

CONVERSORES VSC CONTROLADOS POR CORRENTE CONECTADOS EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO: ANÁLISE DE INTERAÇÕES ADVERSAS

Rafael de Oliveira Rodrigues

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro Março de 2015

CONVERSORES VSC CONTROLADOS POR CORRENTE CONECTADOS EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO: ANÁLISE DE INTERAÇÕES ADVERSAS

Rafael de Oliveira Rodrigues

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. Robson Francisco da Silva Dias, D.Sc.

Prof. José Eduardo da Rocha Alves Junior, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL MARÇO DE 2015 Rodrigues, Rafael de Oliveira

Conversores VSC controlados por corrente conectados em redes de distribuição: análise de interações adversas/Rafael de Oliveira Rodrigues. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2015.

XVII, 100 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 79 – 90.

 Conversores VSC. 2. Rede de distribuição. 3.
 Resposta em frequência. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

Agradeço ao professor Luís Guilherme Barbosa Rolim por sua dedicada orientação e prontidão mesmo nos dias mais atribulados.

Aos colegas e amigos que se ajudaram cooperativamente no desafio de ser um pós-graduando no Brasil.

A Capes pelo apoio financeiro na forma de bolsa de mestrado sem a qual os primeiros passos deste trabalho seriam mais árduos.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONVERSORES VSC CONTROLADOS POR CORRENTE CONECTADOS EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO: ANÁLISE DE INTERAÇÕES ADVERSAS

Rafael de Oliveira Rodrigues

Março/2015

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

O projeto de controladores para um conversor conectado à rede em sistema geração distribuída deve assumir requisitos de performance e estabilidade diante de distúrbios e variações de impedância que podem ocorrer frequentemente, mesmo em condições normais de operação. Esta tarefa pressupõe a adoção de um modelo de rede elétrica que sirva de base para correta sintonia de parâmetros de controle. Porém, uma modelagem simplificada pode esconder potenciais riscos de ressonância entre o conversor e a rede. Condição de desequilíbrio e poluição harmônica na tensão da rede, bem como emissão de harmônicos de corrente pelo conversor, são causas conhecidas de interações perniciosas entre conversores e a rede em sistemas reais. Entende-se que o tipo de controlador digital, a topologia do conversor e um modelo analítico que melhor represente a rede, compõem o intricado problema de conferir robustez ao sistema conversor conectado. Neste trabalho, analisa-se o controlador de um conversor fotovoltaico em relação a rede com perturbações. Para validação de resultados de simulação é proposto um *benchmark* de rede de baixa tensão desenvolvido com dados de rede real. Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

CURRENT-CONTROLLED GRID-CONNECTED VSC CONVERTERS: ANALYSIS OF ADVERSE INTERACTIONS

Rafael de Oliveira Rodrigues

March/2015

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim Department: Electrical Engineering

The controller design for a converter connected to a network in distributed generation system must meet performance and stability requirements for disturbances and impedance variations that can often occur even in normal operation. This task requires a suitable grid model as a basis for correct tuning control parameters. However, a simplified modeling may not predict resonance occurrences between the converter and the grid. Unbalance condition and harmonic pollution in the grid due to voltage and harmonic currents injected by the converter are known causes of harmful interactions between converters and the network in real systems. The type of digital controller, the converter topology and an analytical model of the network are the elements that compose the problem of providing robustness to the system converter robust enough to reject grid disturbances. It's proposed the development of a low voltage network benchmark based on actual network data to validate simulation results.

Sumário

| Li | sta d | e Figuras | ix |
|---------------|-------|---|-----|
| Li | sta d | e Tabelas | xi |
| \mathbf{Li} | sta d | e Símbolos | xii |
| \mathbf{Li} | sta d | e Abreviaturas | cvi |
| 1 | Intr | odução | 1 |
| | 1.1 | Contextualização | 2 |
| | 1.2 | Motivação | 7 |
| | 1.3 | Revisão Bibliográfica sobre Avaliação de Impedância da Rede | 8 |
| | 1.4 | Objetivos | 18 |
| | 1.5 | Estrutura do Documento | 19 |
| 2 | Mo | delos de Rede Vistos do PCC | 20 |
| | 2.1 | Modelo simplificado | 20 |
| | | 2.1.1 Modelagem | 21 |
| | | 2.1.2 Carga RLC | 23 |
| | | 2.1.3 Carga RLC e Harmônicos de Tensão | 25 |
| | | 2.1.4 Carga RLC e Harmônicos de Corrente | 25 |
| | 2.2 | Benchmark | 26 |
| | | 2.2.1 Modelagem | 28 |
| | | 2.2.2 Modelo de cargas residenciais | 33 |
| | | 2.2.3 Modelo de cargas residenciais não-lineares | 34 |
| | | 2.2.4 Caracterização do modelo | 36 |
| | 2.3 | Conclusões parciais | 39 |
| 3 | Inte | eração entre Rede e Conversor | 41 |
| | 3.1 | Modelo genérico de um VSC | 41 |
| | 3.2 | Projeto do Controlador | 44 |
| | | 3.2.1 PLL | 45 |

| | | 3.2.2 | Estágio CC | 48 |
|----------|-------|---------|---|----|
| | | 3.2.3 | Interface CA | 50 |
| | | 3.2.4 | Compensação Feedforward | 53 |
| | 3.3 | Anális | e de Desempenho | 55 |
| | | 3.3.1 | Limitações do PWM | 56 |
| | | 3.3.2 | Resposta em Frequência para Corrente de Referência | 57 |
| | | 3.3.3 | Resposta em Frequência para Perturbação de Tensão $\ .\ .\ .$ | 58 |
| | | 3.3.4 | Resposta em Frequência para Perturbação de Corrente $\ .\ .$. | 59 |
| | 3.4 | Conclu | usões parciais | 60 |
| 4 | Sim | ulação | o do Conversor Conectado a Rede | 62 |
| | 4.1 | Aplica | ção do Modelo de Rede Simplificada | 62 |
| | | 4.1.1 | Controle do $link$ CC \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots | 62 |
| | | 4.1.2 | Controle de corrente | 63 |
| | | 4.1.3 | Resposta em Frequência | 67 |
| | 4.2 | Aplica | ção do $Benchmark$ | 68 |
| | | 4.2.1 | Benchmark com cargas lineares | 69 |
| | | 4.2.2 | Benchmark com cargas não-lineares | 72 |
| | 4.3 | Conclu | usões parciais | 73 |
| 5 | Cor | nclusão | e Trabalhos Futuros | 76 |
| | 5.1 | Conclu | usão | 76 |
| | 5.2 | Traba | lhos futuros | 77 |
| R | eferê | ncias I | Bibliográficas | 79 |
| A | Cóc | ligo do | o controlador em coordenadas estacionárias | 91 |
| в | Cóc | ligo do | o controlador em coordenadas síncronas | 96 |

Lista de Figuras

| 1.1 | Circuito básico de um retificador com filtro LCL | 3 |
|------|---|----|
| 1.2 | Diagrama Unifilar Ilustrativo | 9 |
| 1.3 | Equivalente de Thévenin da Rede | 12 |
| 1.4 | Modelo ampliado da rede \ldots | 14 |
| 1.5 | Injeção de Corrente | 16 |
| 1.6 | Modelo em pequenos sinais do sistema conversor conectado à rede $\ .$. | 17 |
| 2.1 | Modelo de rede para projeto do controlador | 21 |
| 2.2 | Resposta em frequência da rede com carga RLC \hdots | 24 |
| 2.3 | Caption for LOF | 29 |
| 2.4 | Circuito benchmark no PSIM | 30 |
| 2.5 | Posicionamento dos condutores nos postes da rede secundária (esq.) | |
| | e primária (dir.) ¹ | 31 |
| 2.6 | Curva de saturação do trafo referida ao primário | 33 |
| 2.7 | Secundário do trafo 45kVA durante carregamento do $benchmark \ 1$ $\ .$. | 37 |
| 2.8 | Secundário do trafo 45kVA durante carregamento do $benchmark\ 2$ | 37 |
| 2.9 | Avaliação de impedância no PSIM | 39 |
| 2.10 | Resposta em frequência da impedância no PCC - benchmark 1 | 39 |
| 2.11 | Resposta em frequência da impedância no PCC - <i>benchmark</i> 2 | 40 |
| 3.1 | Esquema generalizado de um VSC-PWM conectado a rede $\ .\ .\ .\ .$ | 43 |
| 3.2 | Diagrama em blocos generalizado de um VSC-PWM conectado a rede | 45 |
| 3.3 | Sistema de controle em coordenadas estacionárias $\ldots \ldots \ldots \ldots$ | 46 |
| 3.4 | Sistema de controle em coordenadas síncronas $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$ | 46 |
| 3.5 | Resposta do PLL em regime permanente | 47 |
| 3.6 | Resposta transitória teórica | 47 |
| 3.7 | Resposta em frequência da tensão no $link$ CC $\hfill \hfill \ldots \hfill \$ | 49 |
| 3.8 | Ilustração de funcionamento da amostragem síncrona | 51 |
| 3.9 | SimCoder - TI F28335 Target | 52 |
| 3.10 | Resposta em frequência do sistema em malha aberta $\ .\ .\ .\ .$. | 54 |
| 3.11 | Circuito equivalente para modelagem de perturbações | 55 |
| | | |

| 3.12 | Controle de corrente com perturbações de tensão e corrente | 56 |
|--|--|----|
| 3.13 | Comparação da resposta em frequência teórica e simulada para ras- | |
| | treamento de corrente | 58 |
| 3.14 | Resposta em frequência para perturbação de tensão | 60 |
| 3.15 | Resposta em frequência para perturbação de corrente | 61 |
| 4.1 | Potência com variação da radiação solar | 64 |
| 4.2 | Simulação da resposta transitória | 64 |
| 4.3 | Resposta transitória da rede com carga RLC | 65 |
| 4.4 | Resposta de partida da rede com carga RLC | 66 |
| 4.5 Tensão e Corrente Injetada no PCC com carga RLC e Harmônicos | | |
| | Tensão | 66 |
| 4.6 | Tensão e Corrente Injetada no PCC com carga RLC e Harmônicos de | |
| | Corrente | 67 |
| 4.7 | Resposta em frequência para corrente de referência na rede simplificada | 68 |
| 4.8 | Resposta em frequência para perturbação de tensão na rede simplificada | 69 |
| 4.9 | Resposta em frequência para perturbação de corrente na rede simpli- | |
| | ficada | 69 |
| 4.10 | Curvas da tensão no PCC e corrente injetada no $benchmark \ 1 \ \ . \ .$ | 70 |
| 4.11 | Balanço de potência na microgeração | 71 |
| 4.12 | Resposta em frequência do rastreamento de corrente no $benchmark$ 1 | 71 |
| 4.13 | Estimativa da impedância do PCC no <i>benchmark</i> 1 | 72 |
| 4.14 | Resposta em frequência do rastreamento de corrente com a estimativa | |
| | Z_R | 73 |
| 4.15 | Tensão e Corrente no PCC para VSC em alfa-beta | 74 |
| 4.16 | Tensão e Corrente no PCC para VSC em d-q | 74 |
| 5.1 | Esquema proposto de medição de impedância | 78 |

Lista de Tabelas

| Valores de referência para impedância na frequência fundamental | 21 |
|--|--|
| Limites de distorção harmônica individual de baixa tensão \ldots | 23 |
| Limites de Distorção Harmônica de Corrente | 24 |
| Circuito equivalente do PCC | 25 |
| Parâmetros de simulação da linhas secundárias | 31 |
| Parâmetros de simulação da linha primária de 11 km $$ | 32 |
| Parâmetros de simulação do trafo 45 kVA referidos ao primário | 32 |
| Dados médios das 39 residências | 33 |
| Número de residências por fase | 34 |
| Residências com cargas não-lineares | 35 |
| Tabela de harmônicos no secundário do trafo no $\mathit{benchmark}\ 2$ | 38 |
| Residências com cargas não-lineares | 38 |
| Tabela de parâmetros do sistema | 63 |
| Tabela de desempenho de rastreamento | 64 |
| Polos estimados da impedância da rede $(\times 10^3 \text{Hz})$ | 72 |
| | Valores de referência para impedância na frequência fundamental Limites de distorção harmônica individual de baixa tensão Limites de Distorção Harmônica de Corrente Circuito equivalente do PCC Parâmetros de simulação da linhas secundárias Parâmetros de simulação da linha primária de 11 km Parâmetros de simulação do trafo 45 kVA referidos ao primário Dados médios das 39 residências Número de residências por fase Residências com cargas não-lineares Tabela de harmônicos no secundário do trafo no benchmark 2 Tabela de parâmetros do sistema Pabela de desempenho de rastreamento Pabela de desempenho de rastreamento |

Lista de Símbolos

| $<\overline{d_{PWM}}$ | Valor médio do sinal de chaveamento, 43 | | |
|----------------------------|---|--|--|
| ω_S | Frequência de amostragem, p. 55 | | |
| ω_c | Frequência de cruzamento de ganho, p. 51 | | |
| \overrightarrow{i}_{C} | Corrente instantânea de saída do conversor, p. 41 | | |
| \overrightarrow{v}_C | Vetor tensão instantânea de saída do conversor, p. 41 | | |
| \overrightarrow{v}_{PCC} | Tensão instantânea no Ponto de Conexão Comum, p. 41 | | |
| \overrightarrow{v}_R | Tensão instantânea da rede, p. 41 | | |
| ϕ_m | Margem de fase, p. 51 | | |
| $ec{v}_{PCC}$ | Tensão instantânea do elo CC, p. 43 | | |
| А | Matriz de sequência positiva, p. 15 | | |
| С | Capacitor do elo CC, p. 41 | | |
| ${ m E}$ | Energia gerada pelos painéis, p. 47 | | |
| $\mathrm{G}_C(\mathrm{s})$ | Função de transferência do controlador, p. 49 | | |
| G_F | Função de transferência do <i>feedforward</i> , p. 53 | | |
| $G_I(s)$ | Função de transferência do inversor, p. 50 | | |
| $\mathrm{G}_R(\mathrm{s})$ | Função de transferência da rede, p. 50 | | |
| I_P | Corrente de perturbação, p. 53 | | |
| I_{CC}^{*} | Corrente de referência do elo CC, p. 47 | | |
| I_C | Corrente de saída do conversor, p. 17 | | |
| I_C^* | Referência de corrente de saída do conversor, p. 17 | | |

| \mathbf{I}_F | Fonte de corrente elétrica CC, p. 41 |
|---------------------------------------|---|
| $\mathbf{I}_{L,h}$ | Fonte de corrente harmônica da carga, p. 14 |
| I^+_{abc} | Corrente de sequência positiva da rede, p. 44 |
| $\mathbf{I}_{h,p\acute{\mathrm{o}}s}$ | Corrente harmônica pós-conexão, p. 11 |
| $\mathbf{I}_{h,pr\acute{\mathrm{e}}}$ | Corrente harmônica pré-conexão, p. 11 |
| \mathbf{I}_h | Harmônicos de corrente da rede, p. 21 |
| \mathbf{I}_k | Corrente de curto-circuito, p. 37 |
| I_m | Corrente de magnetização, p. 31 |
| I_{ret} | Corrente de saída do retificador, p. 26 |
| \mathbf{K}_i | Constante integral do controlador PI, p. 49 |
| \mathbf{K}_p | Constante proporcional do controlador PI, p. 49 |
| L_1 | Indutância do alimentador primário, p. 21 |
| L_2 | Indutância do alimentador secundário, p. 22 |
| \mathcal{L}_C | Reator de saída do conversor conectado a rede, p. 11 |
| $\mathbf{L}_{R,h}$ | Indutância harmônica da rede, p. 11 |
| \mathcal{L}_{SE} | Indutância de dispersão do trafo $\mathrm{AT}/\mathrm{MT},$ p. 21 |
| L_T | Indutância de dispersão do trafo $\mathrm{MT}/\mathrm{BT},$ p. 21 |
| L_m | Indutância de magnetização, p. 31 |
| L_R | Indutância da rede, p. 53 |
| \mathbf{P}_{ret} | Potência do retificador, p. 26 |
| R_1 | Resistência do alimentador primário, p. 21 |
| R_2 | Resistência do alimentador secundário, p. 22 |
| $\mathbf{R}_{R,h}$ | Resistência harmônica da rede, p. 11 35 |
| R_R | Resistência da rede, p. 53 |
| | |

 T_d Constante de atraso, p. 50

| T_p | Constante de tempo da rede, p. 50 | |
|---------------------------------------|---|--|
| T_i | Constante de ação integral, p. 49 | |
| V_P | Tensão de perturbação, p. 53 | |
| V_{CC} | Tensão do elo CC, p. 41 | |
| V_L | Tensão de linha, p. 26 | |
| V_{MPP} | Tensão no ponto de potência máxima, p. 47 | |
| V_{PCC} | Tensão no Ponto de Conexão Comum, p. 17 | |
| $\mathbf{V}_{R,h}$ | Tensão harmônica da rede, p. 11 | |
| V_R | Tensão da rede, p. 17 | |
| \mathbf{V}^+_{abc} | Tensão de sequência positiva da rede, p. 44 | |
| $\mathbf{V}_{h,p\acute{o}s}$ | Tensão harmônica pós-conexão, p. 11 | |
| $\mathbf{V}_{h,pr\acute{\mathrm{e}}}$ | Tensão harmônica pré-conexão, p. 11 | |
| V_{sec} | Tensão fase-terra do secundário do trafo $\mathrm{MT}/\mathrm{BT},$ p. 37 35 | |
| Z_I | Impedância do reator de saída do conversor, p. 53 | |
| Z_h | Impedância harmônica, p. 11 | |
| $\mathbf{Z}_{AA,h}$ | Auto-impedância harmônica da fase A, p. 15 | |
| $\mathbf{Z}_{BB,h}$ | Auto-impedância harmônica da fase B, p. 15 | |
| $\mathbf{Z}_{CC,h}$ | Auto-impedância harmônica da fase C, p. 15 | |
| \mathbf{Z}_C | Impedância de saída do conversor, p. 17 | |
| Z_I | Impedância do reator de saída do conversor, p. 41 | |
| $\mathrm{Z}_{L,h}$ | Impedância harmônica da carga, p. 14 | |
| $\mathbf{Z}_{M,h}$ | Impedância mútua harmônica, p. 15 | |
| $\mathbf{Z}_{R,h}$ | Impedância harmônica da rede, p. 11 | |
| \mathbf{Z}_{R} | Impedância da rede, p. 17, 41 | |
| \mathbf{Z}_{fase} | Impedância de curto circuito por fase, p. 37 | |

| $\mathbf{i}_{ret,fase}$ | Corrente | de fase | do retifi | cador, p. 20 | 6 |
|-------------------------|----------|---------|-----------|--------------|---|
|-------------------------|----------|---------|-----------|--------------|---|

- m Índice de modulação, p. 46
- \mathbf{p}^* Potência ativa instantânea de referência, p. 41
- p Potência instantânea gerada pelos painéis, p. 47
- \mathbf{q}^* Potência reativa instantânea de referência, p. 41

Lista de Abreviaturas

| ANEEL | Agência Nacional de Energia Elétrica, p. 34 |
|---------|--|
| AT | Alta Tensão, p. 22 |
| BT | Baixa Tensão, p. 22 |
| CIGRE | International Council on Large Electric Systems, p. 27 |
| GF | Gerador fotovoltaico, p. 28 |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronics Engineers, p. 33 |
| IT | Neutro ligado a terra por um impedância e massas ligadas a terra, p. 27 |
| MPPT | Maximum Power Point Tracking, p. 60 |
| MT | Média Tensão, p. 22 |
| PCC | Ponto de Conexão Comum, p. 3 |
| PLL | Phase-Locked Loop, p. 19 |
| PRBS | Pseudorandom Binary Sequence, p. 13 |
| PRODIST | Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, p. 23 |
| PWM | Pulse Width Modulation, p. 3 |
| STATCOM | Static Synchronous Compensator, p. 2 |
| THD | Total Harmonic Distortion, p. 32 |
| TN | Neutro ligado à terra e massas ligadas ao neutro, p. 27 |
| TR | Transformador, p. 28 |

TT Neutro e massas ligados à terra separadamente, p. 27

- VSC Voltage Source Converter, p. 8
- X/R Relação entre a reatância e resistência de uma linha de transmissão, p. 22

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos a geração de energia elétrica por fontes renováveis desenvolveu-se ao redor do mundo. A promoção da preservação ambiental e consumo consciente é encampada tanto por entidades públicas quanto pela inciativa privada. Já no Brasil, o crescimento deste setor é lento, apesar do potencial para geração fotovoltaica, sua inserção no mercado de energia ainda depende de incentivos governamentais. No entanto, esforços foram recentemente realizados no sentido de regulamentar o acesso da micro e minigeração aos sistemas de distribuição. Instituiu-se em 2012 um sistema de compensação entre o consumidor e a distribuidora que impõe a concessão de créditos pela energia excedente injetada na rede [1]. Com perspectivas de curto e médio prazo tem-se iniciativas de desoneração tributária para incentivar o setor, e também financiamento público pelo BNDES para que tais empreendimentos tenham condições de concorrer nos leilões de energia governamentais. Se a exploração da energia solar precisa de mecanismos de fomento, a eólica é uma fonte renovável com menores custos, e por isso ganha da solar no abastecimento do mercado consumidor brasileiro. Estima-se que o ano de 2014 encerrou com capacidade instalada de 19,1MW em usinas fotovoltaicas, o que corresponde a 0,01% da matriz brasileira [2].

Se a perspectiva de evolução socioeconômica e demográfica do Brasil implica demanda vultuosa de eletricidade, sua ampliação acarreta no aumento de cargas nãolineares em sistemas residenciais e industriais, que contribuem significativamente para deterioração da qualidade de energia elétrica oferecida pelas concessionárias de distribuição em média e baixa tensão. Sob estas circunstâncias, nota-se um aumento da pesquisa em geração distribuída, qualidade de energia e *smart grids*, conduzindo o aprimoramento de sistemas e equipamentos para produção de energia, eliminação de harmônicos e compensação de fator de potência. Estes avanços estimulam a conexão de conversores à rede, fato que pode estar relacionado a problemas de instabilidade do sistema elétrico. Os incentivos à geração descentralizada promovem a instalação de usinas eólicas e solares para fornecimento de energia limpa em torno de dezenas de MW. Prenuncia-se também a contribuição dos pequenos consumidores com sistemas fotovoltaicos instalados em seus edifícios. Este panorama chama atenção para a emissão de correntes harmônicas, carácter indissociável dos inversores chaveados que ligam as turbinas eólicas ou painéis fotovoltaicos à rede elétrica. Contudo, os problemas relatados na literatura são diversos. A interação das correntes harmônicas injetadas na rede que apresenta distorção de tensão resulta em ressonâncias perniciosas. Muitas vezes contraditoriamente, equipamentos com conversor tipo fonte de tensão para fornecimento de energia, ou compensadores como STATCOM e filtros ativos, que possuem função de reduzir THD e/ou corrigir fator de potência acabam não cumprindo suas especificações ou então gerando problemas imprevistos [3]. Por isso, a estratégia de controle adotada deve levar em conta as imperfeições da rede no ponto de instalação. Nesse sentido, os esforços para compreender a interação entre conversores, a rede e cargas não-lineares desencadeiam em diversas metodologias encontradas na literatura. A seguir alguns desses problemas relacionados a conversores conectados à rede são expostos de forma sintética.

1.1 Contextualização

Em [4] é mostrado que o acoplamento entre a indutância do lado CA e capacitância do lado CC de um STATCOM pode ser suscetível à ressonância quando a rede apresenta harmônicos de tensão. Este resultado foi obtido pelo desenvolvimento de uma modelagem matemática que resulta em função de transferência harmônica de forma fechada — isto é, cuja solução do problema se dá através de funções e operações matemáticas. Outra diferente modelagem no domínio harmônico revela que harmônicos encontrados nos terminais da carga e desbalanço do sistema de distribuição acarretam em distúrbios tanto no lado CC quanto CA do STATCOM [5]. Tentou-se reduzir os harmônicos característicos de baixa ordem pelo aprimoramento de topologias e técnicas de modulação de STATCOM, neste caso optou-se pela otimização do PWM, porém, os harmônicos não característicos injetados no sistema de distribuição devido à interação entre STATCOM e a própria rede limitam o desempenho do controlador. Os resultados apresentados evidenciam maiores níveis de THD na corrente de compensação quando o conversor trabalha com pequenos níveis de potência reativa para diferentes graus de desbalanço da rede. Em mais outro caso envolvendo STACOM em média tensão, os cabos que ligam geradores de uma planta eólica podem ser excessivamente longos e apresentarem efeito capacitivo, que associado a indutância de transformadores ocasiona ressonância [6]. Os harmônicos oriundos da rede, dos geradores e do STATCOM são capazes excitar essa ressonância, que eleva a tensão no PCC (Ponto de Conexão Comum) causando a desconexão da usina. Chama-se atenção para a largura de banda do método de controle, pois as medições de tensão e corrente tem tempo morto e deslocamento de fase, principalmente em altas frequências. Por consequência, o acionamento do inversor acaba por gerar harmônicos que ressonam com o sistema. Constata-se, portanto, com essas experiências, que problemas na operação de conversores tem forte influência de distúrbios provenientes da rede elétrica e também do método de controle.

