

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

**ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE
UM ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES
ESTÁTICOS PARA SISTEMAS DE CONVERSÃO
DE ENERGIA EÓLICA CONECTADOS À REDE**

TESE DE DOUTORADO

Felipe Bovolini Grigoletto

**Santa Maria, RS, Brasil
2013**

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES ESTÁTICOS PARA SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA CONECTADOS À REDE

Felipe Bovolini Grigoletto

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

Orientador: Prof. Humberto Pinheiro

**Santa Maria, RS, Brasil
2013**

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

Grigoletto, Felipe Bovolini

Análise, Projeto e Implementação de um Arranjo Flexível de Conversores Estáticos para Sistemas de Conversão de Energia Eólica Conectados à Rede / Felipe Bovolini Grigoletto - 2013
195 p.; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria,
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2013

1. Engenharia Elétrica 2. Geração Eólica 3. Conversores em Paralelo I. Pinheiro, Humberto II. Título.

© 2013

Todos os direitos autorais reservados a Felipe Bovolini Grigoletto. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;
Endereço Eletrônico: grigoletto@gmail.com.

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

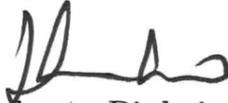
A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado

**ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE
UM ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES
ESTÁTICOS PARA SISTEMAS DE CONVERSÃO
DE ENERGIA EÓLICA CONECTADOS À REDE**

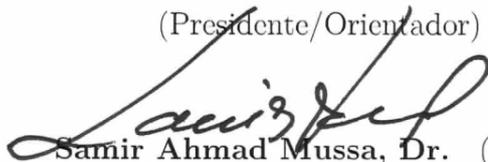
elaborada por
Felipe Bovolini Grigoletto

como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:



Humberto Pinheiro, Ph.D.
(Presidente/Orientador)



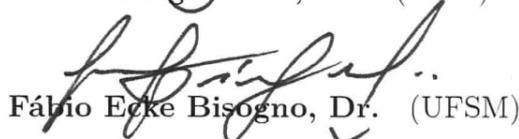
Samir Ahmad Mussa, Dr. (UFSC)



Demercil de Souza Oliveira Junior, Dr. (UFC)



Ivan Jorge Gabe, Dr. (IFRS)



Fábio Ecker Bisogno, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 29 de Julho de 2013

Aos meus pais e a minha noiva pelo apoio, carinho e confiança.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Humberto Pinheiro, pela orientação e atenção dedicada para que este trabalho fosse realizado da melhor forma possível.

Aos professores da banca examinadora, pelas valiosas contribuições que enriqueceram o trabalho.

Aos professores do PPGEE pelas excelentes aulas ministradas.

À Universidade Federal de Santa Maria, juntamente com os profissionais que lutam para uma essa Universidade continue sendo uma instituição pública com ensino e pesquisa de qualidade.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

Aos colegas, aqui deixo meus agradecimentos pela amizade e pelos bons momentos de convivência: Thiago A. Bernardes, Ivan J. Gabe, Jorge R. Massing, Rodrigo Z. Azzolin, Cristiane C. Gastaldini, Rodrigo P. Vieira, Márcio Stefanello, Cassio Baratieri, Luiz A. Maccari Jr., Rafael Z. Scapini, Fernanda Carnielutti, Celso Tischer, Lucas G. Scherer, Jonas R. Tibola, Alexandre T. Pereira, Rodrigo Varella, Rodrigo G. Tonin e Germano Henz. Aos demais colegas e amigos, que deixei de aqui citar, também deixo meus sinceros agradecimentos.

Aos familiares agradeço o apoio em todos os momentos.

À Deus por guiar os meus passos e estar sempre presente em minha vida.

“A verdadeira viagem de descobrimento não consiste em procurar novas paisagens, mas em ter novos olhos.”

Marcel Proust

RESUMO

Tese de Doutorado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES ESTÁTICOS PARA SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA CONECTADOS À REDE

AUTOR: FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 29 de Julho de 2013.

Esta Tese trata da análise, projeto e implementação de um arranjo flexível de conversores estáticos para sistemas de conversão de energia eólica conectados à rede. As principais características do arranjo flexível proposto são: (i) expansão dos limites de capacidade de potência reativa, (ii) alta eficiência, principalmente para condições de baixa velocidade do vento em que a potência ativa é reduzida, (iii) baixo conteúdo harmônico das correntes de saída. O arranjo flexível de conversores possui diversos modos de operação e esta Tese propõe uma metodologia para selecionar os modos de operação redundantes. Dessa forma, o método proposto estima a vida útil dos dispositivos semicondutores de potência a fim de aumentar a confiabilidade do sistema de conversão de energia eólica. Além disso, é proposta uma estratégia de modulação híbrida para conversores estáticos de potência com múltiplas pernas em paralelo acopladas magneticamente. A modulação híbrida proposta traz os benefícios da abordagem vetorial, tais como flexibilidade de escolha de sequências de comutação combinados com abordagem geométrica cuja principal vantagem é a simplicidade de implementação. Como resultado, é possível a obtenção de tensões equivalentes com múltiplos níveis, bem como o equilíbrio das correntes entre as pernas adjacentes do conversor. Para isso, é utilizado o conceito de vetores virtuais, que permitem estabelecer os limites para síntese de tensão a fim de impor o equilíbrio das correntes e evitar a saturação do indutor acoplado. Resultados experimentais são apresentados para validar e demonstrar o bom desempenho do arranjo flexível de conversores e das técnicas de modulação propostas.

Palavras-chave: Engenharia Elétrica, Geração Eólica, Conversores em Paralelo.

ABSTRACT

Doctoral Thesis

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

ANALYSIS, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A FLEXIBLE ARRANGEMENT OF STATIC CONVERTERS FOR WIND GENERATION GRID CONNECTED SYSTEMS

AUTHOR: FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

Place and Date: Santa Maria, June 29st, 2013.

This Thesis deals with the analysis, design and implementation of a flexible arrangement of static converters for grid connected Wind Energy Conversion Systems (WECS). The main features of the proposed flexible arrangement are: (i) expanded reactive power capability limits, (ii) high efficiency mainly under low wind conditions where the active power is reduced, and (iii) low current harmonic content. The proposed arrangement has several operation modes and this Thesis proposes a methodology for selecting the redundant operation modes. This methodology estimates the lifetime of the power semiconductors in order to increase the system reliability of the wind energy conversion system. Furthermore, this Thesis proposes a hybrid modulation strategy for voltage fed converters with multiple parallel magnetically coupled legs. The proposed hybrid modulation strategy combines the benefits of space vector, such as switching sequences flexibility and the simplicity of the modulation based on the geometric approach. As a result, it is possible to obtain multilevel equivalent voltages, as well as the equal sharing among the converter leg currents. In addition, the virtual vector concept is used which leads to the determination of the voltage limits required to impose the equal sharing among the leg currents and to avoid the saturation of the coupled inductor. Experimental results are presented to support the developed analysis demonstrating the performance of the proposed flexible arrangement of converters and the proposed modulation technique.

Keywords: Electrical Engineering, Wind Energy, Parallel Converters.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1.1 – Evolução das turbinas eólicas ao longo das últimas décadas. Fonte: (IEA, 2007) adaptado. | 29 |
| Figura 1.2 – Paralelismo de conversores para WECS (ANDRESEN; BIRK, 2007). | 30 |
| Figura 1.3 – Distribuição de falhas nos principais componentes de turbinas eólicas, segundo Hahn, Durstewitz e Rohrig (2007). | 31 |
| Figura 1.4 – Sistema de conversão de energia eólica com conversores modulares proposto por Hjort (2009). | 32 |
| Figura 1.5 – Sistema com conversores modulares para WECS proposto por Wobben (2005). | 33 |
| Figura 2.1 – Diagrama físico de indutores acoplados: (a) 2 indutores, (b) m indutores. Circuitos magnéticos: (c) 2 indutores, (d) m indutores. | 39 |
| Figura 2.2 – Possibilidades geométricas para o núcleo de indutores acoplados: (a) <i>wheel and spoke</i> , (b) <i>two-ring and column</i> (SCHULTZ; SULLIVAN, 2002). | 40 |
| Figura 2.3 – (a) diagrama do conversor trifásico com pernas em paralelo, (b) modelo para uma fase do conversor, onde $x = \{a, b, c\}$ | 41 |
| Figura 2.4 – Espaços vetoriais para o conversor com duas pernas por fase: (a) V_{eq} e (b) V_c | 46 |
| Figura 2.5 – Sequências de comutação para o conversor com duas pernas por fase: (a) setor $S1_{eq}$, (b) setor $S2_{eq}$ | 47 |
| Figura 2.6 – Diagrama vetorial dos vetores de comutação do espaço V_{eq} para o conversor com três pernas por fase. | 48 |
| Figura 2.7 – Diagramas vetoriais do espaço V_c para cada setor do espaço vetorial V_{eq} : (a) $S1_{eq}$, (b) $S2_{eq}$, (c) $S3_{eq}$ | 48 |
| Figura 2.8 – Vetores virtuais de comutação: (a) setor $S1_{eq}$, (b) setor $S3_{eq}$ | 50 |
| Figura 2.9 – Diagrama vetorial dos vetores de comutação no espaço V_c | 52 |
| Figura 2.10 – (a) Vetor \mathbf{v}_c a ser sintetizado juntamente com os vetores \mathbf{v}_c^μ e \mathbf{v}_c^λ e os vetores limite $\mathbf{v}_c^{\mu L}$, $\mathbf{v}_c^{\lambda L}$ e \mathbf{v}_c^L (b) Conjunto de vetores \mathbf{v}_c em trajetória circular, juntamente com os vetores \mathbf{v}_c^μ e \mathbf{v}_c^λ e valores limites de \mathbf{v}^c , onde $\Delta t_{eq}^2 = \Delta t_{eq}^1$ | 53 |
| Figura 2.11 – Limites para a síntese de \mathbf{v}_c : (a) $\Delta t_{eq}^2 > \Delta t_{eq}^1$, (b) $\Delta t_{eq}^2 < \Delta t_{eq}^1$ | 54 |
| Figura 2.12 – Sequência de comutação para o conversor com três pernas em paralelo por fase para o setor $S1_{eq}$ | 55 |

