSSICO (MODELO  
CONSIDERANDO EQUIVALENTE *THEVENIN* NA ENTRADA, COM  
DESACOPLOAMENTO ENTRE OS LADOS CC E CA)**

Função de transferência referente a corrente que circula pelo indutor  $L_1$  em relação à razão cíclica do período de *Shoot-Through*:

$$G_{dST}^{iL_1}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (\text{B.1})$$

onde  $b_3 = -(2C_1 C_2 D L_2 V_{PV} + C_1 C_2 I_{PN} L_2 R_2 + C_1 C_2 I_{PN} L_2 r_1 + C_1 C_2 I_{PN} L_2 r_2 - C_1 C_2 D I_{PN} L_2 r_1 - C_1 C_2 D I_{PN} L_2 r_2 + C_1 C_2 D I_{PN} L_2 R_1 - C_1 C_2 D I_{PN} L_2 R_2 - C_1 C_2 L_2 V_{PV})$ ;  
 $b_2 = -(2C_1 C_2 D I_{PN} R_1 R_2 - C_1 C_2 D^2 I_{PN} R_1 r_1 - C_1 C_2 D^2 I_{PN} R_1 r_2 + C_1 C_2 D^2 I_{PN} R_2 r_1 + C_1 C_2 D^2 I_{PN} R_2 r_2 + C_1 C_2 D I_{PN} R_1 r_1 + 2C_1 C_2 D I_{PN} R_1 r_2 - 2C_1 C_2 D I_{PN} R_2 r_1 - 3C_1 C_2 D I_{PN} R_2 r_2 - C_1 C_2 D I_{PN} r_1 r_2 - 2C_1 C_2 D^2 I_{PN} R_1 R_2 - C_1 C_2 D R_1 V_{PV} + 3C_1 C_2 D R_2 V_{PV} + C_1 C_2 I_{PN} r_1 r_2 - 2C_1 C_2 D I_{PN} R_2^2 + 2C_1 C_2 D V_{PV} r_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_2 r_1 + 2C_1 C_2 I_{PN} R_2 r_2 + 2C_1 C_2 D^2 R_1 V_{PV} - 2C_1 C_2 D^2 R_2 V_{PV} - C_1 C_2 D I_{PN} r_2^2 + C_1 C_2 D^2 I_{PN} R_1^2 + C_1 C_2 D^2 I_{PN} R_2^2 - C_2 I_{PN} L_2 + C_1 D I_{PN} L_2 + 3C_2 D I_{PN} L_2 - C_1 C_2 R_2 V_{PV} - C_1 C_2 V_{PV} r_2 - 2C_1 D^2 I_{PN} L_2 - 2C_2 D^2 I_{PN} L_2 + C_1 C_2 I_{PN} R_2^2 + C_1 C_2 I_{PN} r_2^2)$ ;  
 $b_1 = -(2C_2 D^2 V_{PV} - 2C_1 D^2 V_{PV} + 3C_1 D V_{PV} - C_2 D V_{PV} + C_1 I_{PN} R_2 - C_2 I_{PN} R_2 + C_1 I_{PN} r_1 + C_1 I_{PN} r_2 - C_2 I_{PN} r_2 - 2C_1 D I_{PN} r_1 - C_1 D I_{PN} r_2 + C_2 D I_{PN} r_1 + 4C_2 D I_{PN} r_2 - C_1 V_{PV} - 3C_1 D^2 I_{PN} R_1 + C_1 D^2 I_{PN} R_2 + C_2 D^2 I_{PN} R_1 - 3C_2 D^2 I_{PN} R_2 + C_1 D^2 I_{PN} r_1 - C_1 D^2 I_{PN} r_2 - C_2 D^2 I_{PN} r_1 - 3C_2 D^2 I_{PN} r_2 + 2C_1 D I_{PN} R_1 - 2C_1 D I_{PN} R_2 + 4C_2 D I_{PN} R_2)$ ;  
 $b_0 = -4D I_{PN} + 4D^2 I_{PN} + I_{PN}$ ;  
 $a_4 = (2D - 1)^2 (C_1 C_2 L_1 L_2)$ ;  
 $a_3 = (2D - 1)^2 (C_1 C_2 D L_1 R_1 - C_1 C_2 D L_1 R_2 - C_1 C_2 D L_2 R_1 + C_1 C_2 D L_2 R_2 + C_1 C_2 L_1 r_2 + C_1 C_2 L_2 r_1 + C_1 C_2 L_1 R_2 + C_1 C_2 L_2 R_1)$ ;  
 $a_2 = (2D - 1)^2 (C_1 L_1 + C_2 L_2 - 2C_1 D L_1 - 2C_2 D L_2 + C_1 C_2 R_1 r_2 + C_1 C_2 R_2 r_1 + C_1 C_2 r_1 r_2 + C_1 C_2 D R_1^2 + C_1 C_2 D R_2^2 + 2C_1 C_2 D^2 R_1 R_2 - 2C_1 C_2 D R_1 R_2 + C_1 C_2 D R_1 r_1 - C_1 C_2 D R_1 r_2 - C_1 C_2 D R_2 r_1 + C_1 C_2 D R_2 r_2 + C_1 C_2 R_1 R_2 + C_1 D^2 L_1 + C_1 D^2 L_2 + C_2 D^2 L_1 + C_2 D^2 L_2 - C_1 C_2 D^2 R_1^2 - C_1 C_2 D^2 R_2^2)$ ;  
 $a_1 = (2D - 1)^2 (C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 r_1 + C_2 r_2 + 3C_1 D^2 R_1 - C_1 D^2 R_2 - C_2 D^2 R_1 + 3C_2 D^2 R_2 + C_1 D^2 r_1 + C_1 D^2 r_2 + C_2 D^2 r_1 + C_2 D^2 r_2 - 3C_1 D R_1 + C_1 D R_2 + C_2 D R_1 - 3C_2 D R_2 - 2C_1 D r_1 - 2C_2 D r_2)$ ;  
 $a_0 = (2D - 1)^2 (4D^2 - 4D + 1)$ .