Retificadores ativos funcionam como uma carga de potência constante, regulando a tensão do *link* CC sobre uma impedância, como ilustra o circuito da Figura 1.1.



Figura 1.1: Circuito básico de um retificador com filtro LCL

Quando a tensão da rede é reduzida, o retificador controlado drena mais corrente, agravando quadros de instabilidade na tensão da rede [7]. Este cenário piora com o crescente uso de filtros LCL, pois ressonâncias podem aparecer. Por consequência, a existência de diferentes frequências de ressonância na rede reduz a margem de estabilidade dos controladores. Pior é o caso de mais de um retificador com banco de capacitores para correção de fator de potência, é um exemplo de múltiplas ressonâncias que causam oscilações instáveis, e difíceis de diagnosticar [8].

Existem poucos relatos sobre problemas resultantes da interação entre inversores e a rede distribuição. Algumas publicações se esforçam em modelar a rede com geração fotovoltaica para simulação, tipicamente formada por residências de subúrbio injetando potência em baixa tensão. Em [9], o problema de qualidade de energia é abordado com a modelagem de diferentes topologias de inversor monofásico com controle de corrente por PWM, incluindo-se unicamente o laço interno de controle da corrente AC, e outros detalhes construtivos de inversores comerciais. Em ambiente de simulação a modelagem da rede inclui capacitâncias de saída do inversor, impedâncias de cabos e transformadores, além de diferentes níveis de distorção da rede. Os resultados sugerem que ressonâncias causaram aumento do THD de tensão e corrente no PCC acima dos índices permitidos para a rede pública. Naquele artigo, as cargas domésticas são todas lineares. Em mais um trabalho fundamentado em simulação, múltiplos inversores fotovoltaicos conectados à rede de baixa tensão residencial mostraram efeitos severos de emissão de harmônicos com o aumento do número de cargas não-lineares [10].

Para que o conversor tenha desempenho confiável, é preciso levar em conta fatores relevantes de interação na geração de harmônicos, tal modelo proporcionará maior eficiência e capacidade analítica. Então, a etapa de simulação de um sistema de distribuição realista em situações de desbalanço e distorção demanda um ambiente capaz de integrar abordagens determinísticas e estocásticas, e ainda, se for possível, tornar os componentes de simulação eficientes para reduzir o custo computacional [5]. Sabe-se da dificuldade de projeto em modelar um sistema real e também dispor de ferramentas de simulação que atendam essas diretrizes com razoável relação custo-benefício. Por isso se faz necessário um modelo bem definido de rede harmônica a ter sua dinâmica e parâmetros inclusos na lógica de controle, isto é, o controlador deve se comportar bem para toda condição de rede. Uma rede fraca é caracterizada pela reatância de dispersão de transformadores de baixa potência e/ou longos cabos de distribuição. Sua ocorrência é comum em instalações rurais de painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas que acabam por ficar excessivamente distante da rede principal. Dependendo da geometria, do comprimento e do tipo de condutor, redes de distribuição aéreas em média e baixa tensão podem ter características predominantemente indutivas ou resistivas. Transformadores para áreas rurais são frequentemente subdimensionados, também o baixo número de cargas domésticas é mais um fator que contribui significativamente para ocorrência de ressonância em baixa frequência. Nota-se que os centros urbanos e áreas rurais apresentam desafios distintos a geração distribuída. Distingui-se também os conversores ao nível de potência da sua aplicação, pois a geração eólica de centenas de quilowatts e a fotovoltaica de apenas alguns quilowatts tem características distintas [11]. Lista-se brevemente algumas delas:

- Conversores de alta potência operam com chaveamento em mais baixa frequência então a frequência de ressonância do filtro é mais baixa para melhorar a filtragem;
- O filtro LCL na geração eólica é mais indutivo para evitar emissão de harmônicos;
- Filtros são dispensáveis na produção comercial em escala de sistemas fotovoltaicos de mais baixa potência com objetivo de redução de custo e tamanho;
- A ressonância do filtro LCL depende a impedância da rede, pois a reatância indutiva da rede reduz a frequência de ressonância do sistema.

Observa-se que a impedância complexa da rede é um elemento importantíssimo no projeto de conversores conectados à rede.

Com o objetivo de mitigar a distorção de corrente numa rede contaminada por harmônicos, muitos autores propõem o laço de controle de corrente do conversor individual a fim de não ultrapassar limites pré-estabelecidos de emissão harmônicos. O aumento de banda de controle e a redução da sensibilidade do inversor aos harmônicos de tensão da rede são estratégias comuns. No entanto, o esforço por um projeto robusto de controle de corrente dedicado a um único conversor conectado a rede é importante, mas não é suficiente. Por isso, alguns trabalhos utilizam a impedância de saída do inversor das unidades geradoras e propõem um modelo analítico para estimativa de possíveis ressonâncias com a rede [12]. A sistematização de um método para determinação de estabilidade na interação entre conversores CC-CC com filtro de entrada foi originalmente estudada por Middlebrook, em 1976. A estabilidade é portanto determinada dividindo-se o sistema em duas partes: uma fonte e uma carga — e então aplicando o critério de estabilidade de Nyquist para a razão entre a impedância de saída da fonte e a admitância de entrada da carga. A aplicação deste método pressupõe a determinação da impedância de saída do conversor, que pode ser obtida através da manipulação sobre o tipo de controle e elementos de circuito. Como resultado tem-se um objeto matemático em forma fechada, uma função de transferência mista de circuitos lineares e dinâmica de controle. Esse objeto é um modelo teórico médio que elimina as descontinuidades do conversor, embora a linearização em torno de um ponto de operação seja necessária algumas vezes [13, 14].

Em um sistema AC existem sérias complicações para esta abordagem. O modelos médios costumam ser não-lineares e não podem ser linearizados por métodos convencionais de pequenos sinais por causa das trajetórias de operação periodicamente variantes no tempo. A aplicação de controle não-linear a esses complexos sistemas é proibitiva para descrição analítica dos processos. Recorre-se a ferramentas de simulação para entender o comportamento do sistema e suas interações, no entanto, os sistemas podem ser demasiado complexos, com diferentes cenários e múltiplos parâmetros. Em alguns casos, a não-linearidade dos modelos de circuitos eletrônicos de potência é eliminada usando técnicas de modelagem de ordem reduzida de forma a evitar a linearização de pequenos sinais. Sabe-se que a teoria de sistemas de potência tradicional trabalha com sistemas invariantes no tempo usando modelagem por fasores, em que tensões e correntes tornam-se variáveis contínuas em regime permanente. De fato, o problema de linearização de modelos de pequenos sinais pode ter três soluções: a formulação dos modelos dos sistemas por fasores dinâmicos que são invariantes no tempo em estado permanente; a transformação dos modelos do sistema em coordenadas d-q; e a linearização harmônica. Porém, o método que tem sido bastante utilizado é a transformação de modelos por coordenadas síncronas (d-q) [13, 14].

De um ponto de vista mais amplo, as técnicas de análise de circuitos aplicadas a sistemas de potência são categorizadas em métodos no domínio do tempo usando modelos em espaço de estado, e métodos no domínio da frequência baseados em modelos harmônicos. A abordagem por espaço de estados é conveniente para sistema de geração e transmissão pois as diversas cargas individuais são insignificantes podendo ser agregadas em um único modelo dinâmico (ou estático) e invariante no tempo. No entanto, esta suposição não é aceitável em sistemas de distribuição, o modelo teria que ser reformulado sempre que uma carga entrasse ou saísse da rede. Existem ainda técnicas no domínio harmônico, que é um caso particular do domínio da frequência [5].

O critério de estabilidade baseado em impedância é uma técnica de análise de circuitos interconectados bem estabelecida [15]. Experimentos de sistema AC genérico utilizando associações de inversor fonte de tensão e conversor trifásicos controlados a potência constante — para diferentes parâmetros de rede e banda de controle reafirmam a validade desta técnica [16]. Considerando-se a influência da impedância da rede sobre os conversores conectados: se a impedância da rede for alta, o laço de controle de corrente do conversor pode instabilizar e levar a ressonâncias sustentadas ou outras instabilidades, por isso recomenda-se que a banda de controle deve ser suficientemente menor que a largura de banda da rede [11]. Esta abordagem considera o comportamento externo do conversor sendo mais importante que a estabilidade de laços internos. Não é preciso de detalhes de projeto do inversor, que muitas vezes não está disponível para quem está estudando a estabilidade da rede. Sendo assim, o problema de estabilidade é analisado a partir do modelo de controle que influencia na impedância de saída do conversor. O critério de estabilidade baseado em impedância para um conversor conectado é, então, obtido no domínio da frequência, analisando se a razão entre a impedância de saída do conversor e a impedância da rede satisfaz o critério de estabilidade de Nyquist, de forma análoga a proposta de Middlebrook elucidada em [13]. Porém, pode-se negligenciar erroneamente alguns componentes no modelo médio do conversor. Por exemplo, o projeto de PLL, principalmente sua imunidade a ruído, que tem considerável influência sobre a impedância de entrada de um conversor tipo fonte de tensão no domínio dq [17].

Conclui-se que conhecer a impedância ou admitância da rede é essencial para determinação da estabilidade do sistema CA. Sendo assim, para que a conexão de um conversor à rede seja bem sucedida é preciso conhecer seus parâmetros. Entretanto, a resposta em frequência da impedância da rede não costuma estar disponível através de documentos, seja pela falta de atualização ou devido à contínua entrada e saída de cargas no sistema. Então, uma alternativa para obter as informações necessárias da rede é pela medição através de terminais no ponto de acesso a rede. Conversores PWM, motores e *choppers* podem ser controlados para aplicação de uma perturbação de pequeno sinal, que possa ser injetada na rede e a resposta do circuito pode ser usada para calcular impedâncias e admitâncias, de forma conveniente ao uso do critério de estabilidade baseado em impedância [14, 18].

1.2 Motivação

Incidentes em sistemas de potência públicos e industriais relacionados a contaminação harmônica suscitam constantemente debates em torno do assunto qualidade de energia [9, 10]. Entende-se a presença de cargas não-lineares conectadas à rede elétrica como fontes de correntes harmônicas, que ao interagir com impedâncias da rede produzem tensão distorcida nos pontos de acesso [19]. Quando motores e transformadores são alimentados com tensões não-senoidais observa-se acréscimo de perdas; outro problema é que a presença de harmônicos prejudica o funcionamento de equipamentos elétricos mais sensíveis e de medição. A compensação ou atenuação de poluição harmônica em sistemas de distribuição trifásicos é alcançável de forma tecnicamente viável e eficaz utilizando-se filtros ativos de potência[20]. Esses são equipamentos capazes de absorver correntes harmônicas produzidas pela carga nãolinear, com o objetivo de preservar a rede principal. No entanto, a funcionalidade de filtro pode ser empregada em outros tipos de conversor que operem como fonte de corrente controlada conectada à rede elétrica. Contudo, para essa finalidade é necessário que o laço de controle de corrente do conversor tenha largura de banda suficiente para rastrear referências harmônicas superiores a décima ordem, além de rejeitar perturbações harmônicas provenientes da rede. Sendo os parâmetros da rede desconhecidos em muitos casos, atribui-se um caráter indeterminado muito comum e que se agrava, dado a conexão diário de cargas de diferentes naturezas. Por isso, o casamento entre o conversor e a rede elétrica pode apresentar problemas como ressonâncias, elevação da distorção harmônica, sobrecorrente de determinadas cargas, entre outros. Diante deste problema, surge a necessidade de um método de avaliação da resposta em frequência da rede que produza um modelo de rede a ser considerado no projeto de controle do conversor. A seguir, é apresentado um resumo sobre conversores conectados à rede com objetivo de estabelecer um roteiro para futuras discussões apresentadas na sequência deste trabalho:

- Um conversor VSC (Voltage Source Converter) conectado à rede e controlado em corrente forma com a mesma um laço de controle, sujeito a perturbações representadas principalmente pelos harmônicos produzidos por cargas não lineares.
- Nesse laço de controle, a planta é formada pelo conjunto das impedâncias que existem entre o PCC e um ponto remoto da rede, que possa ser considerado como barra infinita. A função de transferência dessa planta nunca é completamente conhecida.
- Para obter uma função de transferência da planta, comumente é adotado um modelo simplificado para a rede elétrica, no qual não aparecem possíveis frequências de ressonância resultantes de associações não modeladas, entre

elementos da rede e com o próprio conversor.

- Supõe-se que tais simplificações possam dar margem à ocorrência de interações adversas entre o conversor e a rede, levando a degradações na qualidade da corrente de saída do inversor.
- Para projetar e/ou avaliar com maior confiança o controlador de corrente para um conversor VSC conectado à rede, é conveniente obter um modelo analítico da mesma com maior grau de detalhamento, que permita prever a ocorrência de possíveis problemas causados por ressonâncias ou instabilidades.
- Na ausência de informações detalhadas sobre a topologia da rede e de especificações de seus principais elementos, como costuma ocorrer, um modelo analítico para a rede pode ser obtido mediante diferentes métodos de medição. Na próxima seção é apresentada uma revisão sobre alguns dos principais métodos relatados na literatura para essa finalidade.

1.3 Revisão Bibliográfica sobre Avaliação de Impedância da Rede

Encontram-se publicações que propõem diferentes métodos de medição, avaliação, estimação, identificação da impedância para construção de um modelo de rede, ou simplesmente conhecer a impedância vista pelo inversor dada uma finalidade. O campo de aplicação pertinente a este trabalho é o de controle e estabilidade de conversores conectados à rede [21, 22]. Inversores fotovoltaicos ou eólicos, compensadores de reativo, filtros ativos de potência são equipamentos que trabalham conectados à rede, e precisam de algoritmos de controle para desempenhar funcionalidades específicas. Do ponto de acesso à rede, pode existir uma ampla faixa de valores de impedância, a depender de sua distância ao transformador de distribuição, às cargas, etc. Nesse sentido, seus parâmetros precisam ser considerados para otimizar o controle dos conversores, e também a sintonia de filtros passivos. Em caso de sistemas distribuídos, a interação entre múltiplas unidades geradoras precisa de controle robusto, por isso se faz imprescindível conhecer os parâmetros de impedância. Nem sempre se dispõe de um diagrama da rede completo e atual, com informações sobre as principais cargas. Por isso, medições de impedância *online* são úteis para essa finalidade.

A identificação da rede e cargas conectadas é um assunto que vem sendo tratado há mais de três décadas. Em 1997 foi publicado um guia cujo objetivo é fornecer orientação prática na avaliação da impedância harmônica de sistemas trifásicos, levando em consideração a rede elétrica, os modelos de carga que geram distúrbios e as ferramentas de análise computacional disponíveis à época [23]. Este tipo de es-

tudo volta-se majoritariamente para sistemas de média tensão, sobre os quais duas definições são inicialmente estabelecidas para auxiliar o desenvolvimento do estudo: 1) ponto de conexão comum: o ponto de fornecimento da rede elétrica pública mais próximo a um consumidor em particular, e com possibilidade de conexão de futuros consumidores; 2) Sistema de impedância harmônica: a impedância multifásica, de sequência positiva, com dependência em frequência, vista pelo ponto de conexão comum (PCC). Esses conceitos são importantes para a elaboração do estudo, dado que especificações e delimitações do problema são necessárias para solucioná-lo. A primeira definição considera uma rede pública, que neste trabalho é de distribuição. Dentro do sistema elétrico, ela se inicia em uma subestação de interface entre alta e média tensão. O transformador de distribuição costuma apresentar considerável impedância de dispersão, formando com cabos e capacitâncias parasitas uma impedância resultante tipicamente indutiva na frequência fundamental. Do barramento de distribuição, a energia se propaga radialmente pelos alimentadores até as redes consumidoras de média e baixa tensão, que são: indústrias, subestações, conjuntos residenciais, etc. Na Figura 1.2 um sistema de potência genérico é ilustrado, lembrando-se que o conjunto de cargas na rede varia significativamente ao longo do dia.



Figura 1.2: Diagrama Unifilar Ilustrativo

Em geral, cargas não-lineares produzem corrente não-senoidal a partir de tensão

senoidal, logo, podem ser modeladas como fonte de corrente. Grandes consumidores do sistema de distribuição com suas cargas produtoras de harmônicos são identificados com mais facilidade pelo operador da rede. Por outro lado, o conjunto de pequenos retificadores a diodo de baixa potência disseminados pela rede acabam por poluí-la significativamente, tornando-se cargas não-identificadas [20]. Há também as cargas passivas, resistivas ou reativas, bem como as impedâncias que compõem a própria rede devido a não idealidade de cabos, transformadores e capacitores de compensação. Em muitos casos o problema é conhecer o sistema de impedância harmônica visto pelo conversor conectado ao PCC, que pode ser entendido como um equivalente de Thévenin trifásico. Enfim, tomando-se por base a teoria de circuitos, a existência de harmônicos que distorcem a tensão da rede é resultante da relação entre fontes de corrente harmônica e impedâncias do sistema. Nesse sentido, existem dezenas de publicações que propõem métodos de identificação de impedância do sistema de potência. Dentre elas, muitas categorizam os métodos segundo diferentes critérios [22, 24, 25]:

- Online ou offline: no primeiro a impedância é medida com o sistema operando normalmente, ou seja, energizado e com carga; no segundo o sistema está desenergizado;
- Invasivo ou Não-invasivo: o primeiro perturba voluntariamente a rede elétrica para posterior aquisição de sinais, também chamado de ativo; o segundo usa os harmônicos que já estão presentes na rede, passivo;
- Regime permanente ou transitório: o primeiro gera perturbações periódicas para aquisição de sinais em regime permanente após mudança no estado da rede; o segundo gera perturbações rápidas e de amplo espectro, para análise espectral do transiente;
- Domínio da frequência ou do tempo: no primeiro a impedância é calculada por FFT, DFT ou fasores complexos;

A seguir, apresentam-se sumariamente os três métodos apontados por [23]. Esses classificam-se pela origem das correntes harmônicas, e subclassificam-se dado a possibilidade de combinações das categorias enumeradas acima:

1. Método de medição por instalações elétricas não lineares pré-existentes na rede elétrica

A avaliação de impedância pode ser feita através da conexão ou desconexão de cargas conhecidas disponíveis na rede [26–28]. Toma-se medida dos harmônicos pré-existentes na carga por uma janela de tempo, em regime permanente.

Conecta-se a carga que levará o sistema a um transitório, ao seu fim, mede-se novamente correntes e tensões em regime permanente no ponto da rede onde a impedância é de interesse. Este método não-invasivo pode ser realizado com carga não-linear do tipo fonte de corrente (retificador) que adicionará harmônicos conhecidos na rede. O cálculo da impedância deve tomar em conta a pré-existência de harmônicos para que somente a mudança de regime seja considerada. A equação geral (1.1) é aplicável neste caso, dado variações no ponto de operação pré e pós aplicação da carga. A medição de correntes e tensões harmônicas h é realizada nesses dois estados. Tensões e correntes podem ser obtidas no domínio do tempo ou da frequência.

$$Z_h = \frac{\bar{V}_{h,pr\acute{\mathrm{e}}} - \bar{V}_{h,p\acute{\mathrm{o}}s}}{\bar{I}_{h,pr\acute{\mathrm{e}}} - \bar{I}_{h,p\acute{\mathrm{o}}s}}.$$
(1.1)

- 2. Método de medição por transiente de chaveamento ou variações naturais
 - Neste caso, cargas de potência significativa como banco de capacitores ou transformadores são chaveados para produzir distúrbios na rede [29, 30]. A conexão de um banco de capacitores inicialmente descarregado no ponto em que a impedância deve ser medida equivale a um curto-circuito na rede. Este é um método ativo e não-invasivo que produz corrente de amplo espectro em um curto período de tempo. Calculando-se a FFT de tensões e correntes durante o transiente, é possível usar a Lei de Ohm para calcular a impedância da rede.

$$Z_h = \frac{F\{V\}}{F\{I\}}.$$
 (1.2)

Este método pode apresentar sensibilidade a ruído, sendo assim, técnicas de densidade espectral e análise de correlação são necessárias para melhorar os resultados.

Existem outros e mais recentes métodos não-invasivos, que usam teoria de controle moderno para identificação de sistemas. Em geral, são passivos por trabalharem apenas com dados obtidos do PCC. Apresentam problemas de precisão devido a dificuldade de leitura sem ruídos. Em [31] um filtro discreto de Kalman estima a tensão e corrente vistos do PCC, em detrimento de análises como DFT ou FFT por serem mais sensíveis a sistemas variantes no tempo. Na etapa seguinte, um algoritmo de identificação por mínimos quadrados calcula a impedância harmônica da rede modelada como um equivalente de Thévenin. Inclui-se nesta categoria uma série de trabalhos que adota um modelo simples de conversor operando conectado a rede tipo resistivo-indutiva, e injetando regularmente potência na frequência fundamental como na Figura 1.3. Correntes e tensões são medidas e transformadas em coordenadas d-q considerando-se a rede estacionária durante as medições. Essas são as variáveis de um sistema de equações em que os parâmetros são impedância e tensão da rede, como em um equivalente de Thévenin. Em seguida, implementa-se um algoritmo de regressão linear por mínimos quadrados sobre os vários pontos de operação medidos para calcular os parâmetros de interesse na frequência fundamental [32, 33]. Esse método é aplicado a detecção de ilhamento e é sensível ao sincronismo com a rede.



Figura 1.3: Equivalente de Thévenin da Rede

3. Método de medição por injeção de harmônicos de corrente [34, 35]

O terceiro método é aquele que analisa a resposta de tensão pela injeção direta de corrente na rede elétrica. Esses são métodos invasivos, que perturbam a rede energizada e carregada. Por isso, há um compromisso entre o nível do sinal de corrente necessário para uma satisfatória relação sinal-ruído de tensão e sua consequente interferência na energia oferecida aos consumidores. Sistemas de distribuição em condições de baixa impedância demandam maior energia de sinal que pode esbarrar nos limites do conversor. Este é um problema que passa pela escolha das ferramentas matemáticas adequadas a extração da impedância harmônica, até os limites de distorção da tensão regulamentados por norma técnica. O método por injeção de corrente tem muitas variações, e dividem-se majoritariamente em:

(a) Transitório

A perturbação, neste caso, é produzida por conversores que aplicam um rápido transiente na rede [35–37]. A posterior análise da resposta impulsiva da rede no domínio da frequência retorna suas características de impedância. Esta técnica se destaca em casos de sistemas variante no tempo como são as redes elétricas, no entanto, nem sempre o transiente tem intensidade suficiente para excitar uma ampla faixas de frequências.

(b) Regime Permanente

Esse método é aplicado por muitos autores [27, 38, 39]. Nele, o sinal de injeção são correntes inter-harmônicas próximas aos harmônicos da fundamental. Aproveita-se que nestas frequências não há muito conteúdo

harmônico que dificulte o processamento digital da impedância, por consequência, é vantajoso pela menor quantidade de energia do sinal injetado. Os múltiplos da fundamental são calculados por interpolação.

Medir impedância por injeção de corrente harmônica utilizando conversores mostra-se uma forte tendência entre as publicações analisadas, cuja motivação devese ao crescente número de aplicações em energia solar e eólica conectados à rede. Ainda sobre os métodos por injeção de corrente: muitos conversores conectam-se à rede por intermédio de filtros LCL, com a finalidade de atender a características de robustez perante faltas e redução de harmônicos causados por chaveamento, segundo normas e padrões internacionais. Por outro lado, esta estrutura introduz ressonâncias com a impedância da rede. Com base nesta característica, [40] explora a ressonância do filtro LCL em estado permanente para obter a impedância harmônica; o controle digital de conversores é motivo para [41, 42] aplicar uma perturbação pseudo-randômica (inglês PRBS). Este sinal tem auto-correlação muito semelhante a função delta (impulso de Dirac). Da correlação cruzada entre entrada e saída extrai-se a impedância da rede.