| | |
|--|----|
| Figura 2.13 – Diagrama da modulação híbrida proposta para conversores com m pernas em paralelo. | 57 |
| Figura 2.14 – Resultados para o conversor com 2 pernas em paralelo por fase: fluxo do indutor acoplado em Wb vezes o número de espiras, setor S_{eq} , tensão modulante v_{ag} , v_{ageq} , v_{ab} | 58 |
| Figura 2.15 – Espectro da tensão de linha para o conversor com duas pernas em paralelo por fase. | 59 |
| Figura 2.16 – Correntes no conversor com duas pernas em paralelo por fase: corrente em uma perna, corrente total da fase a | 59 |
| Figura 2.17 – Espectro das correntes para o conversor com duas pernas em paralelo por fase: corrente em uma perna, corrente total da fase a | 60 |
| Figura 2.18 – Resultados para o conversor com três pernas em paralelo por fase: fluxo do indutor acoplado em Wb vezes o número de espiras, setor S_{eq} , tensão modulante v_{ag} , v_{ageq} e v_{ab} | 61 |
| Figura 2.19 – Espectro das tensões de linha para o conversor com três pernas em paralelo por fase. | 61 |
| Figura 2.20 – Correntes i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} , i_{aT} , para o conversor com três pernas em paralelo por fase. | 62 |
| Figura 2.21 – Espectro harmônico das correntes i_{a1} e i_{aT} para o conversor com três pernas em paralelo por fase. | 62 |
| Figura 2.22 – Correntes i_{a1} , i_{a2} , $i_{a1}-i_{a2}$, tensão v_c e v_{ageq} | 63 |
| Figura 2.23 – Correntes i_{a1} , i_{a2} , $i_{a1}-i_{a2}$, tensão v_c | 64 |
| Figura 2.24 – Correntes i_{aT} , i_{a1} , tensão v_{ageq} e v_{ab} | 64 |
| Figura 3.1 – (a) Circuito elétrico de conversores em paralelo com pernas em paralelo conectados à rede. (b) Representação em diagrama de blocos dos conversores em paralelo com pernas em paralelo. | 68 |
| Figura 3.2 – Modelo elétrico em $\alpha\beta$ com os conversores e indutor equivalente de saída. | 72 |
| Figura 3.3 – Fator de distorção de primeira ordem e distorção harmônica total da tensão equivalente de saída para conversores com pernas em paralelo em função do número de módulos. | 74 |
| Figura 3.4 – Valor de indutância de L_{fG} em p.u.(valores de base: 3 MW e 400V), frequência de comutação de 3 kHz. | 74 |
| Figura 3.5 – Energia associada a L_{fG} ,(valores de base: 3 MW e 400V), frequência de comutação de 3 kHz. | 75 |

| | |
|---|----|
| Figura 3.6 – Padrão PWM e espectro das tensões de linha para a estratégia de modulação híbrida proposta para módulos conversores em paralelo com duas pernas em paralelo por fase: (a) e (b) um módulo, (c) e (d) dois módulos, (e) e (f) três módulos, (g) e (h) quatro módulos. . | 75 |
| Figura 3.7 – Padrão PWM e espectro das tensões de linha para a estratégia de modulação híbrida proposta para módulos conversores em paralelo com 3 pernas em paralelo por fase: (a) e (b) um módulo, (c) e (d) dois módulos, (e) e (f) três módulos, (g) e (h) quatro módulos. | 76 |
| Figura 3.8 – Rendimento elétrico dos conversores em função da potência processada para conversores com três pernas em paralelo, com $P = 3MW$. | 79 |
| Figura 3.9 – Curvas de rendimento em função da potência processada para diversos valores de indutância própria (conversor com duas pernas por fase). | 80 |
| Figura 3.10 – Curvas de rendimento em função da potência processada para diversos valores de indutância de própria (conversor com três pernas por fase). | 80 |
| Figura 4.1 – Limites para a operação de turbinas eólicas conectadas à rede quanto ao processamento de potência ativa e reativa segundo (E.ON., 2008). | 83 |
| Figura 4.2 – Circuito equivalente ao conversor conectado à rede. | 84 |
| Figura 4.3 – Curva de capacidade devido aos limites de tensão. | 85 |
| Figura 4.4 – Limites de potência ativa e reativa para a variação 0,3 a 0,7 p.u da reatância do filtro. | 86 |
| Figura 4.5 – Curvas de capacidade de potência quanto aos limites de tensão, para a variação 1.0 a 1.5 p.u de V_i e $X=0,5$ p.u. | 87 |
| Figura 4.6 – Curvas de capacidade de potência quanto aos limites de corrente, para a variação 0,8 a 1,2 p.u de V_g e $X=0,5$ p.u. | 87 |
| Figura 4.7 – Arranjo flexível de conversores estáticos proposto para WECS. | 88 |
| Figura 4.8 – Modos de operação de um conversor estático de potência duplo. | 89 |
| Figura 4.9 – Curvas de capacidade quanto aos limites de corrente para $n = 3$. . | 93 |
| Figura 4.10 – Curvas de capacidade de potência quanto aos limites de tensão, para $V_g=1$ p.u. , $V_i=1.3$ p.u. e $X=0.6$ p.u. | 94 |
| Figura 4.11 – Escolha dos modos de operação de acordo com o critério da menor número de módulos conversores de potência ativos. | 95 |
| Figura 4.12 – Curvas superiores, inferiores e regiões de histerese para escolha do modo de operação. | 96 |

| | |
|--|-----|
| Figura 4.13 – Unidades de controle local e controle central do arranjo flexível de conversores proposto. | 99 |
| Figura 4.14 – Circuito equivalente de n conversores em paralelo em coordenadas $dq0$ para o modo de operação OM1, (a) coordenada d , (b) coordenada q , (c) coordenada 0. | 102 |
| Figura 4.15 – Circuito equivalente do barramento CC em coordenadas $dq0$ | 102 |
| Figura 4.16 – Malha de controle simplificada para v_{cc}^2 | 104 |
| Figura 4.17 – Controladores de corrente de eixo direto e quadratura para o conversor do lado da rede e controlador do barramento CC. | 106 |
| Figura 4.18 – Controle das correntes do PMSG em eixos síncronos. | 107 |
| Figura 4.19 – Diagrama de controle das correntes de sequência zero. | 108 |
| Figura 4.20 – Circuito equivalente de sequência zero para os diferentes modos de operação: (a) OM1, (b) OM2, (c) OM12. | 109 |
| Figura 4.21 – Resposta em frequência do controle das correntes de sequência zero para os modos de operação da Figura 4.20, $i_{0G1}(s)/i_{ref}(s)$ | 109 |
| Figura 4.22 – Rejeição de distúrbio em malha fechada da estratégia de controle das correntes de sequência zero, $i_{0G1}(s)/u_{dist}(s)$ | 110 |
| Figura 4.23 – Diagrama de blocos da modulação proposta. | 111 |
| Figura 4.24 – Representação em diagrama de blocos de um controlador PI digital. | 112 |
| Figura 4.25 – Curvas $Q_T \times v_G$, para três diferentes relações entre potência de curto-circuito da rede e potência nominal, $S_k=5,8$ e 18. | 115 |
| Figura 4.26 – Diagrama ilustrativo das etapas de operação do módulo conversor de potência. | 117 |
| Figura 5.1 – Distribuição de Rayleigh para diferentes valores de velocidade média anual v_a | 124 |
| Figura 5.2 – Curvas de potência mecânica P_m e potência ótima $P_{m_{opt}}$ em função da velocidade mecânica para diferentes velocidades do vento. | 127 |
| Figura 5.3 – Regiões de operação de uma turbina eólica. | 128 |
| Figura 5.4 – Modelo térmico de unidimensional de semicondutores. | 128 |
| Figura 5.5 – Temperatura de junção T_j do IGBT em função da potência processada por um módulo conversor de 1MW. | 129 |
| Figura 5.6 – Exemplo de histórico de variações de amplitude segundo (ASTME1049-85, 2011). | 131 |
| Figura 5.7 – Número de ciclos para falhas N_f em função de ΔT_j | 132 |
| Figura 5.8 – Série temporal de vento $v_a = 8$ m/s, $k_\sigma=0,16$, $L=650$ | 134 |

| | |
|---|-----|
| Figura 5.9 – Potência em p.u. absorvida pela turbina. | 134 |
| Figura 5.10 – Fração de dano dos módulos semicondutores de potência utilizando a metodologia proposta. | 135 |
| Figura 5.11 – Fração de dano dos módulos semicondutores de potência, onde não são explorados de forma adequada a utilização dos modos redundantes. | 135 |
| Figura 5.12 – Fração de dano dos módulos semicondutores de potência com utilização aleatória dos modos de operação redundantes. | 136 |
| Figura 6.1 – Foto da bancada experimental. | 139 |
| Figura 6.2 – Foto da unidade 1 da bancada experimental: (a) Frente, (b) Verso. . | 140 |
| Figura 6.3 – Resultados experimentais para o arranjo flexível proposto nos modos de operação: OM5, OM6, OM7, OM8. | 142 |
| Figura 6.4 – Resultados experimentais para o arranjo flexível proposto nos modos de operação: OM2, OM4 e OM3. | 143 |
| Figura 6.5 – Resultados experimentais para o arranjo flexível proposto nos modos de operação OM2 e OM1. | 144 |
| Figura 6.6 – Resultados experimentais para potência ativa para o arranjo de conversores proposto no modo de operação OM1. | 144 |
| Figura 6.7 – Transição entre os modos de operação OM1 e OM3. | 144 |
| Figura 6.8 – Transitório de partida do conversor conectado à rede: Tensão do barramento CC, Correntes do conversor | 145 |
| Figura 6.9 – Tensão do barramento CC e correntes do conversor conectado à rede no modo de operação OM2. | 145 |
| Figura 6.10 – Rejeição de distúrbio pelo controlador de corrente circulante de sequência zero. | 146 |
| Figura 6.11 – Correntes de saída do conversores conectado à rede i_{aG1} e i_{aG2} e a corrente total do lado da rede i_{aGT} . (a) Modo OM5, (c) Modo OM6, (d) Modo OM7. Espectro da corrente do lado da rede i_{aGT} e da corrente i_{aG1} . (b) Modo OM5, (d) Modo OM6, (f) Modo OM7. | 147 |
| Figura A.1 – Modelo elétrico dos conversores conectados em paralelo. | 162 |
| Figura A.2 – Modelo elétrico dos conversores em paralelo em coordenadas $\alpha\beta 0$, (a) coordenada α , (b) coordenada β , (c) coordenada 0. | 168 |
| Figura A.3 – Modelo elétrico dos conversores em paralelo em coordenadas $dq0$, (a) coordenada d , (b) coordenada q , (c) coordenada 0. | 170 |
| Figura B.1 – Modelo do do Gerador síncrono de ímãs permanentes. | 171 |