Substituindo os valores dos elementos projetados no Capítulo 3, representados na Tabela 3.2 na função de transferência  $G_{(iL_1, dST)}$  algébrica, representada em (B.1), pode-se

obter a função de transferência numérica, conforme (B.2).

$$G_{(i_{L1}, d_{ST})}(s) = \frac{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}{c_4 s^4 + c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}. \quad (\text{B.2})$$

Utilizando o método ZOH para fazer a discretização da função (B.2) no tempo contínuo, considerando como período de amostragem  $100\mu\text{s}$ , correspondente ao inverso da frequência de chaveamento, obtém-se (B.3).

$$G_{(i_{L1}, d_{ST})}(z) = \frac{h_3 z^3 + h_2 z^2 + h_1 z + h_0}{g_4 z^4 + g_3 z^3 + g_2 z^2 + g_1 z + g_0}, \quad (\text{B.3})$$

onde os coeficientes das equações (B.2) e (B.3) estão representados na Tabela B.1.

Tabela B.1 – Coeficientes das plantas  $G_{(i_{L1}, d_{ST})}(s)$  e  $G_{(i_{L1}, d_{ST})}(z)$ .

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
$d_3$	$1,413 \cdot 10^{64}$	$d_2$	$7,372 \cdot 10^{66}$
$d_1$	$7,219 \cdot 10^{69}$	$d_0$	$1,535 \cdot 10^{71}$
$c_4$	$5 \cdot 10^{58}$	$c_3$	$5 \cdot 10^{61}$
$c_2$	$4,664 \cdot 10^{64}$	$c_1$	$1,707 \cdot 10^{67}$
$c_0$	$4,572 \cdot 10^{69}$	$h_3$	27,59
$h_2$	-81,22	$h_1$	79,82
$h_0$	-26,18	$g_4$	1
$g_3$	-3,896	$g_2$	5,697
$g_1$	-3,706	$g_0$	0,9048

Função de transferência que relaciona a tensão efetiva de barramento e a corrente eficaz:

$$G_{i_{PN}}^{v_{PN}}(s) = \frac{l_4 s^4 + l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s + l_0}{k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0}, \quad (\text{B.4})$$

onde  $l_4 = (D - 1)(C_1 C_2 L_1 L_2 R_1 + C_1 C_2 L_1 L_2 R_2)$ ;

$l_3 = (D - 1)(C_1 C_2 D L_1 R_1^2 + C_1 C_2 D L_2 R_2^2 + C_1 C_2 L_1 R_1 R_2 + C_1 C_2 L_2 R_1 R_2 + C_1 C_2 L_1 R_1 r_2 + C_1 C_2 L_2 R_1 r_1 + C_1 C_2 L_1 R_2 r_2 + C_1 C_2 L_2 R_2 r_1 - C_1 D L_1 L_2 - C_2 D L_1 L_2 + C_1 L_1 L_2 + C_2 L_1 L_2)$ ;