Os métodos por injeção de corrente diversificaram-se ao longo dos anos e autores tentam sistematicamente classificá-los, o que é uma tarefa difícil dado a grande variedade de publicações como se vê nesta revisão bibliográfica. Desde as primeiras tentativas de medição de impedância, a combinação de técnicas conhecidas aliadas a criatividade resultam em métodos interessantes. Por exemplo, em [43], a injeção de harmônicos de corrente é feita por intermédio de um resistor chaveado a frequência determinada. Por consequência, a corrente tem espectro de raias próximas aos harmônicos da fundamental de impedância da rede, e em uma posterior análise de frequência realiza-se interpolação para obter os harmônicos principais. Apesar de parecer ultrapassado, este método se renova em [44] com a incorporação de uma rede neural recursiva para modelar a rede. Aparecem também classificações outras para os métodos. Em [41] os sistemas de identificação são divididos em: paramétricos, em que há um modelo ou função de transferência para uma estrutura conhecida a priori; não-paramétricos, nenhuma assunção é feita sobre o sistema sendo identificado diretamente pela resposta em frequência da relação entrada e saída. A referência [45] traz esta nomenclatura além de outras categorizações. Este artigo propõe um método quase-passivo que busca os parâmetros da impedância da rede adaptativamente, através da minimização do erro de estimativa. Chama-se atenção para a existência de um método ativo que foi considerado fora do escopo desta revisão: variação PQ, perturbações sobre as referências de potência ativa e reativa são usadas para detecção das partes resistiva e indutiva da impedância da rede [46].

Até então, pode-se supor diferentes abordagens do problema de medição depen-

dendo da aplicação. Alguns trabalhos objetivam estimar a impedância em direção à rede principal e em direção à carga, para analisar o fluxo de potência harmônica. Isto permite a localização das principais fontes de harmônicos, inclusive resolver problemas sobre emissão de harmônicos entre o operador e o consumidor [47]. Em [48] tenta-se determinar os parâmetros de harmônicos na rede de distribuição separadamente de suas cargas, o que apresentou problemas de acurácia; em [49] esta intenção também é explicita. Esses métodos trabalham com um modelo maior de rede, sendo um equivalente de Thévenin para a rede principal e um modelo Norton para a carga. É comum a representação da rede de distribuição trifásica por um circuito monofásico equivalente, com a intenção de facilitar a análise. A Figura 1.4 mostra o modelo utilizado, sendo $V_{R,h}$ e $Z_{R,h}$ a tensão da rede principal e sua impedância característica; $Z_{L,h}$ e $I_{L,h}$, a impedância harmônica da carga e a fonte resultante de cargas não-lineares, respectivamente. Observa-se que precisa-se de sensores de tensão no PCC, além de sensores de corrente na carga e no dispositivo medidor de impedância, simbolizado por uma chave eletrônica.



Figura 1.4: Modelo ampliado da rede

Muitos autores utilizam o equivalente Norton como modelo de carga não-lineares [48, 50]. Porém, é conhecido que este modelo não é satisfatório quando na rede há presença de cargas tipo fonte de tensão, por exemplo, retificadores a diodo com capacitor de alisamento, banco de capacitores para correção de fator de potência, filtros passivos. Este fato chama atenção para conversores conectados à rede como dispositivo medidor de impedância, principalmente filtros ativos puros. Mostrouse que as características de compensação desses filtros dependem dos parâmetros da rede principal e também da carga [51]. Com a formulação adequada mostra-se que a operação de filtros ativos tipo fonte de corrente é favorecida e superior a dos filtros passivos sob a condição: $Z_{L,h} >> Z_{R,h}$. No entanto, as cargas tipo fonte de tensão apresentam caminho de baixa impedância para correntes harmônicas, este fato se agrava quando a rede é fraca e com considerável nível de distorção de tensão. Conclui-se, portanto, que ressonância e sobrecarga são possíveis dificuldades para operação de filtros ativos aplicados sem a avaliação de impedância da rede.

Quando o interesse é apenas a impedância vista do PCC como se a rede fosse um

modelo de Thévenin [24, 26], os modelos de rede se resumem a uma fonte de tensão em série com uma impedância, ambas harmônicas. Se a avaliação de impedância objetiva o conhecimento dos parâmetros da rede para controle do conversor, interessam apenas as variáveis de corrente injetada e tensão no PCC. Isto é, do ponto de vista do conversor, mede-se a impedância vista do PCC em diante. Portanto, a rede principal e a carga se simplificam ao equivalente de Thévenin. Há de se considerar o contexto de sistemas de distribuição trifásicos, pois redes de média tensão, na prática, não são simétricas. Então, é preciso estudar a viabilidade de medir-se impedância de sequência positiva em situações de desbalanço e assimetria [23].

O nível de excitação para obtenção de sinais adequados ao processamento é um desafio ao medir a impedância harmônica da rede. O caso de [38] exemplifica o aumento excessivo do THD de corrente associado à diminuição do erro de medida quando corrente de teste inter-harmônica é injetada. São necessários testes experimentais ou análises *a posteriori* para se verificar a validade das medidas. Além disso, a injeção de harmônicos é afetada por acoplamento entre fases. Cargas conectadas em delta fazem a excitação numa fase refletir em outra devido ao acoplamento mútuo. Outro fator agravante, é o desbalanço do somatório de cargas trifásicas, em módulo e fase. No entanto, a técnica deve trabalhar com medições desbalanceadas e produzir resultados confiáveis de uma rede com impedância desbalanceada. Realizar suposições sobre a natureza do desbalanço pode tornar o problema demasiadamente complicado, o que não impede de alguns métodos trabalharem com um modelo de rede desbalanceado. É o caso de [30] que lança mão de sucessivas medições e estimação por mínimos quadrados em busca dos nove elementos da matriz de impedância trifásica

$$Z_{h} = \begin{bmatrix} Z_{AA,h} & Z_{AB,h} & Z_{AC,h} \\ Z_{BA,h} & Z_{BB,h} & Z_{BC,h} \\ Z_{CA,h} & Z_{CB,h} & Z_{CC,h} \end{bmatrix},$$
(1.3)

em que $Z_{AA,h}$, $Z_{BB,h}$ e $Z_{CC,h}$ são as auto-impedâncias harmônicas de cada fase, e outros elementos da matriz são impedâncias mútuas entre fases da rede. Duas assunções sobre o sistema de impedâncias a ser medido simplificam a matriz (1.3), são elas: as auto-impedâncias são iguais e as impedâncias mútuas são também iguais.

$$Z_{h} = \begin{bmatrix} Z_{R,h} & Z_{M,h} & Z_{M,h} \\ Z_{M,h} & Z_{R,h} & Z_{M,h} \\ Z_{M,h} & Z_{M,h} & Z_{R,h} \end{bmatrix}.$$
 (1.4)

O próximo passo é utilizar a teoria de componentes simétricas para extrair a componente de sequência positiva da rede. O procedimento matemático

$$Z_h = A.Z_{R,h}.A^{-1} (1.5)$$

onde

$$A = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}$$
(1.6)

e a=
e^{-j\frac{2\pi}{3}} diagonaliza a matriz de impedâncias harmônicas para

$$Z_{h} = \begin{bmatrix} Z_{R,h} + 2Z_{M,h} & 0 & 0\\ 0 & Z_{R,h} - Z_{M,h} & 0\\ 0 & 0 & Z_{R,h} - Z_{M,h} \end{bmatrix}.$$
 (1.7)

Este resultado é o desacoplamento dos circuitos de sequência positiva, negativa e zero que compõem a impedância trifásica. Sob as condições apontadas acima, [23] sugere algumas maneiras de injetar corrente na rede a fim de se obter corretamente a sequência positiva da impedância. Neste trabalho, interessa a injeção de corrente simétrica, como na Figura 1.5. Supõe-se para sistemas de distribuição impedância tipicamente indutiva e resistiva. Uma outra possibilidade é a injeção de corrente assimétrica entre fases, neste caso, para medir a impedância entre as fases A e B, fazse $I_{A,h} = -I_{A,h}$ e $I_{A,h} = 0$. Por fim, a medição de um sistema trifásico de impedâncias produz os valores corretos de sequência positiva para cada fase se estas forem iguais, ou seja, o sistema de impedâncias é simétrico e a rede é balanceada. Conclui-se que estas são condições muitos restritivas contudo, basear-se na Equação 1.3 para montar um modelo de rede pode tornar o algoritmo de medição demasiadamente complexo.



Figura 1.5: Injeção de Corrente

Essa investigação sobre a medição de impedância se justifica pela sua contribuição na análise de estabilidade de cargas conectadas. Encontram-se na literatura referências a técnicas bem estabelecidas de análise da interação resultante da relação entre fonte e carga, ou mais precisamente neste caso, conversor e rede. A rede tendo alta impedância pode desestabilizar o controle de corrente do inversor e levar a ressonâncias harmônicas, assim conclui o critério de estabilidade baseado em impedância para inversores conectados à rede [13, 15].

Uma representação amplamente aceita do sistema interconectado para pequenos sinais é apresentada na Figura 1.6. Verifica-se o conversor VSC representado por uma fonte de corrente I_C^* com impedância de saída Z_C [15]. Isto porque o controle de corrente é a principal característica que manisfesta o inversor externamente. E a rede é um modelo de Thévenin V_R cuja impedância Z_R é desconhecida, embora mensurável.



Figura 1.6: Modelo em pequenos sinais do sistema conversor conectado à rede

Considera-se que a fonte de tensão é estável sem a presença do inversor, e que o inversor é estável se a impedância da rede é zero. Baseado nisto, a corrente de saída da rede pode ser escrita assim:

$$I_C = \left(I_C^* - \frac{V_R}{Z_C}\right) \frac{1}{1 + \frac{Z_R}{Z_C}}.$$
 (1.8)

Então o conversor opera de forma estável se a razão impedância da rede e impedância de saída do conversor, Z_R/Z_C , satisfazem o critério de Nyquist de estabilidade.

No contexto de sistemas distribuídos encontram-se estudos de inversores fotovoltaicos e de turbinas eólicas apresentarem instabilidade em virtude da impedância da rede. No artigo anteriormente citado [15] são levantados dados experimentais para um conversor fotovoltaico monofásico comercial de 3kW que apresentou problemas de estabilidade marginal com a inclusão de um indutor de 12.8mH em série com a rede. Houve elevação de harmônicos de corrente acentuada principalmente na região de ressonância. Em [11] um sistema fotovoltaico com as mesmas características é simulado com uma diferença, usa-se um filtro LCL de saída. Com testes para uma rede "fraca", tipicamente rural, isto é, cabos longos e transformador de baixa potência, notou-se que o efeito de uma reatância indutiva em série é diminuir a frequência de ressonância, enquanto o efeito de uma reatância capacitiva é criar pico de ressonância na característica de frequência do sistema. Simulando uma rede com aumento de 10% em sua impedância, chega-se a uma variação de 40% na frequência de ressonância. A consequência é negativa pela redução da frequência de ressonância para região de baixa frequência onde há harmônicos de maior amplitude na rede. No mesmo sentido, porém para um controlador por histerese, [32] mostra a deterioração no rastreamento da referência de corrente com a variação dos parâmetros da rede. O aumento da indutância e resistência da rede causam instabilidade.

1.4 Objetivos

O objetivo deste trabalho é analisar a adequação dos modelos de rede ao projeto de conversores conectados à rede. Busca-se identificar as condições em que um conversor, cujo controle tenha sido projetado com base num modelo simplificado de rede, possa ter seu desempenho degradado devido a dinâmicas não modeladas, excitadas por cargas não lineares. Uma vez definida a aplicação do conversor, o projeto do controlador digital segue uma metodologia que inclui a definição de funcionalidades, estratégia de controle e aperfeiçoamento de desempenho. A planta deste sistema linear é a rede que em geral é desbalanceada e harmônica. Portanto propõe-se que através de simulação de circuitos investigue-se a resposta em frequência do conversor para condições de rede não alcançáveis através de ensaio em bancada. Uma vez que se tenha os modelos analíticos para as diferentes respostas do conversor, os modelos de rede podem servir de ambiente de teste para consolidar os resultados. Abaixo listam-se os objetivos específicos requeridos para realizar as análises propostas:

- Desenvolver o *benchmark* de uma rede pública de distribuição em baixa tensão no software PSIM;
- Escrever em código o controle de corrente em coordenadas alfa-beta e d-q;
- Projetar o controlador PI com critério de robustez através da especificação de margem de fase;
- Avaliar a resposta em frequência do conversor para diferentes perturbações da rede;
- Avaliar analiticamente a contribuição da rede sobre o desempenho do controlador;
- Validar o *benchmark* como modelo de rede aproximado do real;

1.5 Estrutura do Documento

Este trabalho busca organizar seu conteúdo de forma a apresentar uma discussão sobre o problema, aplicar uma metodologia de abordagem das questões e uma análise coerente sobre os resultados. No capítulo 2 são desenvolvidos dois modelos de rede. O primeiro baseia-se em dados de rede de distribuição urbana e rural para haver coerência na determinação de parâmetros de um equivalente de Thévenin que represente a rede. O segundo é um *benchmark* criado para simulação no domínio do tempo de conversor conectado à rede. Este *benchmark* recebe uma versão com cargas não-lineares para se aproximar do comportamento de uma rede real. As características dessas diferentes redes são avaliadas para posterior análise de interação com o conversor. No capítulo 3 o projeto de um conversor fotovoltaico é detalhado em PLL, estágio CC e interface CA. Discute-se a ação *feedforward* do controle de corrente e as limitações de síntese de corrente que o PWM oferece. Com isso analisa-se a performance do controlador para o rastreamento da corrente de referência e rejeição de perturbações oriundas da rede. A discussão se faz em torno da comparação entre a função de transferência teórica e os dados obtidos por simulação. No capítulo 4 analisa-se o conversor fotovoltaico conectado ao *benchmark* em sua operação normal de geração de energia. Dos resultados de forma de onda de tensão e corrente se estabelece relação entre as características da rede e as propriedades do controlador. No capítulo 5 elabora-se uma conclusão geral com os resultados mais significativos deste trabalho. Alguns encaminhamentos e recomendações são feitos para trabalhos futuros. Essa dissertação é encerrada com um capítulo de referências bibliográficas, e dois anexos com códigos de programação desenvolvidos para este trabalho.
Capítulo 2

Modelos de Rede Vistos do PCC

Neste capítulo desenvolvem-se dois circuitos de rede para análise de desempenho de conversores conectados. O primeiro baseia-se em dados da rede de distribuição para parametrização de um equivalente de Thévenin. O segundo parte de dados medidos em uma rede residencial real da qual se constrói um *benchmark* para simulação.

2.1 Modelo simplificado

Um modelo exato de rede de distribuição é muito difícil de se obter devido à complexidade e dinâmica do sistema. Sua impedância na frequência fundamental é determinada principalmente pela distância à subestação, sendo uma impedância RL em série com uma fonte de tensão um modelo adequado nesta condição [52]. Trata-se idealmente de um circuito linear de potência cuja dinâmica é previsível. O aparato de medição de impedância utiliza basicamente um analisador de frequência e amplificador de potência com o qual se obtém a variação em frequência ou pontual, a depender do objetivo e do método matemático de determinação dos parâmetros da rede. A resposta em frequência pode assumir diferentes formas na região de baixa frequência, o que depende da equação característica da rede. Nota-se em muitos estudos a ocorrência de valores de ressonância pouco abaixo de 1 kHz e prevalência da impedância indutiva para altas frequências [7, 21, 52–54]. Na Tabela 2.1 encontram-se valores de R e L obtidos por medições encontradas em revistas científicas na área de eletrônica de potência, que servem de base de comparação para ordem de grandeza dos parâmetros calculados adiante. Estes resultados são para redes de baixa tensão acessadas localmente nos respectivos laboratórios de pesquisa. Parte desses dados foram computados por métodos específicos (Discrete Fourier Transform, Least Squares Fitting, etc) após leitura de tensões e correntes injetados na rede por um protótipo de inversor. Os dois últimos itens foram obtidos pelo equipamento comercial Norma Unilap 100 XE Grid Tester dedicado a certificação de instalações elétricas. Nota-se que diversidade de valores medidos induz a uma

dependência específica com a instalação elétrica naquela região, pois há redes que variam de puramente resistiva a alguns milihenry.

| Ref. | R [m Ω] | $L [\mu H]$ | Equipamento |
|------|-----------------|-------------|--|
| [55] | 325 | 150 | Protótipo de VSC com filtro LCL de 22 kW |
| [56] | 200 | 150 | Protótipo de VSC com filtro LC de 5 kW |
| [33] | 2510 | 1680 | Protótipo de VSC com filtro LCL de 16 kW |
| [46] | 220 | 0 | Norma Unilap 100 XE Grid Tester |
| [38] | 1200 | 95 | Norma Unilap 100 XE Grid Tester |

Tabela 2.1: Valores de referência para impedância na frequência fundamental

2.1.1 Modelagem

Nos parágrafos a seguir desenvolve-se a parametrização da rede que será posteriormente modelada para simulação conforme mostra a Figura 2.1. Esta é uma etapa anterior ao projeto do controlador do conversor de dois níveis, pois, são as impedâncias de cabos R_1 , L_1 , a indutância de dispersão L_T do transformador da rede de distribuição, e também do transformador da subestação L_{SE} que definem a planta do sistema. Esses elementos são obtidos para média tensão e, então, faz-se reflexão de impedância que resulta numa impedância equivalente no ponto de acesso em baixa tensão — PCC. Nota-se no circuito da Figura 2.1 uma carga RLC em vermelho e uma fonte de corrente harmônica I_h em azul; esses elementos irão modificar a rede em dois casos a serem simulados mais à frente.



Figura 2.1: Modelo de rede para projeto do controlador

Alimentador Secundário

Considera-se o inversor conectado à rede de baixa tensão (BT) através de um ramal de ligação aéreo com entrada individual na tensão 220V trifásica. Estipula-se que a ligação do ponto de entrada na unidade consumidora até o secundário do transformador MT/BT da subestação simplificada pode conter 50m de condutores 2/0 AWG (ou 67 mm²) espaçados verticalmente na configuração trifásica. De acordo com a NBR 5410, este tipo de condutor isolado pode individualmente suportar correntes de até 235 A. Para esta configuração a NBR NM 280 tabela o padrão de impedância em $(0.32 + j \ 0.10 \ \Omega/\text{km})$ que define R₂ e L₂ da Figura 2.1 [57–59].

Alimentador Primário

A rede de baixa advém da rede de média tensão através de um transformador de distribuição MT/BT. A rede de média pode ser modelada por uma barra infinita em série com uma impedância calculada pela potência de curto circuito no ponto de entrega. Há poucas referências a redes distribuição nacionais que tragam alguma quantificação para esses elementos. No Módulo 3 do PRODIST há um item que obriga a distribuidora, quando solicitada, a informar o valor da corrente de curto circuito no ponto de conexão da unidade consumidora. Talvez por isso seja possível encontrar artigos com dados de medição sobre proteção em sistemas de transmissão. No Rio de Janeiro a distribuidora LIGHT define a subestação simplificada, com transformação no poste destinada a alimentar pequenas cargas, cuja potência nominal trifásica está limitada entre 75 e 300kVA, tensão nominal de 15kV e impedância de dispersão 3,5% [59]. Esses dados são usados para calcular o indutor L_T que representa o trafo na Figura 2.1.

Relação X/R e comprimento

A resistência das linhas na distribuição de média tensão costuma ser comparável a sua reatância, no entanto, valores absolutos no ponto de acesso variam com o cabeamento e a distância da subestação AT/MT. Algumas referências estipulam valores aceitáveis quando não se conhece a rede. Há manuais de especificação de instalações elétricas que adotam um valor característico de X/R=15 quando esta relação é desconhecida [60]. Por outro lado trabalhos acadêmicos com base em dados reais sobre diferentes redes de alimentação industrial reportam valores X/R inferiores a unidade, seja pelo subdimensionamento da bitola de cabos ou por curtas distâncias. Contudo, sabendo que em redes de distribuição de 13,8kV a variação típica na seção dos condutores é de 4 AWG e 336,4 MCM, a relação X/R se encontra entre 0,6 e 3,52 [61]. A partir dessas informações é necessário uma estimativa do comprimento da rede a fim de se obter um valor absoluto para impedância. Pode-se considerar um limite máximo de 50km para alimentadores abastecendo regiões rurais, ou então, adotar uma linha de distribuição aérea urbana de 10km utilizando cabos CA $336.4 \text{ MCM} (0.20 + j0.38 \Omega/\text{km})$ é mais conveniente ao projeto na definição das impedâncias $R_1 \in L_1$ na Figura 2.1.

Capacidade de Curto-Circuito

Sobre a condição de proteção contra curto-circuito pelo lado da carga na rede primária é definido um limite mínimo de 8kA de curto-circuito trifásico e simétrico segundo a concessionária Light [59]. Este limite é obtido dos transformadores de 138kV/13.8kV, cerca de 40MVA, que apresentam alta impedância interna de 25%. Por padrão cada transformador se conecta a 8 alimentadores de 13,8kV [62]. Estes valores representam uma potência de curto-circuito de 190MVA para a subestação AT/MT, que é modelada como uma barra infinita de 13,8kV ligada a indutância L_{SE}.

Harmônicos

Tratando-se do estudo de um sistema trifásico sem neutro, toma-se por referência os níveis de distorção na tensão de distribuição regulamentados pelo PRODIST. A Tabela 2.2 apresenta as ordens harmônicas não múltiplas de 3 escolhidas para simulação por apresentarem-se em muitos estudos com dados reais e também a distorção total.

| Ordem | Norma |
|-------|-------|
| 5 | 7,5% |
| 7 | 6,5% |
| 11 | 4,5% |
| 13 | 4,0% |
| TOTAL | 10,0% |

Tabela 2.2: Limites de distorção harmônica individual de baixa tensão

Sob o marco regulatório da resolução Nº482 da ANEEL que estabelece as condições gerais de acesso a micro e minigeração distribuída observa-se a NBR16149, que normatiza a interface de conexão a rede de distribuição. Com isso o consumidor que dispõe de geração fotovoltaica inferior a 100 kW deve estar atento a uma série de recomendações técnicas específicas. Neste capítulo interessa estudar a distorção harmônica de corrente provocada pelo conversor sob diferentes condições de impedância e harmônicos da rede. Portanto, toma-se os limites dos harmônicos que usualmente prejudicam o funcionamento da rede como critério de avaliação sobre o projeto de controle do conversor. Valores limites para cada harmônica de corrente individual e também total estão sumarizados na Tabela 2.3.

2.1.2 Carga RLC

Dadas estas referências, o próximo passo é adicionar uma carga ao modelo de rede. Esta nova topologia busca criar uma condição de pior caso para a operação do

| Ordem | Norma | |
|---------|--------|--|
| 3 a 9 | < 4% | |
| 11 a 15 | < 2% | |
| 17 a 21 | < 1,5% | |
| 23 a 33 | < 0.6% | |
| Total | < 5% | |

Tabela 2.3: Limites de Distorção Harmônica de Corrente

conversor, além de se aproximar de casos reais em que bancos de capacitores são conectados para correção do fator de potência. Com isso adiciona-se um polo à função de transferência de impedância da rede, por consequência é possível que ocorram ressonâncias indesejadas. Para verificar esta possibilidade calculou-se uma carga RL que represente uma carga ativa conectada em estrela, tal qual um motor de indução [54]. Escolheu-se usar o carregamento máximo da rede, 150kVA, e fator de potência 0,85 indutivo. Então, acrescenta-se à rede trifásica capacitores em paralelo para correção do fator de potência em 0.92 indutivo. A configuração de circuito foi mostrada na Figura 2.1, sendo na situação 1, em vermelho. Com essas especificações a carga é composta por $R=274m\Omega$, $L=451\mu H e C=1,4mF$. O gráfico de resposta em frequência teórica da impedância do PCC, apresentado na Figura 2.2, revela que em 60Hz não há diferença significativa entre a impedância da rede com ou sem a carga RLC, ambas próximas a $24m\Omega$ em módulo. No segundo gráfico, nota-se uma frequência de ressonância em 758Hz próximo ao 13° harmônico, em que a impedância é máxima, 12.8Ω . Após este polo de segunda ordem ocorre o aclive da impedância a partir 2kHz devido ao domínio da indutância representada pelos cabos do secundário.