| | |
|--|-----|
| Figura B.2 – Referenciais abc e dq para o PMSG..... | 173 |
| Figura B.3 – Circuito equivalente dq do gerador síncrono de ímã permanente. | 175 |
| Figura B.4 – Circuito equivalente em coordenadas abc dos conversores do lado do gerador. | 176 |
| Figura B.5 – Circuito equivalente em coordenadas dq de conversores em paralelo junto com o PMSG..... | 178 |
| Figura C.1 – Seleção dos modos de operação para o arranjo flexível com $n = 2$. .. | 180 |
| Figura A.1 – Diagrama de blocos do método por estrutura de referência síncrona de sequência positiva normalizada. | 186 |
| Figura C.1 – Possíveis estados de operação de uma perna do conversor: (a) $s = 1$ e $i_x > 0$, (b) $s = 1$ e $i_x < 0$, (c) $s = 0$ e $i_x > 0$, (d) $s = 0$ e $i_x < 0$, onde $s = s_1 = \overline{s_2}$ | 190 |
| Figura C.2 – Tensão de saturação para FZ600R12KE3 ($T_j = 125C^\circ$): (a) IGBT, (b) Diodo..... | 193 |
| Figura C.3 – Energia perdida em comutação de $turn-on$, $turn-off$ e recuperação reversa do diodo FZ600R12KE3 ($T_j = 125C^\circ$)..... | 193 |
| Figura C.4 – Tensão de saturação para FZ800R12KE3 ($T_j = 125C^\circ$): (a) IGBT, (b) Diodo..... | 194 |
| Figura C.5 – Energia perdida em comutação de $turn-on$, $turn-off$ e recuperação reversa do diodo FZ800R12KE3 ($T_j = 125C^\circ$)..... | 195 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-----|
| Tabela 2.1 – Vetores de comutação para um conversor com duas pernas em paralelo por fase. | 45 |
| Tabela 2.2 – Vetores de comutação para o conversor com três pernas em paralelo por fase. | 48 |
| Tabela 2.3 – Vetores de comutação \mathbf{v}^A e \mathbf{v}^B dos setores do espaço vetorial V_{eq} | 49 |
| Tabela 2.4 – Sequência de comutação para um conversor com três pernas em paralelo por fase. | 55 |
| Tabela 3.1 – Limite de corrente harmônicas segundo a <i>Std.</i> IEEE 1547. | 67 |
| Tabela 4.1 – Modos de operação do arranjo flexível proposto com três conversores duplos em paralelo ($n=3$). | 90 |
| Tabela 4.2 – Definição das referências de potência para todos os modos de operação do arranjo proposto para $n=3$ | 98 |
| Tabela 4.3 – Atribuição de tamanho às variáveis envolvidas na comunicação entre unidade central e unidades locais. | 117 |
| Tabela 5.1 – Constantes do coeficiente de desempenho. | 127 |
| Tabela 5.2 – Dados resultantes do algoritmo <i>Rainflow</i> segundo (ASTME1049-85, 2011). | 131 |
| Tabela 6.1 – Dados da bancada experimental. | 141 |
| Tabela C.1 – Modos de operação do arranjo flexível de conversores proposto ($n=2$). ... | 180 |
| Tabela C.2 – Definição das referências de potência para todos os modos de operação do arranjo flexível proposto ($n=2$). | 182 |
| Tabela C.3 – Coeficientes dos polinômios de aproximação para cálculo das perdas do módulo FZ600R12KE3. | 194 |
| Tabela C.4 – Coeficientes dos polinômios de aproximação para cálculo das perdas do módulo FZ800R12KE3. | 195 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|------|---|
| AEP | Produção anual de energia |
| CC | Corrente contínua |
| CA | Corrente alternada |
| CPU | Unidade Central de Processamento |
| DSP | Processador digital de sinais |
| GA | Modulação geométrica |
| IGBT | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> |
| PCC | Ponto de conexão comum |
| PI | Proporcional-integral |
| PLL | <i>Phase-Locked Loop</i> |
| PMSG | <i>Permanent magnet synchronous generator</i> -Gerador síncrono de ímãs permanentes |
| p.u. | Por unidade |
| PWM | <i>Pulse-width modulation</i> -modulação por largura de pulso |
| SV | <i>Space vector modulation</i> -modulação vetorial |
| WECS | <i>wind energy conversion systems</i> -sistemas de conversão de energia eólica |
| ZSCC | <i>Zero sequence circulating current</i> -correntes circulantes de sequência zero |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|-----------------|---|
| abc | Sistema de coordenadas de referencial estacionário |
| $\alpha\beta 0$ | Sistema de coordenadas de referencial estacionário |
| $\beta 0$ | Angulo de passo das pás |
| C | Capacitância dos capacitores do barramento CC |
| C_T | Capacitância equivalente do barramento CC |
| C_p | Coefficiente de potência |
| dq | Sistema de coordenadas de referencial síncrono |
| D | Frações de dano |
| D_T | Somatório dos frações de danos |
| f_v | Função distribuição de probabilidade |
| f_r | Função distribuição de probabilidade de Rayleigh |
| G | Relação da caixa de engrenagens |
| G_{MFcc} | Função de transferência de malha fechada do controlador do barramento CC e planta |
| G_{MFi} | Função de transferência de malha fechada do controlador das correntes em eixos síncronos e planta |
| Hz | Hertz |
| i_d | Corrente de eixo direto |
| i_q | Corrente de eixo em quadratura |
| j | j-ésima perna de um conversor |
| k | Instante de amostragem |
| K_{Ic} | Ganho integral do controlador da tensão do barramento CC |
| K_{Ii} | Ganho integral do controlador das correntes em eixos síncronos |
| k_b | Constante de Boltzmann |
| K_F | Ganho do filtro de Von Karman |
| K_{opt} | Constante ótima de conjugado |
| L | Comprimento de turbulência |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|-------------------|---|
| λ | Velocidade da ponta da pá |
| λ_{opt} | Velocidade da ponta da pá ótima |
| M | Indutância Mútua |
| μ | Permeabilidade magnética |
| m | Número de pernas em paralelo de um conversor |
| N_b | Número de faixas ou bins |
| N_e | Número de espiras |
| N_f | Número de ciclos para falhas |
| n_f | Número de ciclos térmicos |
| N_h | Número de horas em uma ano |
| P | Potência ativa |
| Φ | Fluxo magnético |
| P_m | Potência mecânica extraída do vento |
| P_{mopt} | Potência mecânica ótima |
| Q | Potência reativa |
| R_o | Raio das pás da turbina eólica |
| \Re | Relutância de um caminho magnético |
| ρ | Densidade atmosférica |
| R_{jc} | Resistência de junção-encapsulamento |
| R_{c-h} | Resistência de encapsulamento-dissipador |
| R_{h-a} | Resistência de encapsulamento-ambiente) |
| \mathbf{T}_{dq} | Matriz de transformação de coordenadas $\alpha\beta$ para dq |
| $TPER$ | Valor de contagem do contador up-down |
| T_S | Período de atualização da lei de controle |
| $T_{\alpha\beta}$ | Matriz de transformação de coordenadas abc para $\alpha\beta$ |
| T_F | Constante de tempo do filtro de Von Karman |
| T_m | Conjugado mecânica |
| T_{c-max} | Temperatura máxima de encapsulamento |
| T_{j-max} | Temperatura de junção |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|-----------------------------|--|
| T_j | Temperatura máxima de junção |
| u_d | Tensão de eixo direto produzida pelo conversor |
| u_q | Tensão de eixo em quadratura produzida pelo conversor |
| V | Espaço tensões das pernas do conversor |
| v_{abc} | Vetor formado pelas tensões em coordenadas abc |
| v_{cc} | Tensão do barramento CC |
| v_{ccr} | Tensão do barramento CC de referência |
| v_d | Tensão de eixo direto |
| v_g | Sinal modulante |
| \mathbf{v}_{l-l} | Vetor formado pelas tensões de linha de sequência positiva |
| $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}$ | Vetor formado pelas tensões em coordenadas $\alpha\beta$ de sequência positiva |
| v_q | Tensão de eixo em quadratura |
| v_ω | Velocidade instantânea do vento |
| ω | Frequência angular |
| ω_t | Velocidade da turbina eólica |
| ω_m | Velocidade do eixo do gerador |
| x_c | Estado associado ao controlador da tensão do barramento CC |

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

| | |
|--|-----|
| Apêndice A – Equações de estado da planta constituída de conversores, filtro L e rede | 161 |
| Apêndice B – Equações de estado da planta constituída de conversores, filtro L e gerador | 171 |
| Apêndice C – Arranjo Flexível proposto com dois conversores duplos .. | 179 |
| Anexo A – Sincronização dos conversores estáticos com a rede elétrica | 184 |
| Anexo B – Projeto dos controladores PI de corrente | 187 |
| Anexo C – Determinação das perdas em dispositivos semicondutores de potência | 190 |

SUMÁRIO

| | |
|---|----|
| 1 Introdução | 26 |
| 1.1 Introdução geral | 26 |
| 1.2 Revisão Bibliográfica | 28 |
| 1.2.1 Indutores acoplados e estratégias de modulação | 34 |
| 1.3 Objetivos e contribuições da Tese | 36 |
| 1.4 Organização da Tese | 37 |
| 2 Estratégia de modulação híbrida para conversores com pernas em paralelo | 38 |
| 2.1 Introdução | 38 |
| 2.2 Modelo magnético de indutores acoplados | 39 |
| 2.3 Conversor com pernas em paralelo | 40 |
| 2.4 Estratégia de Modulação Híbrida para Conversores com Múltiplas Pernas em Paralelo | 42 |
| 2.4.1 Descrição da modulação vetorial | 43 |
| 2.4.2 Definição do espaço V_{eq} | 43 |
| 2.4.3 Definição do espaço V_c | 44 |
| 2.4.4 Conversores trifásicos com duas pernas por fase | 45 |
| 2.4.4.1 Determinação da duração dos vetores do espaço V_{eq} e V_c | 46 |
| 2.4.4.2 Definição das sequências de comutação para o conversor com duas pernas por fase | 47 |
| 2.4.5 Conversores trifásicos com três pernas por fase | 47 |
| 2.4.5.1 Setor $S1_{eq}$ do espaço V_{eq} | 49 |
| 2.4.5.2 Setor $S3_{eq}$ do espaço V_{eq} | 50 |
| 2.4.5.3 Setor $S2_{eq}$ do espaço V_{eq} | 51 |
| 2.4.6 Definição das sequências de comutação para o conversor com três pernas por fase | 54 |
| 2.5 Descrição da modulação com abordagem geométrica | 55 |
| 2.6 Equilíbrio das correntes das pernas adjacentes do conversor | 56 |

| | |
|--|-----------|
| 2.7 Resultados de simulação | 57 |
| 2.7.1 Conversor com duas pernas em paralelo por fase | 58 |
| 2.7.2 Conversor com três pernas em paralelo por fase | 60 |
| 2.8 Resultados experimentais | 63 |
| 2.9 Sumário | 65 |
| 3 Conversores em paralelo com pernas em paralelo com in- dutores de acoplamento | 66 |
| 3.1 Introdução | 66 |
| 3.2 Determinação do indutor de Filtro de saída para n conversores em paralelo com m pernas em paralelo | 67 |
| 3.2.1 Determinação do circuito equivalente | 67 |
| 3.2.2 Determinação do indutor L_{fG} baseado no circuito equivalente | 72 |
| 3.2.3 Análise comparativa do valor de indutância do filtro de saída para múltiplos conversores com pernas em paralelo | 73 |
| 3.3 Análise do rendimento de conversores em paralelo com múltiplas pernas em paralelo | 77 |
| 3.3.1 Análise de perdas dos dispositivos semicondutores | 77 |
| 3.3.2 Curvas de rendimento para conversores em paralelo com pernas em paralelo | 78 |
| 3.3.3 Estudo do Indutor acoplado frente às perdas dos semicondutores de potência | 79 |
| 3.3.3.1 Exemplo de determinação da indutância mútua | 80 |
| 3.4 Sumário | 80 |
| 4 Arranjo flexível de conversores proposto | 82 |
| 4.1 Introdução | 82 |
| 4.2 Capabilidade de potência de conversores conectados à rede | 83 |
| 4.2.1 Limites de tensão dos conversores | 84 |
| 4.2.1.1 Limite de tensão dos conversores devido à reatância do filtro | 85 |
| 4.2.1.2 Limite devido à tensão do barramento CC | 86 |
| 4.2.2 Limites de corrente | 86 |
| 4.3 Sistema de conversão de energia eólica proposto | 88 |
| 4.3.1 Limites de corrente dos conversores | 92 |