$l_2 = (D - 1)(C_1 C_2 R_1 R_2 r_1 + C_1 C_2 R_1 R_2 r_2 + C_1 C_2 R_1 r_1 r_2 + C_1 C_2 R_2 r_1 r_2 + C_1 C_2 D R_1 R_2^2 + C_1 C_2 D R_1^2 R_2 + C_1 C_2 D R_1^2 r_1 + C_1 C_2 D R_2^2 r_2 - C_1 D L_1 R_1 + C_1 D L_2 R_2 + C_2 D L_1 R_1 - C_2 D L_2 R_2 - C_1 D L_1 r_2 - C_1 D L_2 r_1 - C_2 D L_1 r_2 - C_2 D L_2 r_1 + C_1 L_1 R_1 + C_1 L_2 R_1 + C_2 L_1 R_2 + C_2 L_2 R_2 + C_1 L_1 r_2 + C_1 L_2 r_1 + C_2 L_1 r_2 + C_2 L_2 r_1)$ ;

$l_1 = (D - 1)(C_1 D R_1 R_2 + C_2 D R_1 R_2 + C_1 R_1 r_1 + C_1 R_1 r_2 + C_2 R_2 r_1 + C_2 R_2 r_2 + C_1 r_1 r_2 + C_2 r_1 r_2 - C_1 D R_1 r_1 + C_1 D R_2 r_2 + C_2 D R_1 r_1 - C_2 D R_2 r_2 - C_1 D r_1 r_2 - C_2 D r_1 r_2 - D L_1 - D L_2 + C_1 D R_1^2 + C_2 D R_2^2 + L_1 + L_2)$ ;

$l_0 = (D - 1)(D R_1 + D R_2 r_1 + r_2 - D r_1 - D r_2)$ ;

$k_3 = (C_1 C_2 D L_1 R_1 - C_1 C_2 D L_1 R_2 - C_1 C_2 D L_2 R_1 + C_1 C_2 D L_2 R_2 + C_1 C_2 L_1 r_2 +$

$$C_1C_2L_2r_1 + C_1C_2L_1L_2s^4 + C_1C_2L_1R_2 + C_1C_2L_2R_1);$$

$$k_2 = (-2C_1C_2DR_1R_2 + C_1C_2DR_1r_1 - C_1C_2DR_1r_2 - C_1C_2DR_2r_1 + C_1C_2DR_2r_2 + C_1C_2R_1r_2 + C_1C_2R_2r_1 + C_1C_2r_1r_2 + C_1C_2DR_1^2 + C_1C_2DR_2^2 + 2C_1C_2D^2R_1R_2 + C_1C_2R_1R_2 - C_1C_2D^2R_1^2 - C_1C_2D^2R_2^2 + C_1D^2L_1 + C_1D^2L_2 + C_2D^2L_1 + C_2D^2L_2 + C_1L_1 + C_2L_2 - 2C_1DL_1 - 2C_2DL_2);$$

$$k_1 = (-3C_1DR_1 + C_1DR_2 + C_2DR_1 - 3C_2DR_2 - 2C_1Dr_1 - 2C_2Dr_2 + 3C_1D^2R_1 - C_1D^2R_2 - C_2D^2R_1 + 3C_2D^2R_2 + C_1D^2r_1 + C_1D^2r_2 + C_2D^2r_1 + C_2D^2r_2 + C_1R_1 + C_2R_2 + C_1r_1 + C_2r_2);$$

$$k_0 = 4D^2 - 4D + 1.$$

Da mesma forma, substituindo os valores dos elementos projetados no Capítulo 3, mostrados na Tabela 3.2 na função de transferência  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}$  algébrica, representada por (B.4), pode-se obter a função de transferência numérica, conforme (B.5).

$$G_{(v_{PN}, i_{PN})}(s) = \frac{n_2s^2 + n_1s + n_0}{m_2s^2 + m_1s + m_0}. \quad (\text{B.5})$$

Utilizando o método ZOH para fazer a discretização da função (B.5) considerando como período de amostragem  $100\mu\text{s}$ , obtém-se (B.6).

$$G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z) = \frac{r_2z^2 + r_1z + r_0}{q_2z^2 + q_1z + q_0}, \quad (\text{B.6})$$

onde os coeficientes das equações (B.5) e (B.6) estão representados na Tabela B.2.

Tabela B.2 – Coeficientes das plantas  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}(s)$  e  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z)$ .

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
$n_2$	$-5,893 \cdot 10^6$	$n_1$	$-5,754 \cdot 10^9$
$n_0$	$-7,331 \cdot 10^{11}$	$m_2$	$7,813 \cdot 10^6$
$m_1$	$3,906 \cdot 10^9$	$m_0$	$1,429 \cdot 10^{12}$
$r_2$	$-0,7543$	$r_1$	$1,436$
$r_0$	$-0,6822$	$q_2$	$1$
$q_1$	$-1,949$	$q_0$	$0,9512$