Figura 2.2: Resposta em frequência da rede com carga RLC

Calculou-se o equivalente RL visto do PCC através da leitura de correntes em ensaio de curto-circuito. A Tabela 2.4 mostra os valores.

| .ċ | abela 2.4. Offculto equivalente do FO | | | | | |
|----|---------------------------------------|-----------------|--------------|--|--|--|
| | Caso | R [m Ω] | L [μ H] | | | |
| | Rede simples | 16,2 | 47,0 | | | |
| | Rede com RLC | 16,6 | 49,6 | | | |

Tabela 2.4: Circuito equivalente do PCC

Não se pode deixar de comparar o equivalente RL obtido neste caso com aqueles apontados na Tabela 2.1. Nota-se nesta tabela que a impedância do PCC na frequência fundamental está longe de apresentar um padrão universal devido a discrepância entre valores. Percebe-se que o modelo desenvolvido aqui está com nível de impedância inferior às medições encontradas na literatura. A resistência no modelo simplificado está cerca de 10 vezes menor que a menor medida da Tabela 2.1. A justificativa desta incongruência aparentemente recai sob aspectos técnicos de instalação elétrica, como topologia e comprimento, ou mesmo modelos mais detalhados como a perda no cobre dos transformadores. No entanto, há coerência pelo fato de no PCC a resistência 16,2m Ω possuir maior contribuição da rede de baixa e a indutância de 47 μ H possuir maior parcela da rede de média, principalmente pela reatância de dispersão do trafo MT/BT.

2.1.3 Carga RLC e Harmônicos de Tensão

A observação do secundário de um transformador de distribuição residencial pode mostrar que os distúrbios harmônicos provém mais fortemente pelo lado da rede que pelo lado do consumidor, muito embora algumas cargas invertam esse comportamento por curtos períodos, caso que prevalece em redes industriais [63, 64]. Esta assertiva é motivo para se convencionar que a fonte de tensão V_R da Figura 2.1 contenha harmônicos. Isto é, com base na Tabela 2.2 estipula-se arbitrariamente os seguintes conteúdos harmônicos: 5% de 5°, 3% de 7°, 1,5% de 11° e 0,5% de 13°. Estes valores totalizam 10% de THD, o máximo permitido para distribuição em baixa tensão, não segregando a rede em classe residencial, comercial ou industrial. Este cenário será objeto de simulações mais à frente.

2.1.4 Carga RLC e Harmônicos de Corrente

Segue-se com a inclusão de harmônicos de corrente no circuito, incluindo simultaneamente as situações 1 e 2 esquematizadas na Figura 2.1. Os 150 kVA de capacidade total de carregamento do transformador agora são divididos igualmente entre uma carga RLC e uma carga não-linear. A primeira é dimensionada com os mesmos critérios anteriores, contudo muda apenas a frequência de máxima impedância para 1040 Hz, próximo ao harmônico 17. Isto se explica pela associação da carga RLC, agora menor, com a impedância da rede. Quanto à segunda, usam-se fontes de corrente representando o modelo de retificador trifásico de potência constante sem controle de fase [65]. A equação de potência CC é dada por

$$P_{ret} = 1,35.V_L.I_{ret},$$
(2.1)

em que V_L é a tensão de linha e I_{ret} a corrente retificada. O modelo idealizado é composto por fontes de corrente harmônicas sendo o valor RMS da componente fundamental igual 0, 78. I_{ret} . A corrente de fase $i_{ret,fase}$ tem forma de onda quadrada, sendo representada de forma aproximada pela série de Fourier truncada da seguinte maneira:

$$i_{ret,fase}(t) = \sqrt{(2).0,78.I_{ret}} \{ sin(\omega.t) - \frac{1}{5}.sin(5.\omega.t) - \frac{1}{7}.sin(7.\omega.t) + \frac{1}{11}.sin(11.\omega.t) + \frac{1}{13}.sin(13.\omega.t) - \frac{1}{17}.sin(17.\omega.t) \}.$$

$$(2.2)$$

2.2 Benchmark

Apesar de facilitar o estudo de conversores conectados à rede, modelos simplificados podem esconder interações de difícil previsão. Esta é a motivação pelo desenvolvimento de um modelo estendido baseado numa rede aérea de distribuição secundária de baixa tensão. Buscou-se por modelos de rede elaborados a partir de estudos reais brasileiros, com informações fundamentadas por medições em campo, análise de normas regulamentadoras e dados disponibilizados pela concessionária de energia no maior nível de detalhamento possível. A expectativa por um *benchmark* nesses moldes foi frustada pois não encontrou-se publicações dedicadas a este assunto com uma proposição mesmo que sintética e cabível de ser implementada em ambientes de simulação digital no domínio do tempo. Em termos de contribuições nacionais, há trabalhos acadêmicos em sistema de potência com objetivos de caracterizar a rede (de média tensão na maioria das vezes) através de softwares que analisam fluxos de potência, propagação de harmônicos, estabilidade transitória, etc [66, 67]. No entanto, estes métodos são inapropriados quando o foco de interesse está sobre conversores conectados a redes contendo geração distribuída.

Sobre a metodologia de desenvolvimento de modelos para diferentes tipos de rede o CIGRE tem úteis contribuições a partir da Força Tarefa C6.04.02: "Computational Tools and Techniques for Analysis, Design and Validation of Distributed Generation Systems" [68]. Um de seus objetivos é sistematizar a análise de integração entre fontes de energia distribuídas em microrrede. Conceitos de sistemas elétricos e características gerais da rede física são avaliados para elaboração de uma ferramenta computacional eficaz na análise da rede distribuída. Alguns fundamentos pertinentes à rede elétrica precisam ser revisitados para enquadrar a operação simultânea de diferentes equipamentos. Um sistema elétrico de potência pode ser entendido hierarquicamente como uma rede infraestrutural sob a qual geração e cargas conectam-se a seus nós. Sendo esta rede de distribuição, é necessário uma especialização quanto a baixa ou média tensão uma vez que estas guardam características que variam inclusive entre países [69, 70].

As características gerais de uma alimentador em baixa tensão são resumidas:

- estrutura: a maior parte das redes públicas no Brasil são radiais. Os alimentadores começam a partir da subestação MT/BT, e cada um deles podem se dividir em ramais. Consumidores podem se conectar em qualquer ponto do alimentador.
- simetria: a conexão de consumidores monofásicos torna a rede de baixa tensão inevitavelmente assimétrica. Ramos monofásicos podem existir agravando o quadro de assimetria.
- subestação: uma subestação MT/BT alimentando uma rede de baixa tensão costuma ser um transformador de até centenas de kVA. A conexão usual é delta no primário e estrela aterrado no secundário. Alguns transformadores possuem tap ajustável para regular variações de tensão.
- proteção: a única proteção encontrada em rede públicas são fusíveis localizados no lado MT do transformador da subestação MT/BT.
- tipo de linha: as linhas de distribuição podem ser subterrâneas ou aéreas, com condutor isolado ou nú, de alumínio ou cobre, sólido ou encordoado, etc. A forma de instalação da linha e as condições ambientais determinam a relação de impedância por distância dada usualmente em Ω/km.
- aterramento: o aterramento das instalações de entrada para os consumidores deve se adequar à NBR 5410, no entanto, esta norma não estabelece valores absolutos. O valor máximo de resistência de aterramento não deve passar de 25 Ω. Os sistemas de aterramento podem ser TN, TT ou IT.¹

As características de demanda dos consumidores são definidas por um valor de potência aparente e de fator de potência coerentes com valores encontrados em alimentadores residenciais. Estes valores são representados por uma carga linear RL ou RC. A contribuição individual de cada consumidor resulta num montante que deve corresponder a um percentual do limite de carregamento da rede devido

 $^{^{1}}$ TN, neutro ligado à terra e massas ligadas ao neutro; TT, neutro e massas ligados à terra separadamente; IT, neutro ligado a terra por uma impedância e massas ligadas a terra.

ao fator de coincidência. Este montante é mantido fixo pois a análise de variações diárias (curva de carga) não está no escopo deste projeto.

Nesta seção, a estrutura de uma rede radial é modelada com alimentadores, transformadores e bancos de capacitores. Esta rede é complementada com cargas que representam consumidores em baixa tensão. Com isso, serão criados dois arquivos de simulação no PSIM, o *benchmark* 1 que inclui cargas lineares, e o *benchmark* 2 com cargas não lineares. No Capítulo 4, a implementação do conversor fotovoltaico, também realizado no PSIM, será simulada com cada um dos *benchmarks*, gerando resultados a serem avaliados separadamente.

2.2.1 Modelagem

A topologia de rede de média tensão foi adotada de uma dissertação de mestrado pela UFMG [71]. Esse estudo analisa a penetração de harmônicos em um sistema de distribuição urbana, causados por cargas lineares e não-lineares presentes em estabelecimentos residenciais e comerciais. Nele encontram-se amostras de potência, corrente e tensão harmônicas no ponto de acesso de residências e secundário do transformador de distribuição, isto com fim de se obter dados para modelagem de cargas. É com base nesses dados que neste trabalho desenvolve-se um *benchmark* para simulação utilizando o software PSIM, como é mostrado na Figura 2.4. O circuito é demasiadamente grande para uma apreciação detalhada, por isso adota-se uma ilustração do *benchmark* na Figura 2.3. Trata-se da modelagem de um sistema real de distribuição de energia constituído por uma fonte remota de 11,4kV que se liga ao transformador TR de 45kVA por um alimentador primário de 11km. No meio deste alimentador há um banco de capacitores. O alimentador secundário deriva do trafo que abastece 39 residências classificadas em 4 categorias pela demanda de consumo. Na Figura 2.3 a rede está em escala proporcional, os nós são postes dos quais ligam-se as residências. Entre cada poste o comprimento da linha varia entre 15, 20 e 25m. Algumas modificações foram feitas para o contexto deste trabalho. Escolheu-se arbitrariamente a posição do gerador fotovoltaico GF, que não faz parte do *benchmark*. E também colocaram-se capacitores em estrela no início do anel de linhas à direita com objetivo de correção de fator de potência.

Neste benchmark não há necessidade de modelar elementos de proteção como fusíveis e disjuntores. Quanto ao aterramento, adotou-se um valor de resistência igual a 10Ω em todos os pontos de aterramento. O condutor neutro é aterrado na subestação e nos postes em que há ponto de acesso de residências.

²Adaptado de [71]



Figura 2.3: Benchmark de rede urbana residencial.²

Modelo de alimentadores

O alimentador secundário é composto por condutor nú de alumínio 2/0 AWG tanto para fase quanto neutro. O cabeamento do alimentador primário é do tipo MCM 366,4 para média tensão. A disposição dos cabos no poste bem como sua altura do solo na Figura 2.5 são determinantes no comportamento da linha. Sobre o dimensionamento de alimentadores e posteamento, estes são coerentes com o padrão de instalação de rede área urbana definidos nos manuais de distribuição da CEMIG [72, 73].

Dada a dimensão da rede mostrada na Figura 2.3 questiona-se se a representação dos diferentes trechos de linha de distribuição secundária por um equivalente RL é conveniente. O comprimento da linha é informação necessária para avaliar se sua frequência de ressonância está próxima à frequência do chaveamento do conversor. Analisando a Figura 2.3 vê-se que o comprimento máximo da linha igual a 390m. A velocidade de propagação da onda eletromagnética pode ser aproximada pela velocidade da luz (c) 3×10^8 m/s. Com esses valores calcula-se a menor frequência de ressonância possível na linha de transmissão com um quarto do comprimento de onda da frequência de operação. A expressão é dada por

$$f_{linha} = \frac{c}{4.l}.$$
(2.3)

O resultado é 192 kHz que está cerca de 20 vezes acima do chaveamento. Portanto, a proximidade entre harmônicos da frequência de chaveamento por modulação PWM, suas bandas laterais, e a ressonância da rede, pode reservar interações harmônicas que reflitam sobre a operação do conversor [65, 74]. Isso motiva a adoção de modelos a parâmetros distribuídos. A representação dessas linhas no ambiente de simulação é feita com o elemento *3-Phase AC Cable* que modela acoplamento in-

³Adaptado de [71]



Figura 2.4: Circuito benchmark no PSIM.



Figura 2.5: Posicionamento dos condutores nos postes da rede secundária (esq.) e primária (dir.) 3

dutivo e capacitância entre as fases. Contudo, o PSIM não possui uma ferramenta de determinação dos parâmetros da linha. ⁴ Isto foi possível com a modelagem no *software* PSCAD/EMTDC de seções PI que são adequadas para linhas curtas, mas não representam parâmetros variáveis com a frequência. Desse modo é necessário realizar uma simulação com modelo para frequência fundamental e outro com a frequência chaveamento do conversor. Apresentando os dados relativos a construção física da linha como na Figura 2.5, o diâmetro e valor de resistência contínua dos cabos utilizados, o *software* retorna os parâmetros de entrada no elemento *3-Phase AC Cable* conforme mostram a Tabela 2.5 e Tabela 2.6.

| Parâmetro | a 60 Hz | a 10 kHz |
|------------------------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| Resistência de sequência positiva | $0,4286 \ \Omega/\mathrm{km}$ | 1,2843 $\Omega/{\rm km}$ |
| Reatância de sequência positiva | 0,3101 Ω/km | 49,66 Ω/km |
| Capacitância de sequência positiva | 1,4664e-8 F/km | 2,4440e-6 F/km |
| Resistência de sequência zero | $0,8952 \ \Omega/\mathrm{km}$ | 7,8520 $\Omega/{\rm km}$ |
| Reatância de sequência zero | 1,3559 $\Omega/{\rm km}$ | 181,9 $\Omega/{\rm km}$ |
| Capacitância de sequência zero | 4,5498e-9 F/km | 7,5830e-7 $\Omega/{\rm km}$ |

Tabela 2.5: Parâmetros de simulação da linhas secundárias

⁴O simulador PSIM possui ferramentas que facilitam o desenvolvimento de controladores digitais para aplicação em processadores embarcados. Como está prevista a futura realização de experimentos para validação dos resultados deste projeto, o PSIM foi considerado como simulador mais adequado, embora não disponha de modelos para simular linhas de transmissão e distribuição com parâmetros variáveis em função da frequência.

| | <u>۱</u> | |
|------------------------------------|--------------------------|-------------------------------|
| Parâmetro | a 60 Hz | $10 \mathrm{~kHz}$ |
| Resistência de sequência positiva | 0,1698 $\Omega/{\rm km}$ | $0,7732 \ \Omega/\mathrm{km}$ |
| Reatância de sequência positiva | 0,4101 $\Omega/{\rm km}$ | 65,944 $\Omega/{\rm km}$ |
| Capacitância de sequência positiva | 3,0739e-7 F/km | 5,1232e-5 F/km |
| Resistência de sequência zero | 0,3464 $\Omega/{\rm km}$ | 28,155 $\Omega/{\rm km}$ |
| Reatância de sequência zero | 2,1519 $\Omega/{\rm km}$ | 261,98 $\Omega/{\rm km}$ |
| Capacitância de sequência zero | 7,6131e-9 F/km | 1,2688e-4 F/km |

Tabela 2.6: Parâmetros de simulação da linha primária de 11 km

Modelo do transformador de 45 kVA

O transformador de 45 kVA é trifásico, Δ -Y, comumente usado em redes de distribuição urbanas. Sua modelagem tem base nos dados de placa, perdas no ferro e cobre avaliadas por medições de operação em campo retirados de [71]. Então a resistência e reatância de dispersão no primário e no secundário, bem como a impedância de magnetização são determinados por ensaios de curto-circuito e a vazio. No *PSIM*, os dados de entrada do elemento 3-ph Transformer (saturation) que modela um trafo com saturação são listados na Tabela 2.7. Todas resistências e indutâncias estão refletidas para o primário. Os pontos que caracterizam a saturação do trafo exigidos pelo simulador foram adaptados para se ter a indutância de magnetização na abcissa da Figura 2.6 calculada por

$$L_m = \frac{V}{\sqrt{3}.\omega.I_m},\tag{2.4}$$

em que I_m é a corrente de magnetização no valor de 16 mA. Este valor equivale a cerca de 1% da corrente nominal referida ao primário [75]. O fluxo residual é especificado pelo ponto de corrente zero na curva de saturação. Adotou-se um valor médio entre a região de joelho e fluxo zero da curva de saturação de um trafo típico exibida na Tabela 3.28 de [71].

| Tensão do primário | 11,4kV |
|--|---------------|
| Tensão do secundário | 220V |
| Resistência de dispersão do primário | 86,64Ω |
| Indutância de dispersão do primário | 398,1mH |
| Resistência de dispersão do secundário | $86,64\Omega$ |
| Indutância de dispersão do secundário | 398,1mH |
| Resistência de perdas no cobre | $1,5M\Omega$ |
| Magnetização: Corrente vs. Indutância | Figura 2.6 |
| Fluxo residual por fase | 0,4p.u. |

Tabela 2.7: Parâmetros de simulação do trafo 45 kVA referidos ao primário



Figura 2.6: Curva de saturação do trafo referida ao primário.

2.2.2 Modelo de cargas residenciais

As 39 residências são divididas em 4 grupos de acordo com seu consumo médio o que se relaciona com a quantidade de equipamentos instalados em cada unidade. As residências dos grupos A, B e C são monofásicas, e do grupo D trifásicas. A Tabela 2.8 traz informações pertinentes a modelagem destas residências. Valores médios de potência aparente e fator de potência para cada unidade monitorada em [71] foram considerados para se obter o equivalente RL série. Neste momento os dados sobre nível de THD em tensão e corrente não são considerados. Com regime de operação em 16,95kVA, o nível de carregamento da rede é 38% tomando-se em conta o transformador de 45kVA.

| | S(kVA) | FP | R | L | Unid. | S(kVA)/Grupo |
|--------------|--------|------|------|-------|-------|--------------|
| Residência A | 0,16 | 0,57 | 57,2 | 0,220 | 14 | 2,24 |
| Residência B | 0,23 | 0,50 | 35,1 | 0,161 | 13 | 2,99 |
| Residência C | 0,33 | 0,85 | 41,5 | 0,068 | 8 | 2,64 |
| Residência D | 2,27 | 0,64 | 13,6 | 0,043 | 4 | 9,08 |
| Total | | | | | 39 | 16,95 |

Tabela 2.8: Dados médios das 39 residências

Realiza-se uma modificação na repartição das 39 residências por fase como foi realizado em [71]. Ao invés de distribuí-las de acordo com o consumo médio em kWh para correlacionar com a curva de carga da rede, usa-se a potência aparente como critério de ordenamento para um dado carregamento. Entretanto, uma vez que a operação do conversor sob condições de desbalanceamento da rede não está no escopo deste trabalho, optou-se por distribuir as residências monofásicas de forma igualitária entre as fases como mostra a Tabela 2.9. E a potência individual de cada fase das residências D é feita igual a média. Este ordenamento não é perfeito, porém se houver um leve desequilíbrio esta característica pode ser ignorada nas análises.

| | Fase A | Fase B | Fase C |
|--------------|----------|----------|--------|
| Residência A | 5 | 4 | 5 |
| Residência B | 5 | 4 | 4 |
| Residência C | 2 | 3 | 3 |
| Residência D | | 4 | |
| S(kVA)/Fase | $5,\!64$ | $5,\!58$ | 5,74 |
| S(kVA) Total | | 16,95 | |

Tabela 2.9: Número de residências por fase

2.2.3 Modelo de cargas residenciais não-lineares

A crescente conexão de equipamentos eletrodomésticos com interface de eletrônica de potência é uma realidade, por isso, a fim de se obter resultados mais fidedignos em relação à rede de distribuição real, é necessário completar a modelagem da rede com a inclusão de cargas-não lineares. Espera-se que a operação dessas cargas produza correntes não-senoidais que por sua vez podem gerar distorção de tensão no PCC ou outro ponto da rede como o secundário do trafo.

A metodologia de modelagem de cargas para análise de penetração de harmônicos divide-se basicamente entre o domínio da frequência e do tempo. Na primeira as cargas não-lineares são representadas por fontes de corrente o que favorece soluções numéricas, contudo há desvantagens em aspectos de dinâmica e representação de cargas com características de descontinuidade. No domínio do tempo fontes de corrente também são usadas para reprodução das correntes de um equipamento ou conjunto de cargas. É necessário um estudo prévio sobre o conteúdo harmônico dessas correntes para sua modelagem como recomenda o *IEEE 519-1992 Standard* [76]. Contudo, há restrição sobre esta metodologia quando a distorção de tensão no barramento de interesse é superior a 10%. Principalmente porque a modelagem depende da natureza da não-linearidade, sendo a dependência com a tensão de alimentação um importante fator [19].

Um estudo realizado num bairro classe média de São Paulo onde há predominância de aparelhos domésticos avaliou medições de 150 consumidores, sendo 70% da rede constituída de cargas tipicamente residenciais [77]. Neste estudo, concluiu-se que redes residenciais e comerciais são melhor modeladas por fontes harmônicas de tensão devido ao amplo uso de retificadores monofásicos com filtro capacitivo. Refrigeradores e outros eletrodomésticos com motor elétrico não impactam de forma significativa sobre a distorção da rede.

Essas considerações também são tomadas em [9]. Neste artigo uma rede residencial holandesa com 179 residências é modelada, nela encontram-se diferentes tipos de geradores fotovoltaicos por se tratar de um bairro modelo com microgeração distribuída incentivada pelo governo. Nesta rede as frequências naturais dadas por cabos e indutância de dispersão de transformadores e o alto valor de capacitância pela associação das cargas domésticas compõem um circuito ressonante paralelo. Neste caso, cargas não-lineares tipo fonte de corrente e o próprio inversor podem excitar estas ressonâncias e distorcem a tensão em pontos internos a rede secundária, como indicaram os resultados de simulação. Entretanto, a modelagem de rede inclui cargas capacitivas.

Os argumentos apresentados até então são para fundamentar a simulação em que se inclua cargas não-lineares coerentes com aspectos reais de redes de distribuição. Foram feitas alterações no *benchmark* para inclusão dessas cargas com mostra a Tabela 2.10. As residências A e B são representadas por retificadores monofásicos com capacitor de saída, as residências C por retificadores ideais, as residências D permanecem iguais. Essas alterações foram feitas com objetivo de diversificar as cargas porém, sem alterar o potência aparente individual, de modo a manter o mesmo nível de carregamento da rede.

| | Tipo | Parâmetros | FP |
|--------------|------------------------|--------------------------------|------|
| Residência A | Retificador capacitivo | R=312 Ω , C=100 μ F | 0,54 |
| Residência B | Retificador capacitivo | R=262 Ω , C=220 μ F | 0,48 |
| Residência C | Retificador ideal | $I_{CC} = 2,6 \text{ A}$ | 0,90 |

Tabela 2.10: Residências com cargas não-lineares

Banco de Capacitores

O valor médio do fator de potência das cargas está baixo. Segundo a Resolução n^o 414/2010 da ANEEL, o fator de potência de referência não deve exceder o limite mínimo permitido no valor de 0,92 [78]. Em caso de não adequação desta norma a distribuidora tem prejuízo na tarifação. A ANEEL exclui a possibilidade de cobrança de excedentes de reativos para consumidores do grupo B (baixa tensão), conforme a nota técnica n^o 0154/2013 [79]. No entanto, a distribuidora pode incluir bancos de capacitores para melhorar sua utilização. Os modelos das unidades consumidoras em [71] são de regime permanente devendo ter a compensação de reativos feita por pequenos bancos de capacitores [80]. Por isso modificou-se o *benchmark* com um capacitor de 68μ F no início do anel de linhas. Sua função é elevar o fator de potência de 0,69 para 0,92.

2.2.4 Caracterização do modelo

Uma vez que o modelo *benchmark* esteja completo, é preciso verificar o comportamento do circuito para diferentes aspectos. Inicialmente foi avaliada a influência dos parâmetros das linhas em diferentes frequências. As simulações com as linhas de transmissão do *benchmark* são ajustadas para frequência de operação em 60Hz ou 10kHz, simuladas separadamente. Isto é necessário porque o PSIM possui apenas o bloco de simulação *3-Ph AC Cable* como alternativa a modelagem de linhas. Ou seja, não há possibilidade de representar a resposta em frequência dos parâmetros da linha com este elemento. Os parâmetros da Tabela 2.5 e da Tabela 2.6 para a frequência de operação de 10kHz foram obtidos no simulador PSCAD/EMTDC dado a configuração de montagem dos condutores, altura em relação ao solo, etc.

A simulação com as linhas ajustadas para 10kHz apresentou formas de onda com menos oscilações que as de 60Hz. Este é um indicativo que a frequência fundamental é mais crítica para operação do conversor e será adotada nas simulações estudadas neste trabalho.