| | |
|---|------------|
| 4.3.2 Limites de tensão dos conversores | 93 |
| 4.3.3 Seleção dos modos de operação | 94 |
| 4.3.4 Definição das referências de potência | 96 |
| 4.4 Controle do arranjo flexível proposto | 99 |
| 4.4.1 Unidade de controle central | 99 |
| 4.4.2 Unidade de controle local | 100 |
| 4.4.3 Circuito equivalente em coordenadas $dq0$ do arranjo flexível proposto | 101 |
| 4.4.4 Controle das correntes do lado da rede | 102 |
| 4.4.5 Controle da tensão do barramento CC | 103 |
| 4.4.6 Controle das correntes do lado do gerador | 106 |
| 4.4.7 Controle das correntes circulantes de sequência zero | 107 |
| 4.4.8 Estratégia de modulação | 110 |
| 4.5 Implementação discreta dos controladores | 111 |
| 4.6 Análise da contribuição do arranjo flexível proposto para restauração da tensão no ponto de conexão com a rede | 112 |
| 4.7 Operação do arranjo flexível de conversores | 115 |
| 4.7.1 Comunicação entre unidade central e unidades locais | 116 |
| 4.7.2 Frame de dados da comunicação | 116 |
| 4.7.3 Operação do módulo conversor duplo de potência | 117 |
| 4.7.3.1 Conexão de um módulo conversor (G) à rede | 118 |
| 4.7.3.2 Desconexão de um módulo (G) à rede | 118 |
| 4.7.3.3 Conexão de um módulo (M) ao gerador | 118 |
| 4.7.3.4 Desconexão de um módulo (M) do gerador | 119 |
| 4.7.3.5 Conexão de um módulo (M) à rede quando o conversor (G) está desabilitado | 119 |
| 4.7.3.6 Conversor (M) é desconectado do gerador e conectado à rede | 119 |
| 4.7.3.7 Conversor (M) é desconectado da rede e é conectado ao gerador | 119 |
| 4.8 Sumário | 120 |
| 5 Escolha dos modos redundantes de operação do arranjo flexível de conversores | 121 |
| 5.1 Introdução | 121 |

| | |
|--|-----|
| 5.2 Estimativa da vida útil de módulos semicondutores de potência | 122 |
| 5.2.1 Síntese de séries temporais de vento | 123 |
| 5.2.1.1 Distribuição de Rayleigh | 123 |
| 5.2.1.2 Modelo de turbulência | 124 |
| 5.2.2 Modelo estático da turbina | 125 |
| 5.2.3 Obtenção da temperatura de junção dos semicondutores | 128 |
| 5.2.4 Algoritmo <i>Rainflow</i> para a contagem de ciclos e meio-ciclos térmicos | 129 |
| 5.2.5 Testes de <i>Power Cycling</i> | 130 |
| 5.2.6 Regra de <i>Palmegren-Miner</i> | 132 |
| 5.2.7 Resultados | 133 |
| 5.3 Sumário | 137 |
| 6 Resultados experimentais a partir do arranjo flexível de conversores | 138 |
| 6.1 Introdução | 138 |
| 6.2 Bancada experimental | 139 |
| 6.3 Resultados experimentais | 140 |
| 6.4 Sumário | 148 |
| 7 Considerações Finais | 149 |
| 7.1 Conclusão geral | 149 |
| 7.2 Proposta para trabalhos futuros | 151 |
| 7.3 Publicações | 151 |
| Referências | 153 |
| Apêndices | 160 |
| Anexos | 183 |

1 INTRODUÇÃO

1.1 Introdução geral

A dependência da energia elétrica pela sociedade cresceu significativamente ao longo das últimas décadas. Esse aumento foi impulsionado principalmente pelo crescimento populacional e o avanço dos setores ligados à produção de bens e serviços. Por sua vez, o crescimento econômico, bem como a evolução dos processos industriais têm resultado cada vez mais em produtos e soluções que dependem do uso da energia elétrica.

Atualmente, a matriz energética mundial é bastante diversificada, apesar disso cerca de 59% da energia mundial ainda é proveniente de fontes não renováveis tais como o petróleo e o carvão (IEA, 2007). Como é de amplo conhecimento, a utilização destes recursos resulta em liberação de gases poluentes ao meio ambiente. Por outro lado, a participação percentual das fontes renováveis na produção de energia mundial ainda é pequena, cuja as principais formas podem ser citadas: hidráulica (2,2%), eólica (0,064%) e solar (0,039%). Além disso, existe uma parcela de energia proveniente de fontes nucleares (7%), em cujo tipo de geração há a preocupação com futuros problemas relacionados ao armazenamento de resíduos nucleares, além do descontentamento popular com respeito à segurança em virtude do recente acidente nuclear na cidade japonesa de Fukushima.

O avanço tecnológico atual têm contribuído para a redução dos custos relacionados à geração provenientes de fontes renováveis, colocando principalmente a geração eólica, em posição de competir com os sistemas de geração convencionais (HEIER, 2006). Dessa forma, mesmo que o percentual de utilização de fontes renováveis, em que está incluída a energia eólica ainda seja pequeno, comparado com as formas de geração provenientes de combustíveis fósseis, esse tipo de geração possui um futuro promissor a curto prazo. No final de 2011, a potência instalada proveniente de turbinas eólicas em nível mundial era em torno de 240 GW, sendo previsto para os próximos cinco anos a instalação de cerca de 270 GW em novas turbinas (CGEE, 2012).

Durante a década de 80 e início da década de 90, a Europa foi considerada a vanguarda mundial em termos de inserção de energia eólica, contudo atualmente países como a China e Estados Unidos vêm se destacando, tanto em potência instalada, como em

tecnologia com empresas que a cada dia aumentam sua já significativa parcela no mercado. Como exemplo, pode-se citar a China, que somente no ano de 2011 instalou 44% do total mundial e detém aproximadamente 26% da potência instalada total acumulada no setor de energia eólica.

A base da matriz energética brasileira é predominantemente hidrelétrica, que constitui uma fonte renovável de energia (ANEEL, 2008). Entretanto, os grandes potenciais hidráulicos estão se tornando cada vez mais raros e situados em locais remotos. Assim, essa fonte de energia pode apresentar dificuldades para a obtenção de licenciamento, devido ao impacto provocado pela área alagada das barragens, além da necessidade de longas linhas de transmissão até os principais centros de consumo. Isso têm impulsionado a inserção de outras fontes energéticas, sendo que principalmente a eólica vem ganhando destaque no cenário nacional nos últimos anos.

O aproveitamento da energia eólica no Brasil foi impulsionada com a criação do Proinfa (Programa de Incentivo às fontes Alternativas de Energia Elétrica) no ano de 2004. Este programa proveu a contratação de 1,4 GW, que foi implementada gradualmente durante a década passada. A partir do ano de 2009, por meio de leilões específicos para fontes alternativas, a energia eólica passou a ser comercializada no ambiente regulado. Nestes contratos foram estabelecidos índices de participação nacional nos empreendimentos, a fim de atrair investidores no nosso país.

Atualmente, no Brasil, a potência instalada oriunda dos ventos gira em torno de 1,9 GW (junho/2013) (EPE, 2013), sendo que a partir de 2013 estima-se um acréscimo de 2 GW por ano e ainda projeta-se que o nosso país ocupe a 5^a posição mundial em 2016 em capacidade instalada. Com relação aos custos energéticos, o leilão de energia A-5/2011 resultou na contratação de 976 MW proveniente de fonte eólica e obteve um preço médio de R\$ 105 por MWh. Para se traçar um comparativo com outra fonte de energia, a usina hidrelétrica de Belo Monte, localizada no rio Xingu no Estado do Pará, foi concedida a empresa que ofertou R\$ 77,97 por MWh. Esta usina possui 11 GWh de capacidade instalada (EPE, 2011).

Contudo, apesar do grande potencial de crescimento de mercado, o contexto nacional da indústria de energia eólica apresenta baixa tecnologia desenvolvida e reduzida mão de obra qualificada, que atenda as demandas do país (CGEE, 2012). Dessa forma, ainda existe a necessidade de maiores investimentos tanto por parte do poder público, quanto do privado, para que a indústria nacional possa dar suporte à exploração do grande potencial eólico do nosso país.

1.2 Revisão Bibliográfica

Em relação à tecnologia de aerogeradores, basicamente existem aqueles em que o gerador é conectado diretamente à rede, e aqueles que são conectados por meio de conversores estáticos de potência. Neste sentido, os conversores estáticos de potência constituem a forma mais eficiente de realizar a interface entre o sistema de geração eólica e a rede elétrica. Além disso, as topologias de geradores eólicos de velocidade variável são as mais utilizadas pela indústria, cujos conversores estáticos processam toda ou parte da energia entregue à rede elétrica. Mais especificamente, os sistemas de geração em que os conversores de potência processam toda a energia apresentam a vantagem de desacoplar as dinâmicas associadas à rede daquelas associadas ao gerador (BLAABJERG; LISERRE; MA, 2012). Além disso, nesta categoria estão sendo empregados principalmente geradores síncronos de ímãs permanentes, *PMSG-Permanent Magnet Synchronous Generator*, que comparados com demais tipos de geradores apresentam elevada relação entre densidade de potência e peso (KRISHMAN, 2010).

Por outro lado, as potências de turbinas eólicas tem crescido e alcançado algumas unidades de megawatts. Isto se deve, principalmente, à redução de custos de produção visando tornar a geração de energia elétrica a partir dos ventos competitiva com as demais fontes (HEIER, 2006). A Figura 1.1 mostra a evolução das potências das turbinas eólicas ao longo dos anos. Projetos de grandes turbinas eólicas são resultado de uma grande combinação de requisitos em termos de eficiência, de produção de energia, acesso, confiabilidade, transporte e armazenamento, instalação, suporte entre outros. O projeto de turbinas com potências próximo a 20 MW, utilizando os conceitos de projeto existentes, é atualmente avaliado como economicamente inviável. Dentre diversos fatores que impossibilitam este projeto, podem ser citados: estrutura grande e pesada, resultando em transporte e instalação inviáveis devido aos cais e guindastes atuais. Para tais projetos são necessários novos estudos de materiais mais leves e resistentes (BEURSKENS, 2011).

Geralmente os sistemas de conversão de energia eólica operam em baixas tensões (400 V, 690 V), por consequência as correntes envolvidas podem superar a capacidade dos semicondutores de potência disponíveis. Desta forma, a medida que as potências das turbinas eólicas aumentam, é interessante se obter sistemas que dividam a corrente proveniente do sistema de geração.

Diversas alternativas para aumentar a capacidade de corrente de conversores estáticos têm sido propostas na literatura. Dentre elas podem ser citadas: (i) interruptores semicondutores de potência em paralelo (HOFER-NOSER; KARRER, 1999), (MUSUMECI et al., 2002), (NELSON; VENKATARAMANAN; BEIHOFF, 2002), (ii) unidades conversoras em paralelo (BIRK; ANDRESEN, 2007), (LIANGLIANG; LAN; YANGGUANG, 2003), (YE et al., 2002), e (iii) pernas em paralelo (JASKULSKI; PINHEIRO; MARIOTTO, 2007), (GABE et al., 2007). No caso de interruptores de potência em paralelo,

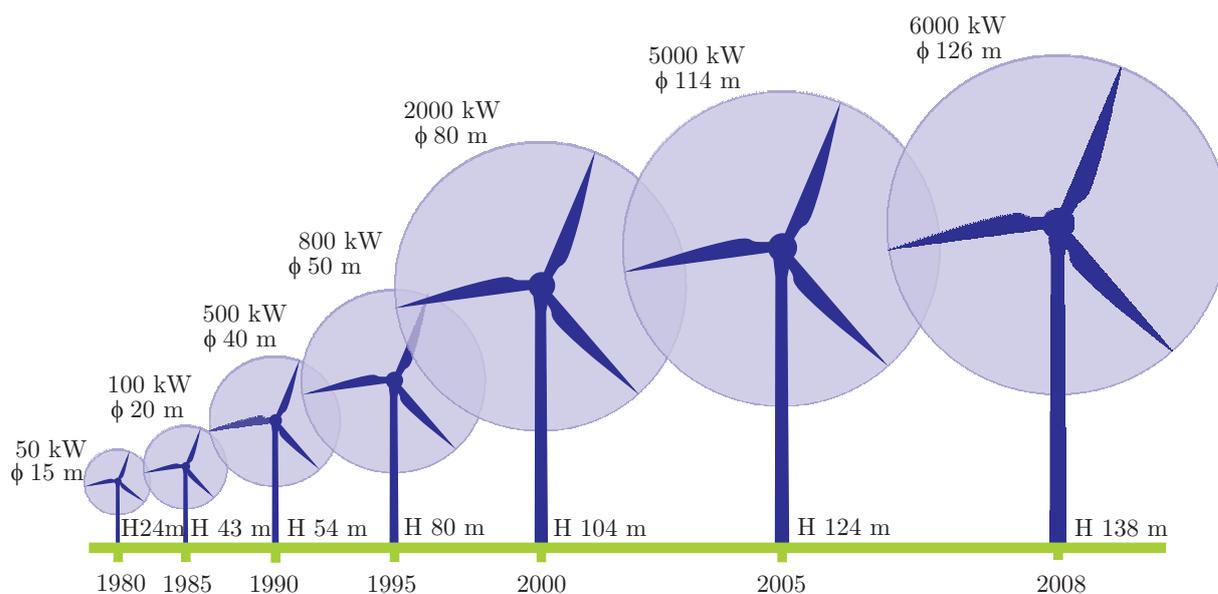


Figura 1.1 – Evolução das turbinas eólicas ao longo das últimas décadas. Fonte: (IEA, 2007) adaptado.

as diferenças paramétricas entre os semicondutores podem acarretar em distribuição de corrente desiguais, causando perdas adicionais nos mesmos. No caso de unidades conversoras em paralelo, podem surgir correntes de sequência zero. Tal efeito pode ser evitado isolando as unidades, seja com barramentos CC distintos (LEE et al., 1998), por meio de transformadores com múltiplos secundários (JI; SUL, 1999) ou controlando ativamente tais correntes (YE et al., 2002).

Por outro lado, os sistemas de geração conectados a rede por meio de conversores estáticos, devem respeitar os limites de emissão de harmônicas existentes em normas internacionais, por exemplo (IEEE-1547, 2003), (IEC-61400-21, 2008), bem como os requisitos de acesso das concessionárias ou operadores de redes elétricas em que a turbina será conectada. Esses limites devem ser respeitados, pois os componentes harmônicos podem causar um sobreaquecimento em transformadores, além de interferências em outros equipamentos eletrônicos conectados à rede. É importante salientar que o cancelamento harmônico das correntes injetadas na rede pode ser obtido com unidades conversoras em paralelo (CASABLANCA; SUN, 2006), (KAMEL; ORTMEYER, 1989) ou pernas em paralelo por meio de uma estratégia de modulação apropriada, além do projeto adequado dos filtros de saída.

Além disso, a modularidade é relevante ao sistema de conversão de energia eólica, visto que o fator de capacidade da turbina eólica é tipicamente baixo, em torno de 0,3. Pode-se, portanto, utilizar módulos conversores em paralelo para maximizar a curva de eficiência, principalmente em operação com baixas velocidades do vento. Para tanto, o número de módulos ativos pode ser proporcional à potência gerada, ou seja, quanto maior a potência disponibilizada pela turbina, maior é o número de unidades ativas (GONZA-

LEZ; ANDRESEN; BIRK, 2008). Esses aspectos resultam em maiores rendimentos, pois cada conversor opera próximo ao seu rendimento nominal.

Em (ANDRESEN; BIRK, 2007) é apresentado um sistema de conversão de energia eólica que utiliza seis conversores em paralelo, representado na Figura 1.2. O paralelismo de conversores trouxe um aumento da eficiência, além do cancelamento de componentes harmônicos na corrente injetada na rede. Assim, os resultados mostraram uma redução nas perdas do sistema de conversão de aproximadamente 0,15-0,2% da produção anual de energia.

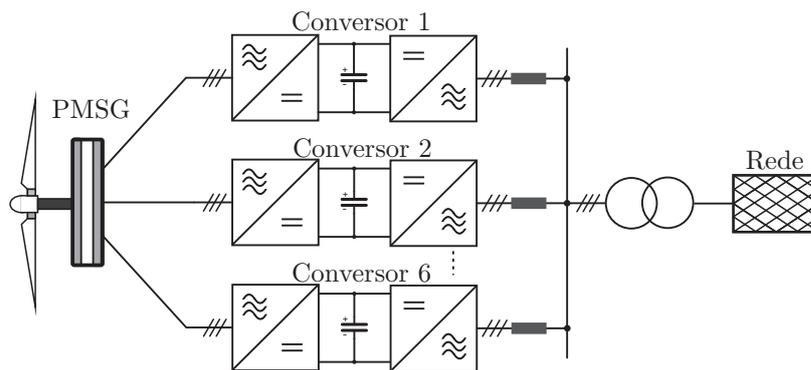


Figura 1.2 – Paralelismo de conversores para WECS (ANDRESEN; BIRK, 2007).

Em sistemas de geração eólica, é importante que se disponha de alta confiabilidade e tolerância a falhas. A modularidade é outro fator desejável, pois na ocorrência de falhas em um conversor, o tempo gasto para a reposição é menor e a disponibilidade do componente padrão é facilitada (ANDRESEN; BIRK, 2007), (ZHANG; ZAIN, 2010). Além disso, uma vez que ocorra uma falha em algum módulo, o sistema ainda será capaz de suprir uma parcela da potência gerada, visto que haverá outras unidades em funcionamento.

Em sistemas de geração eólica os requisitos de vida útil são bastante restritivos, e isto está associado aos serviços de manutenção que consistem na substituição de peças para evitar a parada de produção de energia. Os serviços de manutenção de turbinas eólicas, principalmente *offshore*, são extremamente onerosos e demorados (HJORT, 2009), assim uma adequada programação da manutenção preventiva é desejada. Isso implica que se ocorrer uma falta em um equipamento de uma instalação *offshore*, é extremamente vantajoso que a turbina eólica continue conectada produzindo energia até a próxima manutenção programada.

É importante salientar ainda, que a vida útil de uma turbina eólica depende dos fatores construtivos dos diversos componentes. Comumente, uma turbina eólica é projetada para ter vida útil de aproximadamente 20 anos. Contudo, durante esse período, avarias imprevistas resultam em paradas de operação, mesmo com a manutenção preventiva regular. Em (HAHN; DURSTEWITZ; ROHRIG, 2007) são reportadas as principais falhas decorrentes do monitoramento de 1500 turbinas eólicas de diferentes conceitos, du-

rante o período de 15 anos, instaladas em diversas regiões da Alemanha. A Figura 1.3 apresenta os resultados desta análise, em que existe um significativo percentual de falhas nos sistemas elétricos intrínsecos às turbinas eólicas. Cabe ressaltar que nesta categoria estão incluídos os conversores estáticos de potência.

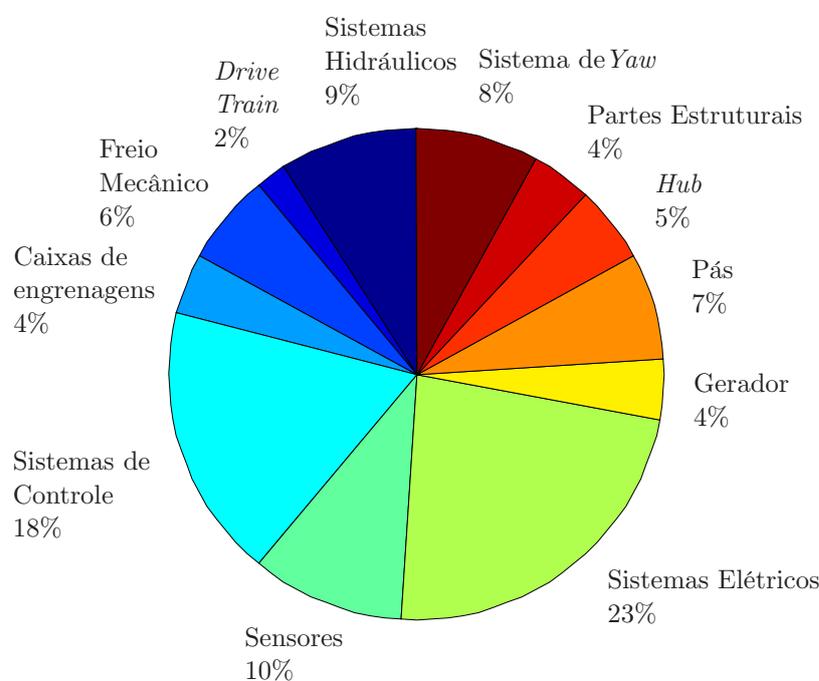


Figura 1.3 – Distribuição de falhas nos principais componentes de turbinas eólicas, segundo Hahn, Durstewitz e Rohrig (2007).

Com relação ao conversor estático de potência, sua vida útil está fortemente relacionada com os ciclos térmicos, aos quais a junção dos dispositivos semicondutores estão submetidos. Esta variação térmica provoca esforços mecânicos nas conexões e pontos de solda do encapsulamento (THEBAUD et al., 2000), estabelecendo limites de duração dos dispositivos. Estudos associados à tecnologia de semicondutores (HELD et al., 1997), por meio de testes em laboratório, derivaram curvas que predizem a duração aproximada dos dispositivos sob determinados ciclos térmicos. Em sistemas de conversão de energia eólica, que utilizam conversores em paralelo, os módulos conversores podem atingir o final de suas vidas úteis em momentos muito distintos, assim uma estimativa prévia do envelhecimento, é de grande utilidade para buscar equivalência destes eventos. Com o objetivo de reduzir as variações térmicas dos dispositivos semicondutores de potência, é investigada em Ma, Liserre e Blaabjerg (2013) a troca de potência reativa entre os diferentes módulos conversores, resultando assim em um aumento da confiabilidade do sistema de conversão de energia eólica.

Por outro lado, como a geração de energia eólica tornou-se significativa em relação a outros recursos energéticos em alguns países, os operadores atualizaram seus códigos de rede para exigir suporte de potência reativa por parte de novos WECS instalados (TSILI; PAPATHANASSIOU, 2009; ALTIN et al., 2010; TEODORESCU; LISERRE;

RODRÍGUEZ, 2011). Em resposta a esta tendência, em Hjort (2009) é apresentado um sistema que compreende uma pluralidade de módulos conversores conectados ao mesmo barramento CC como mostrado na Figura 1.4. Apesar da solução considerada apresentar flexibilidade em termos de rearranjo dos módulos conversores, sua principal desvantagem em termos de confiabilidade, é que todos os módulos conversores são ligados ao mesmo barramento CC. Desta forma, uma falha no barramento CC pode comprometer toda a operação do sistema.