Os resultados das simulações preliminares mostrados na Figura 2.7 e Figura 2.8 servem para comparar o *benchmark* 1 com residências modeladas por cargas lineares e o *benchmark* 2 com cargas não-lineares. Além disso, parâmetros como a impedância vista do PCC são úteis no projeto do controlador aplicado a este circuito.

Carregamento da linha

As formas de onda em regime permanente no *benchmark* 1 mostram que tensões e correntes no secundário do trafo de 45 kVA estão livres de harmônicos. O sistema é bem equilibrado e o valor da componente fundamental por fase é de 183V e 60A. Este resultado é coerente com o projeto pois não existem no circuito outras fontes de energia além da remota e as cargas são todas lineares. No *benchmark* 2 a tensão é praticamente senoidal com 184V de pico e 2,5% de THD, porém as correntes estão extremamente distorcidas com 30% de THD e a fundamental com 46,7A. A Tabela 2.11 reúne as informações sobre harmônicos. Destaca-se apenas o 3° harmônico típico de cargas com retificador a capacitor como nas residências A e B.

Capacidade de curto-circuito

A Tabela 2.12 mostra resultados do ensaio de curto-circuito trifásico no PCC. O módulo da impedância de uma fase é calculado pela tensão fase terra no secundário do trafo em vazio e a corrente de curto circuito,

$$|Z|_{fase} = \frac{V_{sec}}{I_k}.$$
(2.5)



Figura 2.7: Secundário do trafo 45kVA durante carregamento do benchmark 1



Figura 2.8: Secundário do trafo 45kVA durante carregamento do benchmark 2

Uma possibilidade para o cálculo de fase em ambiente de simulação é utilizar a fonte remota de média tensão como referência de fase. Os valores foram calculados com dados de cada fase em que não há diferença significativa devido ao balanceamento do circuito para o *benchmark* 1. No caso do *benchmark* 2 a discrepância foi baixa aproximando-se os resultados por média. Aplicando as equações acima

| | Tensão | % | Corrente | % |
|----|---------|---------|----------|-----|
| 1 | 184 | | 46,7 | |
| 3 | $1,\!0$ | $0,\!5$ | $7,\!5$ | 16 |
| 5 | 2,0 | 1,0 | 9,0 | 19 |
| 7 | $1,\!3$ | 0,7 | $5,\!3$ | 11 |
| 9 | $1,\!0$ | 0,5 | 3,0 | 6,4 |
| 11 | | | 1,7 | 3,6 |
| 13 | | | 0,4 | 0,8 |
| 17 | | | 1,5 | 3,2 |

Tabela 2.11: Tabela de harmônicos no secundário do trafo no benchmark 2

encontrou-se $0,090 \angle 46,0^{\circ}\Omega \in 0,090 \angle 47,0^{\circ}\Omega$, respectivamente. Pode-se definir que em ambos *benchmarks* o equivalente RL visto do PCC tem R=61,5m Ω e L=175 μ H.

Tabela 2.12: Residências com cargas não-lineares

| | Benchamrk 1 | Benchmark 2 |
|--|--------------|--------------|
| Corrente de curto-circuito (A_{rms}) | 1.408 | 1.411 |
| Impedância do PCC (m Ω) | 62,7 + j64,9 | 60,2 + j66,9 |

Resposta em frequência

A caracterização completa deste *benchmark* por via de simulação termina com o levantamento de sua impedância harmônica no PCC. Isto é possível com o conjunto de blocos *AC Sweep* para análise da resposta em frequência do circuito, pois os elementos modelados são predominantemente lineares. Na Figura 2.9 vê-se um recorte do ambiente de simulação em que a perturbação de tensão V_{sweep} injeta corrente entre fases monitorada por V_o . Esta forma de avaliação de impedância produz resultados corretos para impedância de sequência positiva [23]. A partir dos dados obtidos ao final da simulação calcula-se a impedância harmônica correspondente por fase.

Observa-se na Figura 2.10 a resposta em frequência da impedância do PCC entre fases. Na frequência fundamental o fasor de impedância é $0,090 \angle 47,1^{\circ}\Omega$ que está coerente com as medições de curto-circuito. Após a fundamental é possível deduzir a presença de polos pelas variações de fase. Nota-se ressonâncias nas frequências de 320Hz, 1600Hz e próximo a 2300Hz. De 4kHz em diante o circuito se comporta de forma indutiva. A inversão de fase na faixa que vai de 1,6kHz a 4kHz evidencia a presença de polos em decorrência da ressonância com banco de capacitores.

O mesmo rastreamento de frequência foi feito para o *benchmark* 2 como mostra a Figura 2.11. A impedância complexa na frequência fundamental é de aproximadamente $0,098 \angle 35,8^{\circ}\Omega$ por fase. A carga linear que ambas as redes tem em comum é a residência D, sendo responsável por 54% da potência aparente. No entanto, a



Figura 2.9: Avaliação de impedância no PSIM



Figura 2.10: Resposta em frequência da impedância no PCC - benchmark 1

presença de cargas não lineares provoca o aparecimento de ressonâncias em torno de 2kHz.

2.3 Conclusões parciais

Neste capítulo foram desenvolvidos o modelo simplificado de rede e o *benchmark*. Ambas representações da rede possuem topologia montada com métodos e parâmetros encontrados na literatura, de modo a manter uma precisão satisfatória quando comparados os dados de redes reais.

A modelagem simplificada da rede incluiu dados retirados de concessionárias de distribuição de energia. Esta contou também com a definição de normas nacionais



Figura 2.11: Resposta em frequência da impedância no PCC - benchmark 2

sobre a qualidade de energia elétrica. Incluiu-se uma carga RLC para representar o montante de cargas domésticas presentes em redes de distribuição pública. O valor de impedância na frequência fundamental manteve-se abaixo de medidas realizadas por pesquisadores em outras partes do mundo. Isso não inviabiliza a adoção do modelo simplificado nas análises que se pretende neste trabalho. Sabe-se das particularidades das redes apresentadas por diversos autores em virtude da diferença entre normas de instalação predial, padrão de equipamentos e materiais, métodos de medição, etc. Contudo, a curva da resposta em frequência mostrou uma ressonância coerente numa região de frequência de atuação do controlador, o que contribui para o estudo do conversor.

O *benchmark* é uma tentativa de criar um ambiente de simulação em que as condições de operação da rede sejam analisáveis com auxílio de um simulador de circuitos e suas ferramentas. Esse *benchmark* foi modelado com base em linhas curtas de distribuição, cargas lineares e não-lineares para conferir maior fidelidade aos distúrbios encontrados em redes reais. A distorção na corrente do trafo MT/BT devido às cargas capacitivas e a presença de diversos pólos na resposta em frequência são evidências. Elas mostram que a pluralidade de cargas conectadas em reais está sendo representada.

Capítulo 3

Interação entre Rede e Conversor

Neste capítulo apresenta-se o projeto de dois sistemas de controle elaborados em coordenadas estacionárias e síncronas. Apesar de distintas as estratégias, ambos utilizam compensadores PI.

3.1 Modelo genérico de um VSC

Conversores conectados à rede são comumente empregados para fornecimento de energia em sistemas distribuídos com fontes renováveis de energia como painéis fotovoltaicos, turbinas eólicas, células combustível, entre outros. A maioria dessas fontes disponibilizam a energia sob a forma de grandezas elétricas com característica contínua. Além desses, há equipamentos conectados à rede elétrica que utilizam conversores para produzir tensões e correntes com características específicas. Exemplos de aplicação são filtros ativos que compensam harmônicos de corrente e tensão produzidos por não-linearidades degradantes da rede, e STATCOM que compensa o fator de potência. Ambos diferem principalmente na lógica de controle sobre a potência ativa ou imaginária. Sobre a topologia de circuito, é necessário um elemento passivo armazenador de energia com pequena capacidade, para ajudar a estabilizar o elo CC na presença de oscilações de potência. Sendo um capacitor, é necessário controlar sua carga para que a tensão CC se mantenha numa faixa de operação ideal. Observa-se que a estrutura do conversor é semelhante para diferentes aplicações. Este é o motivo de encontrar-se na literatura muitas topologias de conversor dividindo-se basicamente em: um sistema CC de entrada e CA de saída para o fluxo de potência. Nota-se que o conversor é o principal elemento de transformação da energia elétrica por estar numa posição de interface no processo de geração. Por isso se faz necessário um controlador que atue sobre a interação entre sistemas CC e CA para o correto funcionamento do equipamento. Pelo lado CC do conversor, a função prioritária do controlador é extrair a máxima potência da fonte CC. Pelo lado conectado a rede, as características básicas são: controle da potência ativa gerada para a rede; controle de tensão no lado CC; e sincronização com a rede. A estratégia de controle mais comum é o cascateamento de dois laços de controle: um para a corrente da rede, mais rápido, responsável por questões de qualidade de energia e proteção. Por segundo, há o laço de controle da tensão do lado CC, sendo desenvolvido para balancear o fluxo de potência do sistema, com dinâmica mais lenta. Estas são configurações típicas para os modelos de conversor que atualmente encontram-se no estado da arte da tecnologia aplicada por muitos fabricantes, o conversor tipo fonte de tensão (VSC) [81].

Dentre as estruturas difundidas atualmente para um VSC, pode-se notar duas fortes tendências de projeto [82]: 1) laço de controle de corrente por coordenadas síncronas: também conhecido como controle d-q, em que as formas de onda de variáveis trifásicas balanceadas são transformadas em variáveis em regime permanente, segundo a informação de fase da rede. Utiliza-se o controlador PI pela característica de zerar o erro de regime permanente; 2) controle por coordenadas estacionárias: tensões e correntes trifásicas são transformadas para um sistema de coordenadas estacionárias ortogonais (alfa-beta). A corrente é mantida próxima a referência senoidal por um controlador proporcional-ressonante na frequência fundamental. Por conseguinte, a partir deste sumário levantamento da topologia básica de um VSC e suas mais usuais estruturas de controle, busca-se um modelo generalizado de sistema conectado à rede, com o intuito de situar o problema que motiva este trabalho.

A Figura 3.1 ilustra o esquema generalizado de um VSC-PWM conectado à rede. Pelo lado CC, a fonte de energia é simbolizada por uma fonte de corrente elétrica I_F. O capacitor C tem função de balancear a energia oriunda da fonte e a convertida para a rede pelo conversor, o que é alcançado pela regulação da tensão no elo CC, V_{CC} . Pelo lado CA, a tensão de saída do conversor na forma PWM é \vec{v}_C e a tensão da rede \vec{v}_R . Da diferença entre essas tensões resulta a corrente de saída \vec{i}_C , limitada pela impedância do reator de saída do conversor Z_I e impedância da rede Z_R . Deve-se observar que a primeira pode ser composta por um simples reator ou filtro LCL, já a segunda tem caráter indeterminado. O controlador amostra a tensão no ponto de conexão comum \vec{v}_{PCC} , principalmente para sincronização do conversor à frequência da rede. $\vec{i}_C \in V_{CC}$ também são entradas do algoritmo de controle que atenda as referências de potência ativa p^{*} e reativa q^{*}, a depender da aplicação do conversor.

A operação de um conversor conectado à rede deve obedecer determinados critérios de qualidade de energia. É para preservar a rede e assegurar a qualidade da energia e serviços prestados aos consumidores que a ANEEL estabelece os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRO-DIST). Possíveis condições de falha ou mau funcionamento são descritas, além de estipular-se valores nominais de tensão, frequência, fator de potência, THD, entre



Figura 3.1: Esquema generalizado de um VSC-PWM conectado a rede

outros parâmetros a serem obedecidos no planejamento do sistema elétrico.

Tomando-se em conta que um equipamento VSC de uso comercial deve estar apto a conectar-se em diversas condições de rede, o projeto do controlador assume um caráter operacional crítico. Das três características básicas do controlador, o laço de corrente injetada na rede deve atender a especificações de rastreamento e regulação (i.e., rejeição de perturbações). Porém, a performance do controlador com objetivo de otimizar a largura de banda e amortecimento de harmônicos não pode ser negligenciado. O ajuste de sintonia do controlador depende inevitavelmente de parâmetros da rede. Portanto, é preciso de um modelo de rede escolhido com base em critérios relacionados à complexidade do método de controle e à melhor adequação às condições reais de operação do conversor. Esta é uma relação de compromisso em que o detalhamento do modelo de rede pode tornar o projeto do conversor uma tarefa difícil. Em modelagens e simulações encontradas na literatura, a impedância Z_R na Figura 3.1 é considerada uma indutância pura, e $\overrightarrow{v_R}$ uma fonte de tensão senoidal trifásica, balanceada e com frequência constante. Este modelo não considera os harmônicos de tensão que potencialmente deterioram a performance do controlador sobre o laço de corrente, e interferindo também sobre o sincronismo e a regulação do elo CC. Harmônicos na tensão do PCC são conhecidos causadores de mau funcionamento de conversores como instabilidade e infração dos limites legais de distorção harmônica nas correntes do conversor [9].

O fornecimento de energia é apenas um cenário para trabalhar sobre a identificação de um modelo de rede. Em vista disso, elaborou-se um diagrama em blocos a partir do esquema generalizado de conversor da Figura 3.1 na tentativa de compreender a interação entre diferentes componentes do processo. O diagrama é mostrado na Figura 3.2. Neste diagrama, os sinais V_{CC} , \vec{v}_{PCC} e \vec{i}_C representam grandezas elétricas mas também são convertidos em sinais digitais para uso do controlador.

O conversor recebe do controlador sinais de chaveamento expressos em valor médio, $\langle \overline{d_{PWM}} \rangle$. Este sinal é calculado para se atingir uma referência de potência ativa (p^{*}) ou reativa (q^{*}). Então, o conversor atua sobre a rede produzindo nos seus terminais de saída uma tensão expressa vetorialmente por \overrightarrow{v}_C , resultado da modulação da tensão contínua V_{CC} pelos sinais de chaveamento. V_{CC} é também usado para normalizar o sinal de controle da modulação PWM dentro do controlador e realimentar a regulação da tensão no elo CC. É necessário particularizar sinais e funções para compreender melhor o modo de operação do conversor, pois perturbações e processos digitais não modelados podem alterar o desempenho do controlador.

Devido à complexidade da rede CA esta pode ser interpretada como um sistema dinâmico, em geral, de natureza não-linear e variante no tempo. Descreve-se este sistema em espaço de estados, cujos parâmetros A, B, C, D, E e F caracterizam os modos de tensão e corrente da rede e sua impedância harmônica. \vec{v}_C é uma entrada produzida pelo conversor, portanto, determinada. \vec{v}_R e \vec{i}_R são as entradas independes não mensuráveis, ou seja, fora de alcance do controlador e provenientes da própria rede. Essas três entradas produzem como saídas: a tensão \vec{v}_{PCC} e a corrente controlada \vec{i}_C , que são sinais amostrados e usados no algoritmo do controle. Nota-se que \vec{i}_C guarda dependência com perturbações da rede. O sistema em espaço de estados fica assim:

$$\dot{\vec{x}} = A\vec{x} + B\vec{v}_C + C\vec{v}_R + D\vec{i}_R$$

$$\vec{v}_{PCC} = E\vec{x}$$

$$\vec{i}_C = F\vec{x}$$

(3.1)

Essas são as variáveis do modelo espaço de estados generalizado que permitem a execução de um algoritmo de identificação na forma matricial. Conclui-se que os parâmetros de modelo matemático resultante podem ser retirados de redes reais, e empregados no projeto de controladores para conversores em diferentes aplicações.

3.2 Projeto do Controlador

Dois sistemas de controle do VSC-PWM fotovoltaico são apresentados na Figura 3.3 e Figura 3.4. Estes diferem principalmente pela estratégia de controle de corrente, sendo por coordenadas estacionárias (alfa-beta) ou síncronas(d-q). O código em linguagem de programação C criado para implementação desses sistemas de controle estão no Anexo A e Anexo B, respectivamente. Busca-se avaliar a metodologia de projeto e validá-la, sem necessariamente obter um controlador com desempenho



Figura 3.2: Diagrama em blocos generalizado de um VSC-PWM conectado a rede

otimizado. O sistema de potência descrito por funções de transferência lineares apresenta uma dinâmica que a princípio não depende da estratégia de controle. Nesta seção descreve-se o projeto dos blocos de controle: PLL, regulador PI do *link* CC e regulador PI de controle de corrente [81, 82].

3.2.1 PLL

A inclusão de um PLL trifásico alfa-beta para detecção da sequência positiva de tensão V_{abc}^+ no ponto de conexão é fundamental para o cálculo preciso das correntes de referência I_{abc}^* injetadas na rede e das variáveis síncronas. Sua função de sincronismo é imprescindível em sistemas de geração conectados a rede em que as correntes controladas devem estar em fase com a tensão da rede. Neste trabalho foi utilizado um PLL conforme em [83]. Um controlador PI foi projetado com fator de



Figura 3.3: Sistema de controle em coordenadas estacionárias



Figura 3.4: Sistema de controle em coordenadas síncronas

amortecimento 0,7 para apresentar resposta transitória ótima, a largura de banda que define o *lock range* é de 0,2Hz, de modo a ter maior imunidade a distorções

harmônicas. Esta faixa não está excessivamente estreita levando-se em conta que a variação de frequência aceitável pelo PRODIST em condições normais da rede compreende o intervalo de 59,9 Hz a 60,1 Hz. A fim de ilustrar a performance do PLL simulou-se uma rede com 7% de 5° harmônico e 3% de 11° harmônico, totalizando um THD de 7,6% como mostra a Figura 3.5. Em resposta o PLL sintetizou uma tensão com 1,3% de THD.



Figura 3.5: Resposta do PLL em regime permanente

Na Figura 3.6 observa-se a performance de rastreamento do PLL em conjunto com o regulador de corrente. A referência (em azul) e a corrente de saída se confundem devido a sobreposição. Adicionou-se um degrau a referência de corrente CA para teste da resposta transitória, que mostrou-se satisfatória.



Figura 3.6: Resposta transitória teórica

3.2.2 Estágio CC

O sistema fotovoltaico é de estágio único, tendo apenas um capacitor entre o conjunto de painéis e o inversor. A seleção do capacitor do *link* CC de uma unidade de geração fotovoltaica deve seguir critérios que definam um valor mínimo para operação estável. Algumas referências propõem um equacionamento baseando-se em parâmetros do arranjo de painéis e da rede [84, 85]. Primeiro define-se a mínima amplitude da tensão no *link* CC. É um boa prática que seu valor seja no mínimo maior que o dobro do pico da tensão fase-neutro da rede calculado por

$$V_{CC} = \frac{2\sqrt{2}.V_L}{\sqrt{3.m}}$$
(3.2)

definida para PWM simples com índice de modulação m = 0.9 máximo.

Em termos de potência, estipula-se que a energia armazenada no capacitor deve ser equivalente ao produto da potência nominal do conversor por um intervalo de tempo constante, análogo à constante de inércia de geradores síncronos [82]. Esse intervalo costuma ser da ordem de grandeza do período fundamental da rede, variando desde menos de um até poucos períodos, dependendo da aplicação do conversor. Se for subdimensionado sua operação em regime permanente poderá apresentar maior *ripple* de tensão, fenômeno também associado ao desbalanço de cargas.

A tensão de regulação V_{CC}^* é pré-definida pelo respectivo valor no ponto de potência máxima do gerador fotovoltaico, que é mantido fixo. A análise das consequências da variação de radiação solar foge do escopo deste trabalho. Esta regulação é realizada com um controlador PI projetado para apresentar rápido rastreamento em comparação a dinâmica da rede. O balanço de energia gerada pelos painéis fotovoltaicos e armazenada no capacitor é alterado pela potência absorvida do *link* CC. Seja a energia do capacitor definida por

$$E = \frac{1}{2}C.V_{CC}^2,$$
 (3.3)

sua potência instantânea é

$$p = \frac{dE}{dt} = C.V_{CC}.\frac{dv_{CC}}{dt}$$
(3.4)

supondo variações de pequenos sinais de tensão em torno de um ponto de operação correspondente ao MPP, define-se a função de transferência entre a potência absorvida e a tensão do *link* CC como

$$G_{CC}(s) = \frac{1}{s.C.V_{MPP}},\tag{3.5}$$

em que V_{MPP} é a tensão no ponto de máxima potência [86].

Essa função de transferência representa fisicamente a capacitância do elo CC. Toma-se como entrada a potência do conjunto de painéis e a tensão CC como saída. O controlador PI produz o sinal de referência de potência utilizada no segundo estágio de controle de corrente. Na estratégia de controle por coordenadas síncronas divide-se este sinal por V_{MPP} para transformá-lo em referência de corrente I^*_{CC} .

Uma possível especificação para o valor mínimo de capacitância baseia-se na frequência de cruzamento de ganho da resposta em malha fechada para que se tenha 20 dB de atenuação na frequência de 300 Hz como prevenção ao *ripple* de retificadores de seis pulsos [85, 87]. Com especificação de 32 Hz de largura de banda e 80° de margem de fase, o controlador produz uma resposta ao degrau com 10% de *overshoot* e tempo de assentamento igual a 4 vezes o ciclo da fundamental com um capacitor de 2,2 mF. A resposta em frequência do sistema com realimentação unitária de (3.5) e o controlador PI é exibida na Figura 3.7.



Figura 3.7: Resposta em frequência da tensão no *link* CC

A energia produzida pelos painéis é portanto definida pelo sinal de controle p^{*} cujo significado físico traduz-se pela potência real instantânea injetada na rede pelo VSC. Nota-se que este acoplamento é assegurado pelo cascateamento de um laço externo de controle da tensão V_{CC} que gera a referência de potência p^{*} para um laço interno de controle de corrente injetada na rede com fator de potência unitário, sendo necessário ter a dinâmica do primeiro mais lenta que a dinâmica do segundo [85].

O software PSIM possui a ferramenta Solar Model que recebe uma ampla gama de dados físicos do painel fotovoltaico de interesse, retornando parâmetros do modelo elétrico e curva V-I característica. Com a folha de dados do painel KD240GH-2PB, do fabricante Kyocera, criou-se um modelo usando radiação de 1000 W/m² e temperatura de 75° por ser mais coerente com as condições ambientais de operação. O arranjo fotovoltaico possui 3 ramos de 18 painéis em série totalizando 9,6 kW e tensão no ponto de máxima potência igual a 401,6V.

3.2.3 Interface CA

A precisão do controle de corrente é importante para regular o fluxo de potência do conversor. Esta regulação funciona essencialmente pela comparação entre a corrente medida e uma referência, a diferença entre essas duas medidas é minimizada pelo controlador que gera um sinal de controle de chaveamento para reduzir o erro de rastreamento. Este sinal é na verdade traduzido para sinais PWM de acionamento do inversor de dois níveis. A realimentação de corrente pretende alcançar objetivos tais como:

- Rastrear o comando de corrente de referência com mínimo erro de amplitude e fase;
- Permitir rápida resposta dinâmica requerendo a maior largura de banda possível do controlador;
- Rejeitar perturbações para manter a corrente de saída livre de harmônicos que não estejam presentes no sinal de referência;
- Minimizar o efeito de variação de parâmetros na operação de inversores.

A estratégia de controle adotada baseia-se na teoria pq com regulador PI usando coordenadas estacionárias [88]. Foi escolhida por ser funcional e de simples implementação. Porém, é possível converter o controlador em coordenadas d-q para coordenadas alfa-beta, mantendo os mesmo ganhos do controlador [82]. Em busca de um método de sintonia dos parâmetros K_p e K_i recorre-se à teoria de controle linear. Esta sugere que controladores PI sejam eficientes reguladores, com a ação proporcional atuando na resposta de alta frequência do sistema e o controle integral no regime permanente. No entanto, a performance do controle de correntes CA não é ideal porque o ganho proporcional não pode ser tão alto a fim de evitar atraso de rastreamento, e portanto, erro de regime permanente praticamente nulo. Há inclusive no diagrama de controle da Figura 3.3 a adição de um *feedforward* da tensão da rede para reduzir este efeito no sentido de compensar os ganhos limitados do PI [12]. Plantas de primeira ordem reguladas por controladores PI são teoricamente sistemas de segunda ordem e fase mínima que não apresentam instabilidade com o aumento dos ganhos. Porém, em sistemas reais, os ganhos do PI devem ser limitados para evitar efeitos de atraso que instabilizam o sistema antes de o ganho se tornar alto suficiente para minimizar o erro de rastreamento [89].

O controle de conversores faz-se com sistemas microprocessados através de técnicas de controle digital. Em vez de empregar filtros *anti-aliasing* analógicos, comumente usa-se a técnica de amostragem síncrona, que otimiza a performance do controlador porque evita a medição de transitório de corrente proveniente do chaveamento PWM. A Figura 3.8 ilustra o funcionamento desta técnica. O instante de amostragem ocorre no pico da portadora triangular do PWM. O algoritmo do controlador digital é executado, e ao seu fim, tem-se o valor atualizado do sinal de comando. Este sinal é a moduladora do PWM, que é comparado a portadora triangular. Porém, a atualização do sinal de comando ocorre apenas no próximo pico da portadora. Dessa forma, dificilmente uma transição do sinal de chaveamento ocorre próxima a amostragem [89, 90].



Figura 3.8: Ilustração de funcionamento da amostragem síncrona

Do instante de amostragem à atualização do comando de referência de corrente pelo sincronismo do PWM resulta um atraso total que deve ser incluído no modelo de conversor. Estas considerações encontram-se detalhadas em [89], bem como a análise de um regulador baseado em coordenadas estacionários cujo algoritmo de projeto começa pela definição da função de transferência em malha aberta composta pelo controlador PI na forma padrão

$$G_C(s) = K_p (1 + \frac{1}{sT_i}).$$
(3.6)

Por segundo, modela-se o conversor supondo a integração do inversor de potência e o controlador digital. A técnica de amostragem síncrona foi realizada com elementos da biblioteca *TI F28335 Target* dedicada a gerar código portável para a família de DSPs ponto flutuante F28335 da *Texas Instruments*. A Figura 3.9 mostra o ambiente de simulação.

O parâmetro ADC Trigger Position do bloco 3-ph PWM dispara o conversor



Figura 3.9: SimCoder - TI F28335 Target

ADC no vale da portadora triangular para evitar leitura de *ripple* de chaveamento. Então, o processamento digital é realizado pelo código de controle inserido no *CBlock* (Anexo A e Anexo B) e o sinal de comando é atualizado no mesmo passo de simulação. Como o bloco 3-ph PWM tem internamente um atrasador na entrada, a atualização da saída PWM ocorre no próximo ciclo. Isto acrescenta atraso de amostragem de um período de portadora ($\Delta T=5.10^{-5}$). O sinal de comando mantém-se congelado desde o início de cada período de portadora e é internamente comparado à portadora triangular. Este processo introduz atraso de transporte de 0,5 ΔT . Computa-se portanto um atraso total de 1,5 ΔT . Portanto, o VSC é um amplificador do sinal de controle, produzindo uma tensão nos terminais do inversor. Seu ganho tem valor igual à tensão no link V_{CC} associado ao sistema de processamento digital que apresenta atrasado total T_d de 150% do período do PWM, e o seu modelo dinâmico é definido por

$$G_I(s) = V_{CC} \cdot e^{-s \cdot T_d}.$$
 (3.7)

Há no entanto uma consideração sobre essa função de transferência. A realização do controle exige a normalização do sinal de controle PWM como se vê na Figura 3.3 e Figura 3.4 a fim de possibilitar a comparação com a portadora triangular de amplitude unitária. Desse modo, o ganho do inversor representado pela variável V_{CC} é cancelado pela normalização e entende-se que o sinal de controle, a saída de $G_C(s)$, atua diretamente sobre a planta. A variável V_{CC} se reduz a unidade para o cálculo da função de transferência do sistema.

O modelo da planta é

$$G_R(s) = \frac{1}{R(1+s.T_p)},$$
(3.8)

em que a constante de tempo da rede $T_p = (L_C + L_R)/R$ como na Figura 3.3.

A função de transferência em malha aberta fica assim:

$$G_C(s)G_I(s)G_R(s) = \frac{K_p}{RT_i} \frac{(1+sT_i)e^{-sT_d}}{s(1+sT_p)}.$$
(3.9)

O conversor deve estar apto a operar em pontos de conexão com a rede, cujos parâmetros $R \in L$ não se conhece *a priori*, embora possam ser estimados a partir de informações da rede. Então o projeto do controlador deve seguir especificações que priorizem critérios de robustez. A margem de fase relaciona-se à sensibilidade da variação de parâmetros para o sistema em malha fechada, sendo também considerada uma norma prática da estabilidade relativa da resposta transitória. Somente sua especificação não garante bom comportamento do sistema, é preciso considerar a margem de ganho e a resposta ao degrau ao fim do algoritmo. A análise da resposta em frequência (3.9) permite a determinação do grau de estabilidade que se deseja alcançar com o controlador. Desse modo, a estabilidade relativa definida pela margem de fase ϕ_m depende dos parâmetros da rede considerada padrão. Maximizar a frequência de cruzamento de ganho ω_c permite elevar a largura de banda do sistema em malha fechada conferindo resposta dinâmica mais rápida. Esta solução é obtida pela escolha dos ganhos K_p e K_i que satisfaçam o critério de Nyquist na forma

$$\angle G_C(\omega_c)G_I(\omega_c)G_R(\omega_c) = -\pi + \omega_c. \tag{3.10}$$

Finalmente aplicando a (3.9) resulta:

$$\angle G_C(\omega_c)G_I(\omega_c)G_R(\omega_c) = \tan(\omega_c T_i)^{-1} - \frac{\pi}{2} - \omega_c T_d - \tan(\omega_c T_p)^{-1}.$$
 (3.11)

Especificou-se margem de fase de 40°. O resultado de resposta de frequência em malha aberta pode ser conferido na Figura 3.10. Usou-se parâmetros R e L do modelo simplificado apresentado na seção 2.1. Com margem de fase 38,1° e margem de ganho 5dB, assegura-se a estabilidade de um sistema de fase mínima [91]. Tratase de um sistema de segunda ordem com adição de um zero, a inclinação da curva de ganho do sistema em malha aberta próximo a frequência de cruzamento de ganho é -20dB/década. Sobre a característica do sistema em malha fechada obteve-se largura de banda de 4,2kHz, esta grandeza no domínio da frequência tem relação direta com a resposta transitória do sistema. De um ponto de vista mais conservador, a largura de banda em analogia a sistemas de primeira ordem pode ser restringida pelo desvio de fase em 45°, que neste caso vale 1,3kHz.

3.2.4 Compensação Feedforward

Em uma rede com tensão muito distorcida por harmônicos, elevar o ganho do controlador pode reduzir a distorção de corrente, mas esta solução pode também comprometer a estabilidade do sistema. O projeto do controlador se torna mais trabalhoso ao se considerar os efeitos de transientes de tensão sobre a função de controle. Por-



Figura 3.10: Resposta em frequência do sistema em malha aberta

tanto, sem aumentar a ganho do controlador, recorre-se a compensação *feedforward* da tensão da rede a fim suprimir tais efeitos. O laço *feedforward* permite desacoplar as dinâmicas do sistema conversor e da rede variante no tempo e não-linear. No entanto, o conhecimento *a priori* dessas dinâmicas não é fundamental para o projeto. Isto porque a compensação *feedforward* elimina da função de transferência da planta a tensão da rede e seus harmônicos na região de frequência com mais energia. Então, a tensão sobre o reator e a impedância da rede é determinada exclusivamente pelo compensador PI. Do ponto de vista da rede o conversor se aproxima de uma fonte de corrente independente [92].

No caso da estratégia de controle por coordenadas estacionárias usando compensador PI, a regulação de corrente CA com *feedforward* pode ser satisfatória ao ponto de técnicas mais sofisticadas, como controle d-q, serem desnecessárias. No entanto, ambas configurações encontram limitações na capacidade de rejeição de perturbações de baixa frequência devido à largura de banda do regulador PI e a dinâmica de medição de tensão no PCC. Sendo assim, atrasos de amostragem e transporte inerentes a implementação digital devem ser considerados no laço de *feedforward* para otimização do controle [89].

Quando o conversor tem apenas um reator na saída CA, é uma boa prática elevar a frequência de chaveamento a fim de assegurar que os harmônicos gerados pelo PWM não sejam excessivos. Esta alternativa é aplicada avaliando-se as contrapartidas negativas como perdas por chaveamento e interferência eletromagnética, principalmente em aplicações de maior potência. Em condições de tensão da rede ruidosa, a utilização de filtros passa-baixas na amostragem de sinais é normalmente aceita. Contudo, um filtro passa-baixas no laço de *feedforward* pode deteriorar o efeito de compensação já em frequências uma década antes da frequência de corte [85].

Do processo de aquisição do sinal de tensão no PCC para o algoritmo do PLL inclui-se o laço de *feedforward* definido pela função

$$G_F = e^{-s.T_d}. (3.12)$$

Esta é uma aproximação pois sabe-se que amostragem de sinais deve limitar a banda do sinal através de filtro passa-baixa para evitar *aliasing*. No entanto interessa o fator $e^{-s.T_d}$ que deteriora o efeito de *feedforward*, pois está sujeito aos mesmos atrasos da estratégia de controle digital para controle de corrente. Isto é, não há hipótese de anulação deste fator. Revela-se portanto que a opção pelo *feedforward* embora proporcione uma melhor dinâmica ao controle certamente não torna o conversor totalmente imune a perturbações da rede como sugere [92].

3.3 Análise de Desempenho

Nesta seção investiga-se o desempenho do conversor em sua interação com a rede para diferentes perturbações externas. Pelo esquema apresentado na Figura 3.2 nota-se que o sistema conversor conectado a rede responde a três entradas consideradas independentes, que são a corrente de referência e perturbações de tensão e corrente vindos da rede. A análise que se segue é simplificada pela substituição teórica do VSC por um amplificador linear que produz uma tensão média conforme o sinal de comando da modulação PWM [93]. O circuito da Figura 3.11 representa o esquema montado em ambiente de simulação em que será levantada ponto a ponto a resposta em frequência da saída de corrente para as diferentes entradas.



Figura 3.11: Circuito equivalente para modelagem de perturbações
A expectativa teórica para esta análise pode então ser representada por um diagrama em blocos. A Figura 3.12 ilustra o controle de corrente em malha fechada com suas respectivas perturbações $I_P \in V_P$. Além das funções de transferência definidas anteriormente constam a impedância do reator $Z_I = s.L_C$ e a impedância da rede $Z_R = R_R + s.L_R$. Este modelo foi adaptado a partir de [92] para atender as especificação deste trabalho.



Figura 3.12: Controle de corrente com perturbações de tensão e corrente

A Equação 3.13 ilustra a separação entre as funções de transferência individuais que contribuem para a corrente de saída do conversor. Esta separação é válida se o sistema de aproxima de um sistema linear sendo aplicável o princípio da superposição. Dessa forma pode-se comparar os resultados teóricos e simulados nas próximas seções para as duas estratégias de controle.

$$I_C(s) = G_1(s)I_C^* \Big|_{\substack{V_P=0\\I_P=0}} + G_2(s)V_P \Big|_{\substack{I_C^*=0\\I_P=0}} + G_3(s)I_P \Big|_{\substack{I_C^*=0\\V_P=0}}$$
(3.13)

3.3.1 Limitações do PWM

Antes de seguir para obter a resposta em frequência do controle de corrente faz-se uma breve discussão sobre as limitações de síntese do PWM. O método de adicionar à referência de corrente fundamental uma senoide pura baseia-se no princípio da superposição de sistemas lineares invariantes no tempo. As duas componentes de frequência podem ser comparadas separadamente na corrente de saída. Há uma grave limitação nesta análise. A modulação PWM impõe um limite à banda dos sinais de teste em relação à frequência de chaveamento. Este problema assemelha-se à definição do intervalo de amostragem que melhor aproxime um modelo ZOH ao seu equivalente contínuo. O Teorema da Amostragem define que banda do sinal amostrado deve ser menor que a metade da frequência de amostragem ω_S , este critério define um valor máximo, não o ideal para reconstituição. Seguindo esta linha de pensamento, [94] sugere como regra prática no sentido mais conservador que a Frequência de Amostragem seja 5 vezes maior que a frequência de cruzamento por zero do sistema. Sabendo que o sistema em malha fechada contínuo da seção 3.1 tem banda de 4,2kHz e o conversor opera com frequência de chaveamento de 20kHz, conclui-se que o modulador PWM pouco limita a performance do sistema. Em todo caso, encontram-se na literatura estudos sobre o espectro produzido pela modulação PWM. A fim de estabelecer um critério de reconstituição de sinal PWM análogo ao de Nyquist, alguns trabalhos fazem uma extensão da Regra de Carson usada em modulação FM que satisfaça um erro mínimo no espectro de saída. Em [95] concluíse que em termos práticos um sinal de modulação PWM deve ter largura de banda igual a um terço da portadora para ser devidamente reconstituído. Do algoritmo apresentado em [96] resulta que para frequência de chaveamento de 20kHz, índice de modulação 100% e erro de 10% a banda máxima do sinal modulador multitonal deve ser inferior a 2,6kHz. Quando exige-se maior rigor na preservação da fidelidade do sinal adota-se como solução de engenharia a distância de uma década entre a banda da moduladora e a portadora. Conclui-se com essas informações que o PWM pode reduzir a capacidade do conversor produzir com fidelidade correntes de frequências superiores a 10% da modulação, embora teoricamente ainda dentro da largura de banda do seu controlador de corrente.

3.3.2 Resposta em Frequência para Corrente de Referência

Dadas as limitações da modulação PWM simulou-se a injeção de corrente simétrica defasada de 120° em uma faixa de frequências igual à largura de banda do controlador. Um conjunto de frequências arbitrariamente espaçadas foi escolhido para verificar a resposta em frequência do sistema em malha fechada. Evita-se a inclusão de harmônicos da frequência fundamental pois em casos reais pode haver componentes de alta amplitude que dificultem a separação entre o sinal de medição e o harmônico de tensão.

A partir do princípio da superposição faz-se a análise do circuito da Figura 3.11. Neste caso, considera-se $V_P=0$ e $I_P=0$ para se obter uma expressão analítica de I_C em função da referência I_C^* . Estão também associados blocos de controle por sua relação com as variáveis de circuito. O resultado é o sistema

$$I_C = \frac{V_C}{Z_I + Z_R} \tag{3.14}$$

$$V_C = (I_C^* - I_C)G_C G_I + V_{PCC}G_F$$
(3.15)

$$V_{PCC} = \frac{V_C Z_R}{Z_I + Z_R}.$$
(3.16)

Substituindo (3.15) em (3.16) e usando o resultado na Equação 3.14, chega-se à função de transferência

$$\frac{I_C}{I_C^*} = \frac{G_C G_I}{Z_C + Z_R (1 - G_F) + G_C G_I}.$$
(3.17)

Conclui-se que a impedância da rede Z_R poderia ser desconsiderada no projeto do controlador se $G_F=1$ idealmente. Isto é, o PCC seria um aterramento virtual, sem influência da tensão da rede. No entanto, isto não é possível devido ao efeito de atraso do *feedforward* em G_F .

A Figura 3.13 mostra uma comparação entre a resposta em frequência do modelo teórico e simulações para o controlador implementado em alfa-beta e d-q. Nota-se que a simulação está coerente com o modelo teórico apresentado em (3.17). Houve distorção da corrente de saída sintetizada para frequências a partir de um décimo da frequência de amostragem. Notou-se o aparecimento de componentes harmônicas espúrias com o aumento da frequência. Como a frequência de chaveamento é a mesma que a de amostragem (20kHz), atribui-se este problema ao fenômeno de *aliasing* e as limitações da modulação PWM. Ressalta-se que a amplitude dos sinais de referência foi selecionada para evitar sobremodulação. Notou-se que as correntes do caso d-q tiveram pior comportamento apresentando maior distorção harmônica.



Figura 3.13: Comparação da resposta em frequência teórica e simulada para rastreamento de corrente

3.3.3 Resposta em Frequência para Perturbação de Tensão

Desta vez considera-se $I_P=0$ e $I_C^*=0$ restando apenas a contribuição dos harmônicos de tensão sobre a corrente do conversor. O sistema resultante é formado por

$$I_C = \frac{V_C - V_R}{Z_I + Z_R},$$
(3.18)

$$V_C = -I_C G_C G_I + V_{PCC} G_F, aga{3.19}$$

$$V_{PCC} = V_R - I_C Z_R. aga{3.20}$$

Substituindo (3.19) e (3.20) em (3.18) chega-se na função de transferência

$$\frac{I_C}{V_P} = \frac{G_F - 1}{Z_I + Z_R (1 - G_F) + G_C G_I}.$$
(3.21)

Com a referência de corrente ajustada para zero o conversor chaveia de modo a cessar o fluxo de potência com a rede. Idealmente, esta função de transferência deve ter ganho - ∞ para todo o espectro, atenuando todas as perturbações da rede. Porém, sua impedância de saída não pode ser considerada infinita. Observa-se em (3.21) que se o *feedforward* é ideal, ou seja, $G_F=1$, o numerador da função de transferência se anula e o sistema se torna imune a perturbações de tensão da rede.

A Figura 3.14 exibe a resposta da corrente de saída em função de uma perturbação de tensão originária da rede. Nota-se que por influência da ressonância de segunda ordem, o conversor está mais sensível com atenuação de -20dB próximo a 3kHz. A amplitude de I_C é baixa em menores frequências, o que dificulta o cálculo por FFT de ganhos e fases.

3.3.4 Resposta em Frequência para Perturbação de Corrente

Por último, considera-se $V_P=0$ e $I^*_C=0$, e a contribuição de I_P sobre a corrente de saída do conversor, resultando em

$$I_C = \frac{V_C - V_{PCC}}{Z_I},$$
 (3.22)

$$V_C = -I_C G_C G_I + V_{PCC} G_F, aga{3.23}$$

$$V_{PCC} = (I_C + I_P)Z_R.$$
 (3.24)

Resolvendo este sistema chega-se a

$$\frac{I_C}{I_P} = \frac{Z_R(G_F - 1)}{Z_I + Z_R(1 - G_F) + G_C G_I}.$$
(3.25)



Figura 3.14: Resposta em frequência para perturbação de tensão

De maneira muito semelhante a perturbação de tensão, a fonte de corrente harmônica I_P teria efeito nulo se $G_F=1$. Revela-se na Equação 3.25 que I_P interfere em I_C através da excitação da impedância da rede. Uma interpretação cabível é que os harmônicos de corrente produzem tensões harmônicas amostradas pelo controlador no PCC. Este resultado corrobora com a definição de rede forte que é um gerador remoto cujo equivalente de Thévenin apresenta baixa impedância. Ela é capaz de oferecer um caminho de baixa impedância para correntes harmônicas de cargas não-lineares. Nota-se na Figura 3.15 maior discrepância entre a previsão teórica e a simulação apenas em baixas frequências. Novamente, as baixas amplitudes da corrente de saída do conversor dificultam o cálculo por FFT de ganhos e fases.

3.4 Conclusões parciais

O projeto do controlador de um conversor fotovoltaico conectado a rede para injeção de potência ativa foi realizado. Apresentou-se uma metodologia para atingir especificações de estabilidade e desempenho que conferissem ao conversor uma operação satisfatória.

Foi observado que a estratégia de compensação *feedforward* tem contrapartidas e devem ser consideradas no projeto do controlador. Os atrasos de amostragem e transporte influem negativamente sobre o funcionamento do conversor pois não



Figura 3.15: Resposta em frequência para perturbação de corrente

permitem que o algoritmo de controle seja independente da impedância da rede. A análise de desempenho do controlador é feita para a corrente de referência, perturbação de tensão oriunda do barramento infinito, e a perturbação de corrente que representa cargas não-lineares. Por conseguinte, a comparação entre a resposta teórica obtida analiticamente e a simulada mostrou que elas estão próximas, exceto pela imprecisão em baixa frequência. Concluí-se que a função de transferência em (3.17) é um modelo adequado para representar o controlador de corrente, bem como (3.21) e (3.25) mostram-se úteis para quantificar a influência das perturbações.

Capítulo 4

Simulação do Conversor Conectado a Rede

Neste capítulo, estuda-se a interação entre o conversor e a rede. Investigam-se problemas causados por empregar um modelo inadequado da rede no projeto de controle do conversor. A análise apresentada utiliza a modelagem simplificada da rede e os dois *benchmarks* cujos parâmetros influem sobre o conversor. As próximas simulações objetivam validar seu desempenho de operação em condições mais reais e adversas tendo em vista a legislação em vigor no país.

4.1 Aplicação do Modelo de Rede Simplificada

A etapa de validação do projeto segue com a simulação do sistema que compreende: os circuitos da rede e do conversor modelados nas seções anteriores; o controlador implementado com elementos lógicos, de hardware e de programação. Esse esquema foi realizado com o software de eletrônica de potência PSIM.

Os dados do painel mais os dados de condutores, transformadores, entre outros, levantados nas seções anteriores são reunidos na Tabela 4.1, a fim de proporcionar um panorama geral dos parâmetros do sistema VSC-PWM conectado à rede elétrica que será simulado nesta seção.

4.1.1 Controle do *link* CC

Embora o conversor desenvolvido neste projeto não possua um rastreador de máxima potência (MPPT) do conjunto de painéis, é possível observar o desempenho do controlador do *link* CC sob variações de radiação. Isto é possível devido ao comportamento descrito pela curva característica corrente *vs.* tensão do painel. Variações de radiação solar deslocam levemente o ponto de potência máxima sobre o eixo de tensão. Isto é, a potência elétrica excursiona mais com a corrente CC. Por fim, com

| Parâmetros do Painel | Valor |
|--|----------------|
| Potência máxima | 177,30W |
| Tensão na potência máxima | 22,31V |
| Corrente na potência máxima | 7,95A |
| Parâmetros do Conversor | Valor |
| Potência nominal | 9,6kW |
| Tensão no elo CC | 401,6V |
| Reator de saída do conversor | 1,3mH |
| Freq. Amostragem do Controlador | 20kHz |
| Freq. Portadora PWM | 20kHz |
| Resistência equivalente do PCC | $16,2m\Omega$ |
| Indutância equivalente do PCC | $47\mu H$ |
| Parâmetros da Rede de Baixa | Valor |
| Tensão de linha | 220V |
| Freq. da Rede | 60Hz |
| Resistência do cabeamento de 50 m | $1,6e-2\Omega$ |
| Indutância do cabeamento de 50 m | 1,35e-5H |
| Relação X/R do cabeamento | 0,3 |
| Parâmetros da Rede de Média | Valor |
| Tensão de linha | 13,8kV |
| Potência nominal do trafo MT/BT | 150kVA |
| Reatância de dispersão do trafo MT/BT | $44,4\Omega$ |
| Resistência do cabeamento de 10 km | 2Ω |
| Indutância do cabeamento de 10 km | 10mH |
| Relação X/R do cabeamento | 1,9 |
| Potência de curto-circuito na subestação | 100MVA |

Tabela 4.1: Tabela de parâmetros do sistema

o controle da tensão CC esta potência disponível é toda transferida à rede como mostra a Figura 4.1. Nesta simulação a radiação varia em degrau entre 500 e 1000 W/m^2 . Na condição de máxima potência de operação, o rastreamento pelo lado de saída do conversor difere da referência CC em 1,3% com controlador alfa-beta e 1,2% no caso d-q. Este erro se reduz 0,7% quando a radiação se reduz a metade.

4.1.2 Controle de corrente

A resposta transitória ao degrau foi simulada para observar o desempenho de rastreamento do controlador. Os resultados são mostrados na Figura 4.2. O teste é realizado com uma variação de 10% na referência de corrente. Nota-se que o transitório gerado na corrente de saída do VSC é aceitável. Sobre o regime permanente, as duas estratégias se comportam de forma muito semelhante. A Tabela 4.2 mostra valores RMS e THD para as duas formas de onda. O fator de potência é praticamente unitário.







Figura 4.2: Simulação da resposta transitória

| - | | accountrain | to are rease | - |
|---|-----------|-------------|--------------|---|
| | | alfa-beta | d-q | |
| | Valor RMS | 25,0 A | 25,0 A | |
| | THD | 1,5% | 1,5% | |

Tabela 4.2: Tabela de desempenho de rastreamento

Carga RLC

Seguindo com a inclusão da carga RLC na simulação de resposta transitória para o degrau de amplitude de corrente CA, as oscilações resultantes na Figura 4.3 são quase imperceptíveis. Não se percebe alteração na estabilidade no conversor ope-

rando com esta rede diferente do seu projeto. Os dados de regime permanente são iguais aos anteriores da Tabela 4.2.



Figura 4.3: Resposta transitória da rede com carga RLC

Contudo, era de se esperar um transiente de corrente no início da simulação devido ao ligamento da carga RLC que polui temporariamente a tensão na saída do VSC. A forma de onda da Figura 4.4 exibe oscilações de 13^a ordem observáveis pela contagem do intervalo entre picos do *ripple* mais proeminente ou pelo uso de FFT. Além disso notam-se diferentes modos oscilatórios que podem ser excitados pela interação com outros tipos de carga.