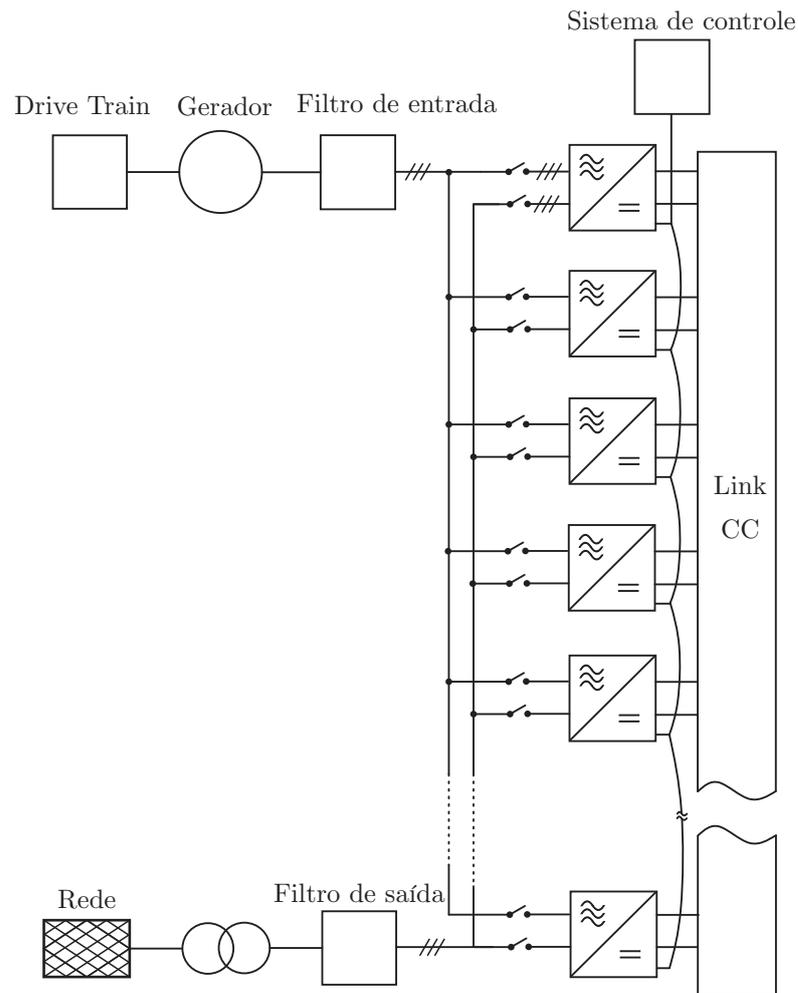


Figura 1.4 – Sistema de conversão de energia eólica com conversores modulares proposto por Hjort (2009).

Um arranjo de conversores estáticos de potência é sugerido por Wobben (2005), em que um conjunto com múltiplos retificadores e múltiplos inversores podem ser comutados, a fim de permitir a operação do sistema de geração eólica em caso de falha. Os conversores são sobre-dimensionados de tal forma que quando algum destes apresentar falha, por meio de interruptores, os outros conversores passam a processar a parcela de potência do conversor faltoso. Este sistema emprega um gerador síncrono com múltiplos estatores galvanicamente isolados conforme mostra a Figura 1.5. É importante mencionar que esta topologia visa reduzir a perda de energia associada pelo tempo perdido entre a falha

de um componente e seu reparo. Além disso, esta solução não resulta em aumento de capacidade de potência reativa.

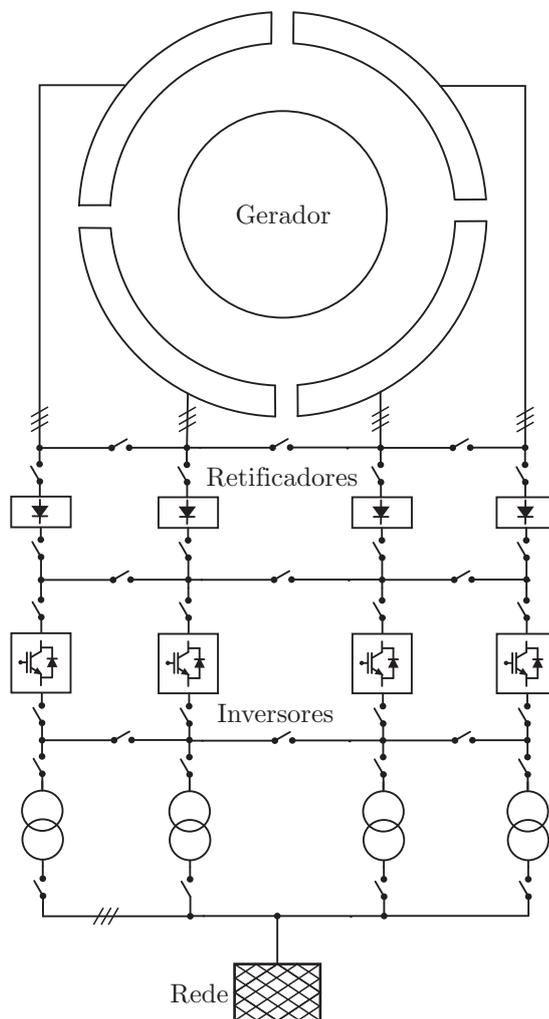


Figura 1.5 – Sistema com conversores modulares para WECS proposto por Wobben (2005).

O uso de conversores em paralelo pode resultar em caminhos fechados que originam correntes circulantes de sequência zero (ZSCC), que degradam o desempenho do sistema de conversão de energia eólica (LI; XU, 2013; CHEN, 2009, 2012). Soluções tradicionais para eliminar as correntes circulantes são o uso de transformadores isoladores (DIXON; OOI, 1989) ou geradores com enrolamentos separados (BIRK; ANDRESEN, 2007). Entretanto, estes conceitos podem resultar em WECS caros e volumosos (CHEN, 2012). Alternativamente, as correntes circulantes podem ser mitigadas pelo controle das tensões de sequência zero produzidas pelos conversores (ASIMINOAEI et al., 2008; LI; XU, 2013). Ye et al. (2002) controla as correntes circulantes de sequência zero pelo ajuste dos vetores nulos da modulação vetorial em retificadores trifásicos conectados em paralelo. Por outro lado, Li e Xu (LI; XU, 2013) propõem uma estratégia de controle das correntes circulantes em uma topologia composta de conversores duplos em paralelo com

barramento CC comum. Contudo, esta topologia não prove flexibilidade em termos de rearranjo dos módulos conversores de potência.

1.2.1 Indutores acoplados e estratégias de modulação

O projeto do filtro indutivo de saída de conversores estáticos conectados à rede com altas potências e baixas tensões apresenta desafios característicos, pois para atender os requisitos de conexão com a rede quanto ao conteúdo harmônico das correntes, é necessário um elevado volume do filtro indutivo de saída. O elevado volume do filtro de saída, por sua vez, leva a uma limitação do recurso de tensão do conversor. Naturalmente, para suprir essa necessidade, a tensão do barramento CC é elevada, entretanto o conteúdo harmônico das correntes de saída eleva-se, fazendo com que as normas não sejam atendidas. Resumindo, muitas vezes não é possível conectar um conversor estático à rede com filtro indutivo. Uma solução para isto é a utilização de filtros LCL, pois por serem filtros de terceira ordem apresentam maior atenuação do conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede, e diminuem a queda de tensão devido ao reduzido reativo indutivo (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005). Entretanto, deve-se atentar para o projeto dos controladores das correntes de saída, pois variações de indutância da rede podem tornar o sistema instável (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009).

Neste sentido, a utilização de conversores com pernas em paralelo pode reduzir o volume do filtro indutivo, devido ao cancelamento harmônico resultante da modulação. Contudo, o aumento demasiado do número de pernas em paralelo com indutores discretos, e por consequência, a redução do valor de indutância, pode resultar em elevadas ondulações de corrente entre as pernas do conversor (COUGO; MEYNARD; GATEAU, 2011). Assim, para reduzir a amplitude das ondulações de corrente entre as pernas do conversor, podem ser utilizados indutores acoplados, visto que a indutância mútua contribui para a atenuação destas correntes (LIANGLIANG; LAN; YANGGUANG, 2003). Além disso, com o uso de indutores acoplados, o desempenho dinâmico do sistema pode ser melhorado (LI; SULLIVAN; SCHULTZ, 2002). Devido a esse fato, o acoplamento de indutores pode ser utilizado em várias aplicações, tais como: filtros ativos de potência (ASIMINOAEI et al., 2008), acionamento de máquinas (OGASAWARA et al., 1992), conversores CC-CC (WONG et al., 2001).

A utilização de múltiplas pernas em paralelo é investigada em (UEDA et al., 1995). Apesar de aumentar o número de níveis de tensão na saída e reduzir os esforços de corrente sobre os semicondutores, apenas são utilizados indutores acoplados aos pares.

Em (HAUSMANN; BARBI, 2009) é proposta a utilização de conversores trifásicos CC-CA bidirecionais com três saídas por fase. As três saídas de cada fase são acopladas por meio de indutores montados sobre um mesmo núcleo. Neste trabalho são tratados

aspectos referentes ao padrão PWM das tensões de saída e ao cancelamento de harmônicos destas tensões. Entretanto, não aborda uma estratégia de modulação que minimize a THD das tensões de saída e o controle ativo das correntes entre pernas adjacentes do conversor.

Em (GABE et al., 2007) é desenvolvida a modulação vetorial aplicada a conversores com pernas em paralelo. Com esta estratégia é possível obter reduzida taxa de distorção harmônica das tensões de saída, garantindo a distribuição de corrente entre as pernas do conversor. Entretanto, deve ser realizada a investigação de sequências de comutação que reduzam as ondulações de corrente nas pernas do conversor.

Com o objetivo de reduzir as ondulações de fluxo em indutores acoplados, em (COUGO; MEYNARD; GATEAU, 2011) é traçado um comparativo entre estratégias contínuas e descontínuas de modulação, resultando em uma nova estratégia. Esta estratégia reduz as ondulações de fluxo e as perdas no ferro do indutor. As estratégias contínuas e descontínuas são implementadas pela comparação com portadora, e diferenciam-se pela tensão de modo comum adicionada às tensões modulantes. Entretanto, o artigo não aborda a taxa de distorção harmônica das tensões de saída, resultantes dos métodos de modulação.

Uma topologia de conversor com indutor de acoplamento é proposta em (SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009). Neste sistema, cada perna do inversor possui dois interruptores e quatro diodos. Uma das vantagens desta topologia é a de não haver a necessidade de tempo morto no acionamento dos interruptores de uma mesma perna do conversor. Com isso, são eliminadas possíveis não linearidades ocasionadas pelo tempo morto dos interruptores. Entretanto, esta topologia limita-se a aplicações de baixa potência, devido ao fato das correntes internas do indutor acoplado serem unidirecionais, resultando na operação em um quadrante da curva B-H do indutor acoplado.

Em (ROCHA, 2010), são investigadas diversas configurações de conversores em paralelo. Dentre essas configurações, estão incluídas combinações de conversores monofásicos, trifásicos, com barramentos CC conectados e barramentos CC independentes. São propostas estratégias de controle e modulação, e analisadas as correntes circulantes e a distorção harmônica das correntes de saída.