Carga RLC e Harmônicos de Tensão

Os resultados de simulação para correntes de saída do conversor e tensão no PCC são mostrados na Figura 4.5. Como era de se esperar houve degradação da tensão que apresentou THD de 11,5%. A corrente de saída do inversor passou a distorção de 3,0% com predomínio do 7° e 13° harmônico tanto para o controle em alfa-beta quanto em d-q. Notou-se que a corrente de referência aumentou levemente sua distorção, possivelmente causada pela sensibilidade do PLL à tensão amostrada da rede.

Carga RLC e Harmônicos de Corrente

A performance do conversor se agrava em relação ao caso anterior, pois em regime permanente nota-se maior amplitude dos harmônicos. O retificador excitou resso-



Figura 4.4: Resposta de partida da rede com carga RLC



Figura 4.5: Tensão e Corrente Injetada no PCC com carga RLC e Harmônicos de Tensão

nâncias no circuito de modo a elevar o THD de tensão na saída do conversor para 36%. Esta condição da rede aumentou o conteúdo harmônico da corrente injetada para 9,3% no caso alfa-beta e 9,5% em d-q. As formas de onda estão na Figura 4.6. Enquanto a componente de 17° harmônico da fonte de perturbação tem 2,7A, a

tensão no PCC apresenta 62,6V e o conversor absorve 2,7A nesta mesma frequência. A síntese da referência de corrente no entanto mantém-se bem mais limpa que o rastreamento consegue produzir. Isto se explica pela presença da carga RLC que altera a função de transferência da perturbação de corrente. Na faixa do 17° harmônico há ressonância do sistema em malha fechada de segunda ordem. Neste caso é interessante observar que harmônicos de tensão e corrente estão intimamente ligados por uma relação de causa e efeito. Isto é, devido à ressonância da carga com os elementos da rede surge uma distorção que impacta sobre a geração de potência do VSC. Pode-se entender o conversor como uma fonte de corrente não ideal com uma impedância de saída. Esta é insuficientemente alta na frequência de ressonância, o que leva a absorção de corrente da rede.



Figura 4.6: Tensão e Corrente Injetada no PCC com carga RLC e Harmônicos de Corrente

4.1.3 Resposta em Frequência

No caso da simulação com carga RLC, analisa-se a (1.8) no contexto em que os harmônicos de corrente deterioram a tensão no PCC. Nota-se que essa fonte de corrente harmônica pode ser facilmente incluída na rede da Figura 1.6, compondo um equivalente de Norton e de Thévenin que não faz diferença do ponto de vista do PCC.

As três respostas em frequência para perturbações de tensão e corrente estudadas no Capítulo 3 podem ser avaliadas neste caso de rede simplificada com carga RLC. O diagrama de Bode desta rede é obtido com a Figura 2.2 apenas pela conversão do módulo da impedância em dB. Sendo assim, tem-se um representação de Z_R para substituir em (3.17), (3.21) e (3.25), de modo a permitir a visualização da resposta em frequência da corrente do conversor para esta rede em particular. A Figura 4.7 e a Figura 4.8 mantém a mesma forma que na rede modelada por uma impedância RL. No entanto, a ressonância próximo a 1kHz causada pela carga RLC reflete sobre a resposta em frequência do conversor para estas perturbações. Quanto à resposta para perturbação de corrente nota-se maior dependência em relação à impedância da rede. Na Figura 4.9, o pico próximo a amplitude de 0dB corrobora com as medidas realizadas na seção anterior, em que o 17° harmônico da corrente do conversor tem amplitude igual à mesma componente da fonte de corrente de perturbação que modela um retificador.



Figura 4.7: Resposta em frequência para corrente de referência na rede simplificada

4.2 Aplicação do Benchmark

Uma vez que o *benchmark* tenha sido devidamente caracterizado é chegado o momento de simular a conexão do conversor. O controlador é mantido com a mesma configuração da seção anterior



Figura 4.8: Resposta em frequência para perturbação de tensão na rede simplificada



Figura 4.9: Resposta em frequência para perturbação de corrente na rede simplificada

4.2.1 Benchmark com cargas lineares

A seguir são mostradas as correntes e tensões no PCC com conversor operando em regime permanente. Vê-se na Figura 4.10 que tanto correntes e tensões estão limpas, sem sinal de oscilações. O valor RMS das correntes é de 24,5A e o THD 1,8%.

O secundário do trafo de distribuição também foi monitorado. Na Figura 4.11,



Figura 4.10: Curvas da tensão no PCC e corrente injetada no benchmark 1

nota-se que a potência ativa fornecida pela rede se reduz por contribuição da microgeração. A potência instantânea fornecida pela rede no secundário do transformador reduz de 11,3 kW para 1,6 kW, enquanto que a entrada do VSC-PWM em operação contribui justamente com 9,6 kW de valor médio. Além de um leve carregamento da linha, não há alterações nas tensões e correntes no secundário, estando isentas de distorções. No entanto, a forma de onda da potência ativa instantânea fornecida pela rede e calculada na forma direta, isto é, sem utilização de filtros ou blocos de medição do PSIM, apresentou oscilações em 120Hz mesmo na ausência do conversor.

O rastreamento da referência de corrente foi testado com o *benchmark* 1 para verificar a dependência da relação I_C/I_C^* e a impedância da rede. A Figura 4.12 mostra os resultados dessa tentativa. Como era de se esperar, a reposta dos controladores difere daquelas apresentadas no ensaio da subseção 3.3.2. Sabe-se que a rede do *benchmark* é mais complexa, contudo é difícil determinar exatamente a origem dessa discrepância.

A fim de se obter respostas mais conclusivas sobre a diferença no rastreamento de corrente, propõe-se uma comparação alternativa. A expressão analítica obtida neste trabalho para a resposta de frequência de corrente é formulada pela função de transferência (3.17). Z_R é a impedância da rede cuja representação mais aproximada foi obtida com o simulador PSIM na subseção 2.2.3 pela análise CA do *behcmark* 1. Vide a Figura 2.10 que apresenta um pico máximo de impedância próximo a



Figura 4.11: Balanço de potência na microgeração



Figura 4.12: Resposta em frequência do rastreamento de corrente no benchmark 1

1600Hz. Utilizando os dados desta figura é possível obter uma equação contínua no domínio da frequência que substitua Z_R . O software MATLAB dispõe no System Identification Toolbox da função tfest, que estima a função de transferência para um conjunto de dados no domínio da frequência. Através do diagrama de Bode da análise CA estima-se sua função de transferência analítica. Na Figura 4.13 comparam-se os gráficos da impedância por fase Z_R que estão satisfatoriamente próximos, exceto pela defasagem em baixa frequência. A estimativa de impedância também fornece informação sobre os polos de sua função de transferência. Sabendo a posição dos polos no plano complexo, é possível prever em que frequências ressonâncias podem ser excitadas pelo conversor. A Tabela 4.3 lista esses polos reais e complexos. Porém, ressalva-se que alguns desses polos podem ter significado apenas matemático.



Figura 4.13: Estimativa da impedância do PCC no benchmark 1

Tabela 4.3: Polos estimados da impedância da rede $(\times 10^3 \text{Hz})$

| -2,8042 |
|-----------------------|
| $-0,7204 \pm 2,8378i$ |
| $-0,1080 \pm 2,4041i$ |
| $-0,2400 \pm 1,9398i$ |
| $-0,1924 \pm 1,8790i$ |
| $-0,1217 \pm 1,1679i$ |

Na Figura 4.14, percebe-se que a resposta alfa-beta e d-q apresentam dois picos de ressonância da mesma forma que o gráfico teórico (3.17) traçado com a estimativa de Z_R . Apesar da falta de exatidão na combinação das curvas pode-se concluir que a impedância da rede altera a resposta em frequência de projeto do controlador devido à ineficácia da ação *feedforward*.

4.2.2 Benchmark com cargas não-lineares

Os resultados de simulação do VSC conectado ao PCC podem ser conferidos na Figura 4.15 e na Figura 4.16. As formas de onda da tensão estão pouco distorcidas



Figura 4.14: Resposta em frequência do rastreamento de corrente com a estimativa Z_R

com presença de harmônicos. Para o conversor operando em alfa-beta a corrente de saída tem valor RMS de 24,3A com THD igual a 2,4% e a tensão no PCC teve aumento para 131,6V com THD de 3,7%. O fator de potência é praticamente unitário como se espera da injeção de potência ativa. No caso d-q a corrente injetada tem 24,5A RMS e 1,9% de THD, quanto a tensão são 131,4V e THD de 3,6%. Em ambas as simulações, nota-se uma componente oscilatória difícil de identificar, que no domínio do tempo calcula-se 2,2kHz. Através de FFT observou-se uma dispersão de componentes de frequência de baixa amplitude no entorno dessa frequência mais proeminente. Não por coincidência a impedância por fase do PCC apresenta ressonâncias nessa faixa de frequência. Se esses harmônicos não apareceram na simulação com o *benchmark* 1 é porque dessa vez existem cargas não-lineares para excitar ressonâncias.

4.3 Conclusões parciais

Através dos dados obtidos nesse capítulo conclui-se que o conversor interagiu com a impedância harmônica da rede causadora de ressonância. Seja conectado na rede simplificada ou no *benchmark* 2, a corrente do conversor apresentou harmônicos relacionados a resposta em frequência da impedância da rede.

Estipularam-se casos limites de carregamento do transformador com uma carga linear RLC e poluição harmônica da rede com cargas não-lineares, ainda que dentro



Figura 4.15: Tensão e Corrente no PCC para VSC em alfa-beta



Figura 4.16: Tensão e Corrente no PCC para VSC em d-q

das normas citadas neste trabalho. Com isso a operação do conversor, cujo controlador PI foi projetado a partir de especificações de robustez, tem bom desempenho para distintas redes com valores similares de impedância a 60Hz, parâmetros esses que modelam a planta do controlador. No entanto a resposta em frequência da impedância da rede mostrou-se fator importante no projeto do controlador, bem como os harmônicos que são componentes intrínsecas à rede real e excitam ressonâncias.

A estratégia de controle por coordenadas síncronas, conhecida pela sua melhor performance no rastreamento da referência de corrente na frequência fundamental, apresentou resultados semelhantes às coordenadas estacionárias diante distúrbios da rede.

Capítulo 5

Conclusão e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusão

Neste trabalho desenvolveram-se dois modelos de rede para simulação de conversores conectados à rede. O primeiro modelo simplificado se baseou em topologias de rede encontradas em trabalhos acadêmicos. As informações disponibilizadas pelas concessionárias de energia foram úteis na parametrização do elementos de circuito. No entanto, as características deste modelo de rede mantém-se muito próximas do ideal. O segundo modelo chamado *benchmark* propõe-se ser mais complexo. A representação da estrutura de uma rede de distribuição em baixa tensão com linhas de transmissão, na qual retificadores e outras cargas se dispersam, aproxima os resultados de simulação daqueles obtidos em redes reais. Constatou-se a presença de polos e zeros na impedância da rede e também ressonância em virtude da presença de bancos de capacitores para correção do fator de potência. A forma da resposta em frequência da impedância se assemelha àquelas documentadas na literatura.

A avaliação via simulação da resposta em frequência da corrente injetada pelo conversor, tanto para a respectiva referência quanto para perturbações externas, trouxe resultados esclarecedores. Mostrou-se por uma expressão analítica a existência de acoplamento entre o controle de corrente e a impedância da rede. Dessa forma qualquer conversor conectado terá sua performance alterada por fatores que comumente fogem da estratégia de controle, pois a caracterização harmônica da rede é em geral desconhecida. Esta conclusão é válida para controladores digitais com recursos de amostragem síncrona e *feedforward*. Esses reduzem a susceptibilidade do controle a ruídos e perturbações, porém os atrasos inerentes aos processos de amostragem e modulação PWM acabam limitando sua eficácia, fazendo com que a influência da rede não seja completamente eliminada. Pode-se dizer que o resultado mais valioso deste trabalho é evidenciar que o atraso do laço *feedforward* permite que a impedância da rede influa na resposta em frequência do conversor, o que pode piorar seu desempenho.

Contudo, o método de análise apresentado neste trabalho permite vislumbrar meios de avaliar experimentalmente as possíveis interações adversas da rede com o conversor e assim dar condições para projetar controladores com melhor desempenho.

5.2 Trabalhos futuros

A crescente aplicação de fontes de energia renovável conectadas à rede no Brasil traz novos problemas aos operadores do sistema e fabricantes de conversores no campo da estabilidade operacional e qualidade de energia. Portanto, torna-se um desafio o projeto do controlador para se obter operação estável do conversor sob ampla variedade de impedâncias da rede. Neste trabalho verificou-se a influência do modelo da rede no projeto de conversores conectados à rede e controlados em corrente.

Dentre as propostas de trabalhos futuros, destaca-se o aprimoramento do modelo de simulação dinâmica de uma rede em baixa tensão. Listam-se algumas ferramentas encontradas na literatura que podem ser usadas para realizar comparação com o resultado deste trabalho:

- Funções de transferência obtidas para avaliação do método de transmissão de dados de sistemas PLC (do inglês, *Power Line Communication*) [97, 98];
- Gráfico da resposta em frequência de uma barra, além de polos e zeros da função de transferência, para sistemas elétricos montados no simulador HarmZs [99];
- Modelos de linhas de transmissão criados a partir de respostas em frequência medidas ou calculadas pelo método numérico *Vector Fitting* [100].

Uma vez que se tenha um ambiente para simulação de conversores de potência conectados a uma rede realista, surgem diversas possibilidades de assuntos a serem estudados em trabalhos futuros:

- Avaliar a interação entre vários conversores conectados simultaneamente;
- Verificar a emissão de harmônicos, variação de frequência e tensão, qualquer mau funcionamento, segundo padrões de qualidade, que obrigue o inversor a se desconectar;
- Estudar através de uma abordagem estatística o número de desconexões ou níveis de distorção teria grande contribuição;

• Avaliar diferentes aspectos da rede, como a instalação de trafos monofásicos, bifásicos e trifásicos em diferentes configurações;

Sobre conversores, a busca por aprimoramentos motiva a tendência de adicionar funcionalidades de amortecimento de harmônicos ao algoritmo de controle dos conversores conectados [101]. Nesse sentido, entende-se que é necessário o desenvolvimento de um método de medição de impedância harmônica. A proposta é atribuir a um conversor conectado à rede a função de medir sua impedância. Esta seria uma etapa anterior a implementação de um algoritmo de controle adaptativo em função de variações dos parâmetros da rede. A Figura 5.1 ilustra de forma geral um método que utiliza o próprio *hardware* do conversor. Existem na literatura diversos trabalhos sobre a injeção de sinal *chirp*, PRBS, transitórios, entre outros, que servem de ponto de partida para uma nova proposta [53, 54, 102, 103].



Figura 5.1: Esquema proposto de medição de impedância

Referências Bibliográficas

- ANEEL. "Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 1 - Introdução", fev. 2012.
- [2] ANEEL. "BIG Banco de Informações de Geração". out. 2015. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/ capacidadebrasil.cfm>.
- [3] HASAN, K., RAUMA, K., LUNA, A., et al. "Harmonic resonance damping in Wind Power Plant". In: 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2067–2074, 2012. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342557.
- [4] DONG, S., ZHONGHONG, W., CHEN, J. Y., et al. "Harmonic resonance phenomena in STATCOM and relationship to parameters selection of passive components", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 16, n. 1, pp. 46– 52, 2001. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.905585.
- [5] HAGHI, H., BINA, M. "Complete harmonic-domain modeling and performance evaluation of an optimal-PWM-modulated STATCOM in a realistic distribution network". In: International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, 2008. ISNCC 2008, pp. 1–7, 2008. doi: 10.1109/ISNCC.2008.4627498.
- [6] BAGNALL, T., RITTER, C., RONNER, B., et al. "PCS6000 STATCOM ancillary functions: Wind park resonance damping". 2009. Disponível em: http://proceedings.ewea.org/ewec2009/allfiles2/155_ EWEC2009presentation.pdf>.
- [7] FAMILIANT, Y., CORZINE, K., HUANG, J., et al. "AC Impedance Measurement Techniques". In: 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 1850–1857, 2005. doi: 10.1109/IEMDC.2005. 195972.
- [8] WANG, X., BLAABJERG, F., LISERRE, M., et al. "An active damper for stabilizing power electronics-based AC systems". In: 2013 Twenty-Eighth An-

nual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1131–1138, 2013. doi: 10.1109/APEC.2013.6520441.

- [9] ENSLIN, J. H. R., HESKES, P. J. M. "Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 6, pp. 1586–1593, 2004. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2004.836615.
- [10] BENHABIB, M., MYRZIK, J. M. A., DUARTE, J. "Harmonic effects caused by large scale PV installations in LV network". In: 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007, pp. 1–6, 2007. doi: 10.1109/EPQU.2007.4424134.
- [11] LISERRE, M., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F. "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, pp. 263–272, 2006. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2005.861185.
- [12] WANG, F., DUARTE, J., HENDRIX, M. "Analysis of harmonic interactions between DG inverters and polluted grids". In: *Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), 2010 IEEE International*, pp. 194–199, 2010. doi: 10.1109/ENERGYCON.2010.5771674.
- [13] SUN, J. "Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems A Review", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 11, pp. 2545–2554, 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2029859.
- HUANG, J., CORZINE, K., BELKHAYAT, M. "Small-Signal Impedance Measurement of Power-Electronics-Based AC Power Systems Using Line-to-Line Current Injection", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 2, pp. 445–455, 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2008. 2007212.
- [15] SUN, J. "Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 11, pp. 3075–3078, 2011. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2011.2136439.
- [16] CHEN, X., CHEN, J., GONG, C., et al. "Impedance-based analysis of grid-connected inverter in high impedance grids". pp. 1284– 1289. IEEE, jun. 2013. ISBN: 978-1-4673-6322-8, 978-1-4673-6320-4, 978-1-4673-6321-1. doi: 10.1109/ICIEA.2013.6566565. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6566565>.

- [17] WEN, B., BOROYEVICH, D., MATTAVELLI, P., et al. "Influence of phaselocked loop on input admittance of three-phase voltage-source converters". In: 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 897–904, 2013. doi: 10.1109/APEC. 2013.6520317.
- [18] FAMILIANT, Y., HUANG, J., CORZINE, K., et al. "New Techniques for Measuring Impedance Characteristics of Three-Phase AC Power Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 7, pp. 1802–1810, 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2016966.
- [19] OLIVEIRA, L. C. O., E MELO, G., SOUZA, J. B., et al. "Harmonic propagation analysis in electric energy distribution systems". In: 2011 11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), pp. 1–6, 2011. doi: 10.1109/EPQU.2011.6128827.
- [20] AKAGI, H. "Active Harmonic Filters", Proceedings of the IEEE, v. 93, n. 12, pp. 2128–2141, 2005. ISSN: 0018-9219. doi: 10.1109/JPROC.2005.859603.
- [21] SUMNER, M., PALETHORPE, B., THOMAS, D. W. P. "Impedance measurement for improved power quality-Part 1: the measurement technique", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 3, pp. 1442–1448, 2004. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2004.829873.
- [22] CIOBOTARU, M., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F. "On-line grid impedance estimation based on harmonic injection for grid-connected PV inverter". In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007. ISIE 2007, pp. 2437–2442, 2007. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374989.
- [23] ROBERT, A., DEFLANDRE, T., GUNTHER, E., et al. "Guide for assessing the network harmonic impedance". In: *Electricity Distribution. Part 1: Contributions. CIRED. 14th International Conference and Exhibition on (IEE Conf. Publ. No. 438)*, v. 1, pp. 3/1–310 vol.2, 1997. doi: 10.1049/cp: 19970473.
- [24] ASIMINOAEI, L., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., et al. "A new method of on-line grid impedance estimation for PV inverter". In: Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04, v. 3, pp. 1527–1533 Vol.3, 2004. doi: 10.1109/APEC. 2004.1296067.

- [25] KNOP, A., FUCHS, F. "High frequency grid impedance analysis by current injection". In: 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09, pp. 536–541, 2009. doi: 10.1109/IECON.2009.5414978.
- [26] AHMED, E., XU, W., LIU, X. "Application of modal transformations for power system harmonic impedance measurement", *International Journal* of Electrical Power & Energy Systems, v. 23, n. 2, pp. 147–154, 2001. ISSN: 0142-0615. doi: 10.1016/S0142-0615(00)00041-7.
- [27] XU, W., AHMED, E., ZHANG, X., et al. "Measurement of network harmonic impedances: practical implementation issues and their solutions", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 1, pp. 210–216, 2002. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.974209.
- [28] PAPATHANASSIOU, S., PAPADOPOULOS, M. "Harmonic analysis in a power system with wind generation", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 4, pp. 2006–2016, 2006. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2005.864063.
- [29] RHODE, J., KELLEY, A., BARAN, M. "Line impedance measurement: a nondisruptive wideband technique". In: , Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95, v. 3, pp. 2233–2240 vol.3, 1995. doi: 10.1109/IAS.1995.530587.
- [30] NAGPAL, M., XU, W., SAWADA, J. "Harmonic impedance measurement using three-phase transients", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 1, pp. 272–277, 1998. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.660889.
- [31] FUSCO, G., LOSI, A., RUSSO, M. "Constrained least squares methods for parameter tracking of power system steady-state equivalent circuits", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 3, pp. 1073–1080, 2000. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.871377.
- [32] COBRECES, S., RODRIGUEZ, P., PIZARRO, D., et al. "Complex-space recursive least squares power system identification". In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007. PESC 2007, pp. 2478–2484, 2007. doi: 10.1109/PESC.2007.4342402.
- [33] COBRECES, S., BUENO, E., PIZARRO, D., et al. "Grid Impedance Monitoring System for Distributed Power Generation Electronic Interfaces", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 58, n. 9, pp. 3112–3121, 2009. ISSN: 0018-9456. doi: 10.1109/TIM.2009.2016883.

- [34] SUMNER, M., PALETHORPE, B., THOMAS, D. W. P., et al. "A technique for power supply harmonic impedance estimation using a controlled voltage disturbance", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 2, pp. 207–215, 2002. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/63.988831.
- [35] STAROSZCZYK, Z. "A method for real-time, wide-band identification of the source impedance in power systems", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 54, n. 1, pp. 377–385, 2005. ISSN: 0018-9456. doi: 10.1109/TIM.2004.838111.
- [36] PALETHORPE, B., SUMNER, M., THOMAS, D. W. P. "System impedance measurement for use with active filter control". In: *Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475)*, pp. 24–28, 2000. doi: 10.1049/cp:20000214.
- [37] VALDIVIA, V., LÁZARO, A., BARRADO, A., et al. "Impedance Identification Procedure of Three-Phase Balanced Voltage Source Inverters Based on Transient Response Measurements", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 12, pp. 3810–3816, 2011. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2011.2141687.
- [38] ASIMINOAEI, L., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., et al. "A digital controlled PV-inverter with grid impedance estimation for ENS detection", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, pp. 1480–1490, 2005. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2005.857506.
- [39] PETRELLA, R., REVELANT, A., STOCCO, P. "Advances on inter-harmonic variable-frequency injection-based grid-impedance estimation methods suitable for PV inverters". In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009*, pp. 1173–1179, 2009. doi: 10.1109/ECCE. 2009.5316122.
- [40] LISERRE, M., BLAABJERG, F., TEODORESCU, R. "Grid Impedance Estimation via Excitation of LCL -Filter Resonance", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 5, pp. 1401–1407, 2007. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2007.904439.
- [41] MIAO, B., ZANE, R., MAKSIMOVIC, D. "System identification of power converters with digital control through cross-correlation methods", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 5, pp. 1093–1099, 2005. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2005.854035.