Em (YOON; JEONG; LEE, 2010) é apresentado o projeto do filtro LCL para conversores em paralelo conectados à rede. O projeto do filtro é realizado a partir da expressão analítica que descreve as correntes de saída do conversor. Uma desvantagem associada a aplicação em questão é a de não haver defasagem na modulação dos conversores e por consequência não haver o cancelamento de componentes harmônicos de corrente de saída. Assim, o filtro projetado poderia ser reduzido, caso seja levado em consideração a defasagem das portadoras na modulação.

1.3 Objetivos e contribuições da Tese

O objetivo deste trabalho é propor um arranjo flexível de conversores para sistemas de geração de energia eólica, bem como os seus sistemas de supervisão, controle e modulação. O arranjo de conversores proposto permite que o sistema de geração eólica apresente alto rendimento, principalmente para baixas velocidades do vento. Além disso, esse sistema apresenta maior capacidade de processamento de potência reativa junto à rede. A utilização de módulos conversores com pernas em paralelo é uma alternativa utilizada com o objetivo de reduzir o volume do filtro de saída, respeitando os requisitos de conexão com rede quanto ao conteúdo harmônico das correntes. Como consequência, a redução do filtro de saída leva ao aumento dos limites de capacidade de potência quanto ao recurso de tensão.

Os objetivos específicos deste trabalho podem ser citados:

- Analisar a viabilidade do paralelismo de conversores para sistemas de geração de energia eólica;
- Propor uma estratégia de modulação aplicada a conversores com pernas em paralelo para síntese da tensão de saída e eliminação das correntes circulantes entre pernas adjacentes do conversor;
- Propor um sistema de conversão de energia eólica constituído de módulos conversores em paralelo com múltiplas pernas paralelas, que apresente elevada eficiência, principalmente para baixas velocidades do vento;
- Apresentar os recursos adicionais do sistema proposto quanto ao processamento de potência reativa;
- Apresentar o projeto dos controladores das correntes de saída para os conversores conectados ao gerador e para os conversores conectados à rede, bem como os controladores das tensões do barramento CC;
- Projetar os controladores para a eliminação das correntes circulantes entre os diversos módulos conversores e analisar o desempenho para os diferentes modos de operação;
- Desenvolver uma metodologia para escolha dos modos redundantes de operação do arranjo flexível, com o objetivo de uniformizar a vida útil dos diversos módulos conversores de potência.
- Validar experimentalmente em laboratório o desempenho do arranjo flexível de conversores.

1.4 Organização da Tese

No capítulo 2, são apresentados os conceitos de indutores acoplados, bem como as vantagens da utilização comparadas com a utilização de indutores não-acoplados. Além disso, neste capítulo propõe-se uma estratégia de modulação híbrida para conversores com pernas em paralelo. Por meio desta estratégia, são sintetizadas tensões multiníveis na saída e efetuado o controle das correntes circulantes entre pernas adjacentes do conversor.

No capítulo 3, é apresentada uma análise de rendimento de conversores em paralelo com múltiplas pernas em paralelo. Além disso, é apresentada uma estimativa do valor de indutância de filtro de saída, baseada na ondulação máxima de corrente de saída e do valor da indutância mútua do indutor acoplado, que está associado às perdas dos dispositivos de comutação.

O capítulo 4 apresenta o arranjo flexível de conversores proposto. Serão derivadas as curvas de capacidade quanto aos limites de corrente e tensão para o arranjo proposto, a fim de demonstrar as vantagens quanto ao processamento de potência ativa e reativa. Além disso, será apresentada a definição dos diversos modos de operação e a determinação das referências de potência ativa e reativa para cada modo. Ainda, é apresentado o controle deste sistema, em que é abordado o controle das correntes de saída dos conversores conectados à rede e ao gerador, bem como o controle das tensões de barramento CC e a eliminação das correntes circulantes entre os múltiplos módulos conversores.

O capítulo 5 apresenta uma metodologia para a escolha dos modos redundantes de operação do arranjo flexível, com a finalidade de aproximar a vida útil dos módulos conversores. Nesta metodologia, é explorada a análise dos ciclos térmicos da temperatura de junção dos dispositivos semicondutores de potência.

No capítulo 6, são apresentados os resultados para validar e demonstrar a operação do arranjo flexível de conversores proposto, a partir de uma bancada experimental montada em laboratório.

Finalmente, no capítulo 7 são apresentadas as conclusões sobre o trabalho, bem como as propostas para trabalhos futuros.

2 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO HÍBRIDA PARA CONVERSORES COM PERNAS EM PARALELO

2.1 Introdução

A utilização de conversores com múltiplas pernas em paralelo resulta em reduzida ondulação na corrente de saída do conversor. Entretanto, com a utilização de indutores não-acoplados, podem surgir elevadas correntes entre as pernas do conversor, comprometendo as perdas dos dispositivos semicondutores. Por outro lado, a utilização de indutores acoplados, pode se tornar uma alternativa atrativa, visto que a indutância mútua contribui para a limitação destas correntes.

Este capítulo apresenta uma estratégia de modulação híbrida para conversores estáticos com pernas em paralelo. A estratégia de modulação proposta visa sintetizar uma tensão multinível na saída, utilizando conjuntamente a abordagem geométrica e a abordagem vetorial. A técnica híbrida proposta une as características de flexibilidade de escolha de sequências de comutação oriundas da abordagem vetorial (PINHEIRO et al., 2005) e a simplicidade de implementação proveniente da abordagem geométrica (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999).

Além disso, é proposto o uso de vetores virtuais para estabelecer o equilíbrio entre as correntes de duas pernas adjacentes do conversor. Por meio destes vetores, é possível definir limites para síntese de tensão, a fim de impor o equilíbrio das correntes entre duas pernas adjacentes. Finalmente, são apresentados resultados de simulação e experimentais para validar e demonstrar o bom desempenho da técnica proposta.

2.2 Modelo magnético de indutores acoplados

Indutores acoplados, geralmente são construídos sobre um mesmo núcleo magnético, pois são compartilhados os fluxos magnéticos associados aos diversos enrolamentos (PARK; KIM, 1997). A Figura 2.1 mostra um diagrama dos indutores acoplados e o circuito magnético equivalente, onde são desprezadas as indutâncias de dispersão.

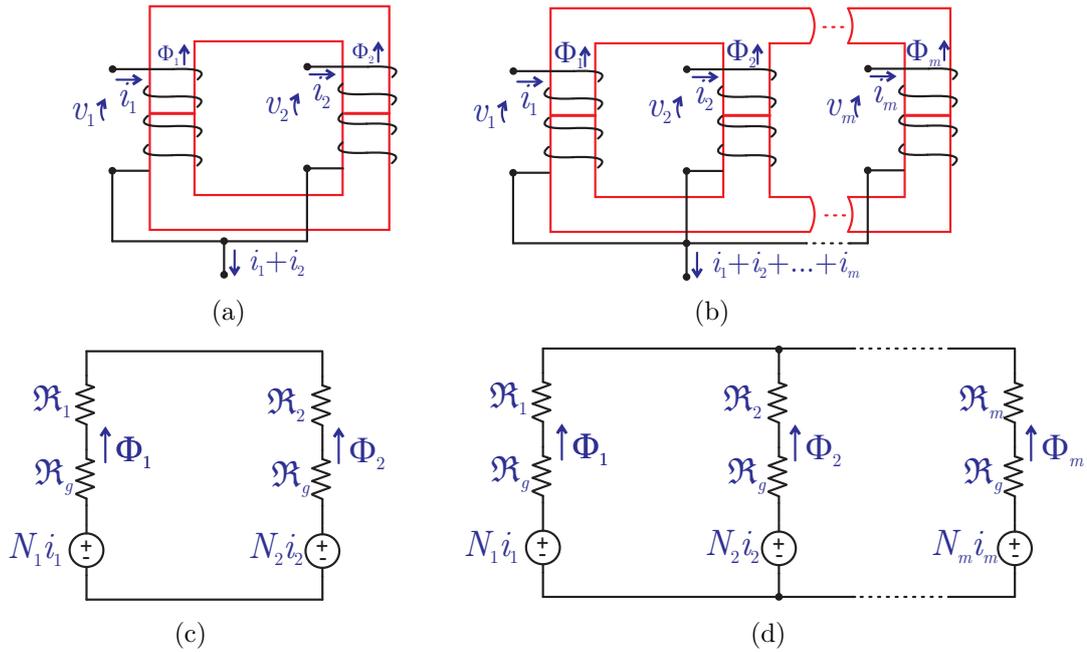


Figura 2.1 – Diagrama físico de indutores acoplados: (a) 2 indutores, (b) m indutores. Circuitos magnéticos: (c) 2 indutores, (d) m indutores.

O caminho percorrido pelo fluxo magnético é composto pelo material magnético e pelo entre-ferro. A relutância de um dado material é descrito por

$$\mathfrak{R} = \frac{\ell}{\mu A_m}. \quad (2.1)$$

Em (2.1), ℓ e A são respectivamente o comprimento e a área da seção transversal do caminho e μ é a permeabilidade magnética no caso do núcleo, ou do ar, no caso do entreferro. Nas Figuras 2.1(c) e 2.1(d), $\mathfrak{R}_1, \mathfrak{R}_2 \dots \mathfrak{R}_m$, representam as relutâncias dos caminhos magnéticos das Figuras 2.1(a) e 2.1(b), enquanto que \mathfrak{R}_g representa a relutância do entre-ferro. A partir da força magneto-motriz, da relutância do circuito da Figura 2.1, o fluxo magnético pode ser descrito por

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + 2\mathfrak{R}_g} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 i_1 \\ N_2 i_2 \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Tendo em vista que o número de espiras dos enrolamentos são iguais ($N_1 = N_2 =$

N_e), as tensões induzidas sobre os mesmos podem ser descritas por

$$\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} = N_e \begin{bmatrix} \frac{d\Phi_1}{dt} \\ \frac{d\Phi_2}{dt} \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Substituindo (2.3) em (2.2), é assumindo que o caminho magnético é geometricamente simétrico ($\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{R}_2 = \mathfrak{R}$), pode-se afirmar que

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_e^2}{2(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R})} & -\frac{N_e^2}{2(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R})} \\ -\frac{N_e^2}{2(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R})} & \frac{N_e^2}{2(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Note que, a permeabilidade do ar é menor que a permeabilidade dos materiais magnéticos usualmente utilizados. Isso indica que a relutância do entre-ferro é predominante sobre a relutância do caminho magnético. Pela análise de (2.4) e tendo em vista que $\mathfrak{R}_g \gg \mathfrak{R}$, pode-se obter a indutância própria L e a indutância mútua M do circuito

$$L_1 = L_2 = L = M = \frac{N_e^2}{2\mathfrak{R}_g}. \quad (2.5)$$

Para o indutor com m pernas acopladas, a tensão induzida pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} = N_e^2 \begin{bmatrix} \frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & -\frac{1}{m\mathfrak{R}_g} & \cdots & -\frac{1}{m\mathfrak{R}_g} \\ -\frac{1}{m\mathfrak{R}_g} & \frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} & -\frac{1}{m\mathfrak{R}_g} & \vdots \\ \vdots & -\frac{1}{m\mathfrak{R}_g} & \ddots & -\frac{1}{m\mathfrak{R}_g} \\ -\frac{1}{m\mathfrak{R}_g} & \cdots & -\frac{1}{m\mathfrak{R}_g} & \frac{m-1}{m\mathfrak{R}_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \vdots \\ \frac{di_m}{dt} \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

onde:

$$\begin{aligned} L &= \frac{N_e^2(m-1)}{m\mathfrak{R}_g}, \\ M &= \frac{N_e^2}{m\mathfrak{R}_g}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

A geometria do núcleo do indutor acoplado pode ter outras formas, diferentes da apresentada na Figura 2.1(b). Em (SCHULTZ; SULLIVAN, 2002) são apresentadas duas formas de geometria para a confecção do núcleo do indutor acoplado, mostradas na Figura 2.2. Note que neste caso, os enrolamentos são fortemente acoplados, pois não existe entre-ferro no caminho magnético. Este fato, entretanto, pode resultar em diferentes indutâncias mútuas entre os diferentes circuitos.