- [42] MARTIN, D., SANTI, E., BARKLEY, A. "Wide bandwidth system identification of AC system impedances by applying pertubations to an existing converter". In: 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2549–2556, 2011. doi: 10.1109/ECCE.2011.6064108.
- [43] JOHNSEN, O., PEGUIRON, N., SCHNEGG, P. "A new system of measurement of the network impedance", *Measurement*, v. 9, n. 2, pp. 50–55, 1991. ISSN: 0263-2241. doi: 10.1016/0263-2241(91)90001-7.
- [44] XIAO, P., VENAYAGAMOORTHY, G., CORZINE, K. "A Novel Impedance Measurement Technique for Power Electronic Systems". In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007*, pp. 955–960, 2007. doi: 10.1109/PESC.2007.4342117.
- [45] CIOBOTARU, M., AGELIDIS, V., TEODORESCU, R. "Line impedance estimation using model based identification technique". In: Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), pp. 1–9, 2011.
- [46] TIMBUS, A., RODRIGUEZ, P., TEODORESCU, R., et al. "Line Impedance Estimation Using Active and Reactive Power Variations". In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007. PESC 2007, pp. 1273– 1279, 2007. doi: 10.1109/PESC.2007.4342176.
- [47] PYZALSKI, T., WILKOSZ, K. "Identification of harmonic sources in a power system: A new method". In: *Power Tech, 2005 IEEE Russia*, pp. 1–6, 2005. doi: 10.1109/PTC.2005.4524760.
- [48] CZARNECKI, L. S., STAROSZCZYK, Z. "On-line measurement of equivalent parameters for harmonic frequencies of a power distribution system and load", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 45, n. 2, pp. 467–472, 1996. ISSN: 0018-9456. doi: 10.1109/19.492769.
- [49] TSUKAMOTO, M., OGAWA, S., NATSUDA, Y., et al. "Advanced technology to identify harmonics characteristics and results of measuring". In: Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings, v. 1, pp. 341–346 vol.1, 2000. doi: 10.1109/ICHQP.2000.897051.
- [50] THUNBERG, E., SODER, L. "A Norton approach to distribution network modeling for harmonic studies", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 1, pp. 272–277, 1999. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/61.736738.

- [51] PENG, F. Z. "Application issues of active power filters", *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 4, n. 5, pp. 21–30, 1998. ISSN: 1077-2618. doi: 10.1109/2943.715502.
- [52] CESPEDES, M., SUN, J. "Renewable Energy Systems Instability Involving Grid-Parallel Inverters". In: Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009, pp. 1971–1977, fev. 2009. doi: 10.1109/APEC.2009.4802943.
- [53] CESPEDES, M., SUN, J. "Online grid impedance identification for adaptive control of grid-connected inverters". In: 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 914–921, set. 2012. doi: 10.1109/ ECCE.2012.6342721.
- [54] MARTIN, D., NAM, I., SIEGERS, J., et al. "Wide bandwidth three-phase impedance identification using existing power electronics inverter". In: 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 334–341, mar. 2013. doi: 10.1109/APEC.2013.
 6520230.
- [55] HOFFMANN, N., FUCHS, F. "Minimal Invasive Equivalent Grid Impedance Estimation in Inductive #x2013;Resistive Power Networks Using Extended Kalman Filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, pp. 631–641, fev. 2014. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2013. 2259507.
- [56] YANG, S., LEI, Q., PENG, F., et al. "A Robust Control Scheme for Grid-Connected Voltage-Source Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, pp. 202–212, jan. 2011. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2010.2045998.
- [57] ABNT. "ABNT NBR 5410 Instalações elétricas de baixa tensão", 2005.
- [58] ABNT. "ABNT NBR NM 280 Condutores de cabo isolado", 2011.
- [59] LIGHT. "RECON MT Até 34,5 kV Regulamentação para o Fornecimento de Energia Elétrica a Consumidores Atendidos em Média Tensão". 2005.
- [60] ROEPER, R. Correntes de curto-circuito em redes trifasicas Variacao em funcao do tempo e calculo de suas grandezas. São Paulo, Livraria Nobel S.A., 1990.
- [61] NAKAMURA, R. D. R. Instalação de capacitores de potência em redes poluídas por harmônicos e com baixa potência de curto-circuito. Dissertação de

mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte - MG, maio 2011.

- [62] NOGUEIRA, M. M., JR., J. T. B. "Análise Técnico-econômica do Uso de Reatores para Limitação do Nível de Curto-circuito no Sistma Distribuidor". 1999. Disponível em: <http://www.administradores.com.br/ producao-academica/>.
- [63] HUI, J., FREITAS, W., VIEIRA, J. C. M., et al. "Utility Harmonic Impedance Measurement Based on Data Selection", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 4, pp. 2193–2202, out. 2012. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2012.2207969.
- [64] DE ANDRADE, G., NAIDU, S., NERI, M., et al. "Estimation of the Utility's and Consumer's Contribution to Harmonic Distortion". In: *IEEE Instru*mentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2007. IMTC 2007, pp. 1–5, maio 2007. doi: 10.1109/IMTC.2007.379201.
- [65] MOHAN, N., UNDELAND, T. M. Power electronics: converters, applications, and design. Wiley India, jan. 2007. ISBN: 9788126510900.
- [66] HINCAPIÉ, C. C. O. Avaliação do Desempenho de Redes Aéreas de Distribuição com Microgeração Solar Fotovoltaica. Dissertação de mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.
- [67] SOHN, A. P. Estudos de estabilidade de sistemas elétricos de potência na presença de diferentes modelos de unidades eólicas. Dissertação de mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2014.
- [68] STRUNZ, K., BARSALI, S., STYCZYNSKI, Z. "CIGRE task force C6. 04.02: developing benchmark models for integrating distributed energy resources", Proceedings of the CIGRE 5th Southern Africa regional conference: study committee C6 colloquium, 2005.
- [69] PAPATHANASSIOU, S., HATZIARGYRIOU, N., STRUNZ, K., et al. "A benchmark low voltage microgrid network", *Proceedings of the CIGRE* Symposium: Power Systems with Dispersed Generation, pp. 1–8, 2005.
- [70] STRUNZ, K., FLETCHER, R., CAMPBELL, R., et al. "Developing benchmark models for low-voltage distribution feeders". In: *IEEE Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09*, pp. 1–3, jul. 2009. doi: 10.1109/PES.2009.5260227.

- [71] NUNES, R. V. "Análise da penetração harmônica em redes de distribuição desequilibradas devido às cargas residenciais e comerciais com a utilização do ATP". dez. 2007. Disponível em: <http://www.bibliotecadigital. ufmg.br/dspace/handle/1843/BUOS-8C8GZX>.
- [72] CEMIG. "Fornecimento de Energia Elétrica em Média Tensão Rede de Distribuição Aérea ou Subterrânea Belo". 2009.
- [73] CEMIG. "Projetos de Redes de Distribuição Aéreas Urbanas". jan. 2014.
- [74] GRAINGER, J. J. Power system analysis. McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. New York, McGraw-Hill, 1994. ISBN: 0070612935.
- [75] OLIVARES-GALVÁN, J. C., GEORGILAKIS, P. S., THEOCHARIS, A. D., et al. "Experimental investigation of parameters influencing transformer excitation current", 2010.
- [76] IEEE519. "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", *IEEE Std 519-1992*, pp. 1–112, abr. 1993. doi: 10.1109/IEEESTD.1993.114370.
- [77] POMILIO, J., DECKMANN, S. "Characterization and Compensation of Harmonics and Reactive Power of Residential and Commercial Loads", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 2, pp. 1049–1055, abr. 2007. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2007.893179.
- [78] ANEEL. "CONDIÇÕES GERAIS DE FORNECIMENTO DE ENERGIA ELÉ-TRICA - Resolução Normativa 414/2010". 2010.
- [79] ANEEL. "Análise das contribuições recebidas na Audiência Pública n° 065/2012, instaurada com vistas a obter subsídios para aprimorar a regulamentação acerca do fator de potência e da cobrança do excedente de reativos no Brasil". jun. 2013. Disponível em: http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/audiencia/arquivo/ 2012/065/resultado/nt_0154-2013-srd-aneel_-_ap-65.pdf>.
- [80] LIGHT. "Procedimentos para a Conexão de Microgeração e Minigeração ao Sistema de Distribuição da Light SESA – Até 34,5kV". 2013.
- [81] BLAABJERG, F., TEODORESCU, R., LISERRE, M., et al. "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, pp. 1398– 1409, 2006. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2006.881997.

- [82] TEODORESCU, R., LISERRE, M., RODRIGUEZ, P. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. John Wiley & Sons, jul. 2011. ISBN: 9781119957201.
- [83] ROLIM, L., DA COSTA, D., AREDES, M. "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 6, pp. 1919–1926, dez. 2006. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2006.885483.
- [84] SINGH, B., SHAHANI, D., VERMA, A. "Power balance theory based control of grid interfaced solar photovoltaic power generating system with improved power quality". In: 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), pp. 1–7, dez. 2012. doi: 10.1109/PEDES.2012.6484359.
- [85] MESSO, T., JOKIPII, J., PUUKKO, J., et al. "Determining the Value of DC-Link Capacitance to Ensure Stable Operation of a Three-Phase Photovoltaic Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, pp. 665–673, fev. 2014. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2013. 2255068.
- [86] BARBOSA, P., ROLIM, L. G. B., WATANABE, E., et al. "Control strategy for grid-connected DC-AC converters with load power factor correction", Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-, v. 145, n. 5, pp. 487–491, set. 1998. ISSN: 1350-2360. doi: 10.1049/ip-gtd:19982174.
- [87] PUUKKO, J., NOUSIAINEN, L., SUNTIO, T. "Effect of minimizing input capacitance in VSI-based renewable energy source converters". In: *Tele*communications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International, pp. 1–9, out. 2011. doi: 10.1109/INTLEC.2011.6099891.
- [88] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. John Wiley & Sons, mar. 2007. ISBN: 9780470118924.
- [89] HOLMES, D., LIPO, T., MCGRATH, B., et al. "Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators", *IEEE Transactions* on Power Electronics, v. 24, n. 11, pp. 2417–2426, nov. 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2029548.
- [90] BRIZ, F., DIAZ-REIGOSA, D., DEGNER, M. W., et al. "Current sampling and measurement in PWM operated AC drives and power converters". pp. 2753–2760. IEEE, jun. 2010. ISBN: 978-1-4244-5394-8. doi: 10.1109/

IPEC.2010.5543175. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/ lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5543175>.

- [91] OGATA, K. Engenharia de Controle Moderno. Rio de Janeiro, LTC Livros Técnicos e Científicos S.A., 1998.
- [92] YAZDANI, A. Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications. Hoboken, N.J, IEEE Press/John Wiley, 2010. ISBN: 9780470521564.
- [93] KAZMIERKOWSKI, M., MALESANI, L. "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey", *IEEE Transacti*ons on Industrial Electronics, v. 45, n. 5, pp. 691–703, out. 1998. ISSN: 02780046. doi: 10.1109/41.720325.
- [94] AASTRÖM, K. J., WITTENMARK, B. Computer-controlled Systems (3rd Ed.). Upper Saddle River, NJ, USA, Prentice-Hall, Inc., 1997. ISBN: 0-13-314899-8.
- [95] DESLAURIERS, I., AVDIU, N., OOI, B. T. "Naturally sampled triangle carrier PWM bandwidth limit and output spectrum", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 1, pp. 100–106, jan. 2005. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2004.839829.
- [96] MARCO, L., POVEDA, A., ALARCON, E., et al. "Bandwidth limits in PWM switching amplifiers". In: 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings, pp. 4 pp.–5326, maio 2006. doi: 10.1109/ISCAS.2006.1693835.
- [97] GOTZ, M., RAPP, M., DOSTERT, K. "Power line channel characteristics and their effect on communication system design", *IEEE Communications Magazine*, v. 42, n. 4, pp. 78–86, abr. 2004. ISSN: 0163-6804. doi: 10.1109/ MCOM.2004.1284933. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1284933>.
- [98] LAMPE, L., VINCK, A. "On cooperative coding for narrow band PLC networks", AEU - International Journal of Electronics and Communications, v. 65, n. 8, pp. 681–687, ago. 2011. ISSN: 14348411. doi: 10.1016/j. aeue.2011.01.011. Disponível em: http://linkinghub.elsevier.com/ retrieve/pii/S1434841111000173>.
- [99] CEPEL. "HarmZs". nov. 2009. Disponível em: <http://www.harmzs.cepel. br/>.

- [100] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A. "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 3, pp. 1052–1061, jul. 1999. ISSN: 08858977. doi: 10.1109/61.772353. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=772353>.
- [101] HOFFMANN, N., FUCHS, F., ASIMINOAEI, L. "Online grid-adaptive control and active-filter functionality of PWM-converters to mitigate voltageunbalances and voltage-harmonics - a control concept based on gridimpedance measurement". In: 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3067–3074, 2011. doi: 10.1109/ECCE.2011. 6064182.
- [102] SHEN, Z., JAKSIC, M., MATTAVELLI, P., et al. "Three-phase AC system impedance measurement unit (IMU) using chirp signal injection".
 pp. 2666-2673. IEEE, mar. 2013. ISBN: 978-1-4673-4355-8, 978-1-4673-4354-1, 978-1-4673-4353-4. doi: 10.1109/APEC.2013.6520673.
- [103] CESPEDES, M., SUN, J. "Adaptive Control of Grid-Connected Inverters Based on Online Grid Impedance Measurements", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 5, n. 2, pp. 516–523, abr. 2014. ISSN: 1949-3029, 1949-3037. doi: 10.1109/TSTE.2013.2295201.

Apêndice A

Código do controlador em coordenadas estacionárias

// Constantes ------

```
static double h = 0.00005;
static double pi = 3.14159;
// Sinais de entrada -----
static double Ip[2] = {0.0 , 0.0};
static double Vp[2] = {400.0 , 400.0};
static double Vas = 0.0;
static double Vbs = 0.0;
static double Vcs = 0.0;
static double Ia_conv = 0.0;
static double Ib_conv = 0.0;
static double Ic_conv = 0.0;
// Link-CC ------
static double Vmpp = 401.6;
static double erroVp[2] = \{ 0.0, 0.0 \};
static double Pdc[2] = {0.0 , -10000.0};
static double Kp dc = 174;
static double Ki_dc = 6136;
```
```
// PLL ------
static double erro[2] = \{0.0, 0.0\};
static double freq[2] = \{0.0, 1.0\};
static double fase[2] = \{0.0, 0.0\};
static double Kp_pll = 1.7593/(2*3.14159*60);
static double Ki pll = 1.5791/(2*3.14159*60);
static double Va pll = 0.0;
static double Vb_pll = 0.0;
static double Vc_pll = 0.0;
// Teoria pq ------
static double Valpha = 0.0;
static double Vbeta = 0.0;
static double Ialpha = 0.0;
static double Ibeta = 0.0;
static double p conv = 0.0;
static double d = 0.0;
static double Ialpha_conv = 0.0;
static double Ibeta_conv = 0.0;
// Correntes de referencia -----
static double Ia ref = 0.0;
static double Ib_ref = 0.0;
static double Ic ref = 0.0;
// Controle de corrente -----
static double Ia_erro[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Ib_erro[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Ic_erro[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Va_control[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Vb_control[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Vc_control[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Kp_pwm = 15.4;
static double Ki_pwm = 6288;
```

```
// Moduladora PWM -----
static double Va_moduladora = 0;
static double Vb_moduladora = 0;
static double Vc moduladora = 0;
// Amostragem de sinais -----
Ip[0] = x1;
Vp[0] = x2;
Vas
     = x3;
Vbs
     = x4;
Vcs
    = x5;
Ia_conv = x6;
Ib_conv = x7;
Ic_conv = x8;
// Algoritmo do PLL -----
Valpha = 1.1547 * (Vas-Vbs) + 0.5774 * (Vbs-Vcs);
Vbeta =
                                    (Vbs-Vcs);
erro[0] = Valpha * cos(fase[0]) + Vbeta * sin(fase[0]);
freq[0] = freq[1] + (Kp_pll + 0.5 * h * Ki_pll) * erro[0] - (Kp_pll -
0.5 * h* Ki pll) * erro[1];
if( freq[0] < 0.5) freq[0] = 0.5;
if( freq[0] > 1.5) freq[0] = 1.5;
fase[0] = fase[1] + h * 2*pi*60 * freq[0];
 if( fase[0] > 6.2832 ) fase[0] = 6.2832;
erro[1] = erro[0];
freq[1] = freq[0];
fase[1] = fase[0];
// Controle de tensao do link-CC -----
erroVp[0] = Vmpp - Vp[0];
Pdc[0] = Pdc[1] + (Kp_dc + 0.5 * h * Ki_dc) * erroVp[0] - (Kp_dc -
```

```
0.5 * h* Ki_dc) * erroVp[1];
erroVp[1] = erroVp[0];
Pdc[1] = Pdc[0];
// Transformada de Clarke -----
Va pll = 180 * sin(fase[0]);
Vb_pll = 180*sin(fase[0] - 2.0944);
Vc_pll = 180*sin(fase[0] + 2.0944);
Valpha = 0.8165 * ( Va_pll - 0.5 * Vb_pll - 0.5 * Vc_pll);
Vbeta = 0.8165 * (
                              0.8660 * Vb_pll - 0.8660 * Vc_pll);
// Teoria pq - calculo de referencias de corrente
p conv = -Pdc[0];
d =Valpha * Valpha + Vbeta * Vbeta;
if( d < 1000 ) d = 1000;
Ialpha_conv = (p_conv * Valpha) / d;
Ibeta_conv = (p_conv * Vbeta) / d;
Ia_ref = 0.8165 * Ialpha_conv;
Ib_ref = 0.4082 * ( -Ialpha_conv + 1.7321 * Ibeta_conv);
Ic ref = 0.4082 * ( -Ialpha conv - 1.7321 * Ibeta conv);
// Controle de Corrente -----
Ia_erro[0] = Ia_ref - Ia_conv;
Va_control[0] = Va_control[1] + (Kp_pwm + 0.5 * h * Ki_pwm) *
Ia_erro[0] - (Kp_pwm - 0.5 * h * Ki_pwm) * Ia_erro[1];
Ia_erro[1] = Ia_erro[0];
Va_control[1] = Va_control[0];
Ib_erro[0] = Ib_ref - Ib_conv;
Vb_control[0] = Vb_control[1] + (Kp_pwm + 0.5 * h * Ki_pwm) *
Ib_erro[0] - (Kp_pwm - 0.5 * h * Ki_pwm) * Ib_erro[1];
```

```
Ib_erro[1] = Ib_erro[0];
Vb_control[1] = Vb_control[0];
Ic_erro[0] = Ic_ref - Ic_conv;
Vc_control[0] = Vc_control[1] + (Kp_pwm + 0.5 * h * Ki_pwm) *
Ic_erro[0] - (Kp_pwm - 0.5 * h * Ki_pwm) * Ic_erro[1];
Ic_erro[1] = Ic_erro[0];
Vc_control[1] = Vc_control[0];
// Feedforward e normalizacao do sinal de controle
Va_moduladora = (Va_control[0] + Vas)/(0.5*Vp[0]);
Vb_moduladora = (Vb_control[0] + Vbs)/(0.5*Vp[0]);
Vc_moduladora = (Vc_control[0] + Vcs)/(0.5*Vp[0]);
// Saida dos sinais de comando PWM -------
y1 = Va_moduladora;
y2 = Vb_moduladora;
```

```
y3 = Vc_moduladora;
```

Apêndice B

Código do controlador em coordenadas síncronas

```
// Constantes -----
static double h = 0.00005;
static double pi = 3.14159;
//-----
// Sinais de entrada
static double Ip[2] = \{0.0, 0.0\};
static double Vp[2] = {400.0 , 400.0};
static double Vas = 0.0;
static double Vbs = 0.0;
static double Vcs = 0.0;
static double Ia_conv = 0.0;
static double Ib_conv = 0.0;
static double Ic_conv = 0.0;
// Link-CC ------
static double Vmpp = 406.1;
static double erroVp[2] = \{ 0.0, 0.0 \};
static double Pdc[2] = {0.0 , -10000};
static double Kp_dc = 174;
static double Ki dc = 6136;
static double Idc_ref = 0.0;
```

```
//-----
// PLL
static double Valpha = 0.0;
static double Vbeta = 0.0;
static double erro[2] = \{0.0, 0.0\};
static double freq[2] = \{0.0, 1.0\};
static double fase[2] = \{0.0, 0.0\};
static double Kp_pll = 1.7593/(2*3.14159*60);
static double Ki_pll = 1.5791/(2*3.14159*60);
// Variaveis d-q e reator de saida -----
static double Vd = 0.0;
static double Vq = 0.0;
static double Id = 0.0;
static double Iq = 0.0;
static double L = 47e-6;
// Correntes de referencia ------
static double Id_ref = 0.0;
static double Iq_ref = 0.0;
// Controle de corrente -----
static double Decoup = 0.0;
static double Id erro[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Iq_erro[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Vd control[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Vq_control[2] = { 0.0 , 0.0 };
static double Kp_pwm = 15.4;
static double Ki_pwm = 6288;
// Moduladora PWM -----
static double Va_moduladora = 0;
static double Vb_moduladora = 0;
static double Vc moduladora = 0;
```

```
Ip[0] = x1;
Vp[0] = x2;
Vas
     = x3;
Vbs
     = x4;
Vcs
    = x5;
Ia\_conv = x6;
Ib_conv = x7;
Ic_conv = x8;
// Algoritmo do PLL -----
Valpha = 1.1547 * (Vas-Vbs) + 0.5774 * (Vbs-Vcs);
Vbeta =
                                      (Vbs-Vcs);
erro[0] = Valpha * cos(fase[0]) + Vbeta * sin(fase[0]);
freq[0] = freq[1] + (Kp_pll + 0.5 * h * Ki_pll) * erro[0] - (Kp_pll -
0.5 * h* Ki_pll) * erro[1];
if( freq[0] < 0.5) freq[0] = 0.5;
if( freq[0] > 1.5) freq[0] = 1.5;
fase[0] = fase[1] + h * 2*pi*60 * freq[0];
if( fase[0] > 6.2832 ) fase[0] = 6.2832;
erro[1] = erro[0];
freq[1] = freq[0];
fase[1] = fase[0];
// Controle de tensao do link-CC -----
erroVp[0] = Vmpp - Vp[0];
Pdc[0] = Pdc[1] + (Kp_dc + 0.5 * h * Ki_dc) * erroVp[0] - (Kp_dc -
0.5 * h* Ki_dc) * erroVp[1];
Idc_ref = Pdc[0]/Vmpp;
erroVp[1] = erroVp[0];
Pdc[1] = Pdc[0];
```

// Amostragem de sinais -----

```
// Transformada de Park -----
Vd = 0.6667 * ( Vas * sin(fase[0]) + Vbs * sin(fase[0] - 2.0944) +
Vcs * sin(fase[0] + 2.0944) );
Vq = 0.6667 * (Vas * cos(fase[0]) + Vbs * cos(fase[0] - 2.0944) +
Vcs * cos(fase[0] + 2.0944));
Id = 0.6667 * ( Ia conv * sin(fase[0]) + Ib_conv * sin(fase[0] -
2.0944) + Ic_conv * sin(fase[0] + 2.0944) );
Iq = 0.6667 * ( Ia_conv * cos(fase[0]) + Ib_conv * cos(fase[0] -
2.0944) + Ic_conv * cos(fase[0] + 2.0944) );
// Calculo de referencias de corrente -----
Id_ref = -1.49*Idc_ref;
Iq ref = 0;
// Controle de Corrente -----
Id_erro[0] = Id_ref - Id;
Vd_control[0] = Vd_control[1] + (Kp_pwm + 0.5 * h * Ki_pwm) *
Id_erro[0] - (Kp_pwm - 0.5 * h * Ki_pwm) * Id_erro[1];
Id_erro[1] = Id_erro[0];
Vd_control[1] = Vd_control[0];
Iq erro[0] = Iq ref - Iq;
Vq control[0] = Vq control[1] + (Kp pwm + 0.5 * h * Ki pwm) *
Iq_erro[0] - (Kp_pwm - 0.5 * h * Ki_pwm) * Iq_erro[1];
Iq erro[1] = Iq erro[0];
Vq_control[1] = Vq_control[0];
// Sinal de modulacao, desacoplamento e feedforward
Decoup = L*2*pi*60*freq[0];
Va_moduladora = (Vd_control[0]+Vd-Decoup*Iq)*sin(fase[0])
                                                              +
(Vq control[0]+Vq+Decoup*Id)*cos(fase[0]);
Vb moduladora = (Vd control[0]+Vd-Decoup*Iq)*sin(fase[0]-2.0944) +
```

```
(Vq_control[0]+Vq+Decoup*Id)*cos(fase[0]-2.0944);
Vc_moduladora = (Vd_control[0]+Vd-Decoup*Iq)*sin(fase[0]+2.0944) +
(Vq_control[0]+Vq+Decoup*Id)*cos(fase[0]+2.0944);
```

// Normalizacao e saida dos sinais de comando PWM

```
y1 = Va_moduladora/(0.5*Vp[0]);
y2 = Vb_moduladora/(0.5*Vp[0]);
y3 = Vc_moduladora/(0.5*Vp[0]);
```