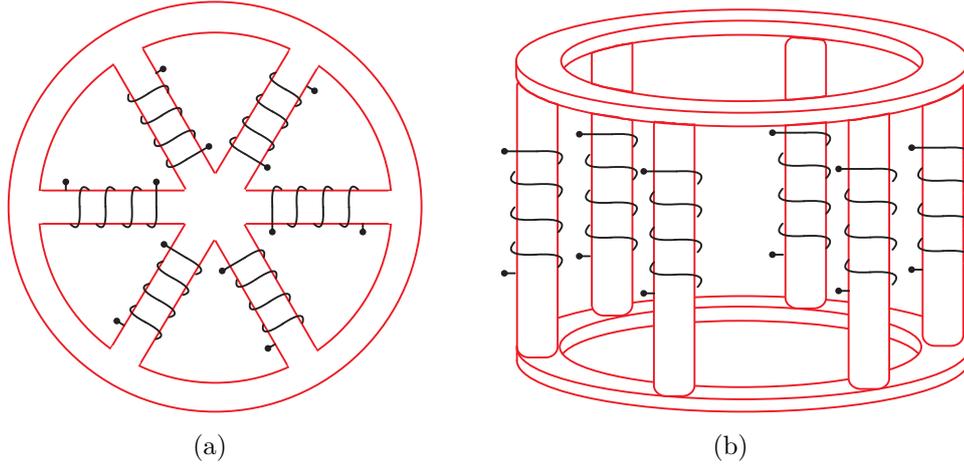


Figura 2.2 – Possibilidades geométricas para o núcleo de indutores acoplados: (a) *wheel and spoke*, (b) *two-ring and column* (SCHULTZ; SULLIVAN, 2002).

2.3 Conversor com pernas em paralelo

A Figura 2.3(a) mostra o conversor trifásico com m pernas em paralelo e a Figura 2.3(b) mostra o modelo para uma fase do conversor. Neste circuito, a corrente total de saída é igual à soma das correntes das pernas.

Através da lei das tensões de Kirchhoff do circuito da Figura 2.3.b, para o conversor com 2 pernas em paralelo pode-se escrever

$$\begin{aligned} -v_{Ng} - v_{xg1} + v_{x1} + v_{xfG} + v_{xG} &= 0, \\ -v_{Ng} - v_{xg2} + v_{x2} + v_{xfG} + v_{xG} &= 0. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Substituindo (2.6) em (2.8) tem-se que

$$\begin{aligned} -v_{Ng} - v_{xg1} + L \frac{di_{x1}}{dt} - M \frac{di_{x2}}{dt} + v_{xLfG} + v_{xG} &= 0, \\ -v_{Ng} - v_{xg2} + L \frac{di_{x2}}{dt} - M \frac{di_{x1}}{dt} + v_{xLfG} + v_{xG} &= 0. \end{aligned} \quad (2.9)$$

A partir de (2.9), pode-se obter a corrente total no indutor L_{fG} e também a corrente circulante entre as duas pernas ($i_{x1} - i_{x2}$),

$$\frac{d}{dt} (i_{x1} + i_{x2}) = \frac{(v_{xg1} + v_{xg2})/2 - v_{xG} + v_{Ng}}{L - M + 2L_{fG}}, \quad (2.10)$$

$$\frac{d}{dt} (i_{x1} - i_{x2}) = \frac{v_{xg1} - v_{xg2}}{L + M}. \quad (2.11)$$

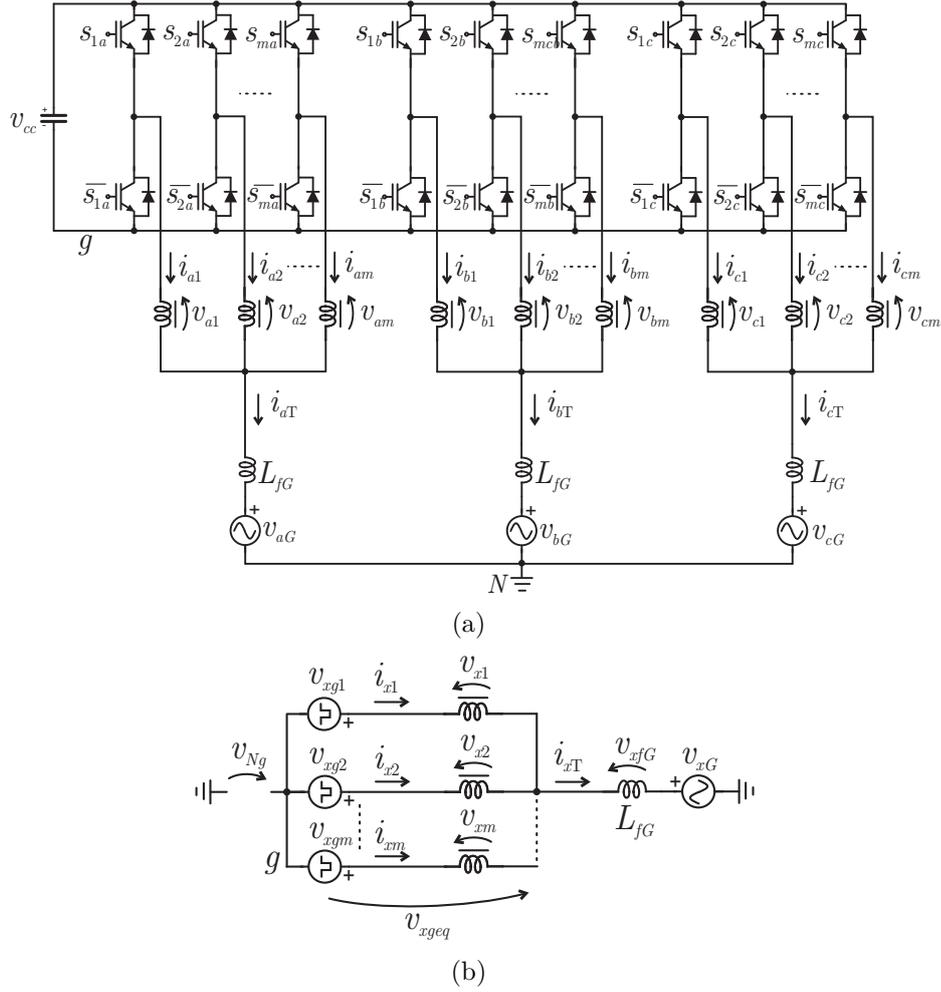


Figura 2.3 – (a) diagrama do conversor trifásico com pernas em paralelo, (b) modelo para uma fase do conversor, onde $x = \{a, b, c\}$.

A análise pode ser expandida para o conversor com m pernas em paralelo, ou seja:

$$\begin{aligned}
 -v_{Ng} - v_{xg1} + L \frac{di_{x1}}{dt} - M \frac{d}{dt} \sum_{j=2}^m i_{xj} + L_{fG} \frac{d}{dt} \sum_{j=1}^m i_{xj} + v_{xG} &= 0, \\
 -v_{Ng} - v_{xg2} - M \frac{di_{x1}}{dt} + L \frac{di_{x2}}{dt} - M \frac{d}{dt} \sum_{j=3}^m i_{xj} + L_{fG} \frac{d}{dt} \sum_{j=1}^m i_{xj} + v_{xG} &= 0, \\
 &\vdots \\
 -v_{Ng} - v_{xgm} - M \sum_{j=1}^{m-1} i_{xj} + L \frac{di_{xm}}{dt} + L_{fG} \frac{d}{dt} \sum_{j=1}^m i_{xj} + v_{xG} &= 0.
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

A partir de (2.12), a diferença entre as correntes de pernas adjacentes ($i_{x(j-1)} - i_{xj}$) pode ser definida por:

$$\frac{d}{dt} \sum_{j=1}^m i_{xj} = \frac{\frac{1}{m} \sum_{j=1}^m v_{xj} - v_{xG} + v_{Ng}}{\frac{L-(m-1)M}{m} + L_{fG}}, \tag{2.13}$$

$$\frac{d}{dt} (i_{x(j-1)} - i_{x(j)}) = \frac{v_{xg(j-1)} - v_{xg(j)}}{L + M}. \quad (2.14)$$

Note que, se L for aproximadamente igual a $(m - 1)M$, a dinâmica da corrente total em (2.13) depende exclusivamente do indutor L_{fG} . Por outro lado, a dinâmica das correntes internas das pernas do conversor depende da indutância própria e mútua do indutor acoplado. Logo, quanto maior for a indutância mútua em um indutor acoplado, menor será a ondulação de correntes das pernas do conversor.

2.4 Estratégia de Modulação Híbrida para Conversores com Múltiplas Pernas em Paralelo

A estratégia de modulação proposta para conversores com pernas em paralelo possui os seguintes objetivos: i) Sintetizar a tensão de saída com reduzido espectro harmônico; ii) Equilibrar as correntes entre pernas adjacentes do conversor; iii) Definir sequências de comutação que estabeleçam compromisso entre conteúdo harmônico das tensões produzidas e variações no fluxo do indutor acoplado durante a transição de setores.

A estratégia de modulação será descrita para conversores com duas e com três pernas por fase, sendo possível a teoria ser generalizada para conversores com m pernas em paralelo. Além disso, a estratégia proposta é formada por dois tipos de modulação: abordagem vetorial para síntese das tensões de fase e a abordagem geométrica para obtenção das referências das tensões de saída do conversor, como será descrito detalhadamente nas próximas seções.

2.4.1 Descrição da modulação vetorial

O conversor trifásico com m pernas mostrado na Figura 2.3.a possui 2^m vetores de comutação para cada fase, sendo estes vetores denotados por \mathbf{v}^k , onde $k = [0, 1, 2, \dots, 2^m - 1]$.

O vetor \mathbf{v}^k pertencente ao espaço V das tensões das pernas do conversor, é composto pelas tensões v_{xgj} , onde o sub-índice $x = \{a, b, c\}$ define a correspondente fase do conversor e $j = 1, 2, \dots, m$, representa a j -ésima perna do conversor. Os vetores \mathbf{v}^k podem ser escritos como $\mathbf{v}^k = [v_{xg1}, v_{xg2}, \dots, v_{xgm}]^T$.

Para analisar a tensão equivalente produzida por cada fase, bem como o equilíbrio das correntes de saída, os vetores de $\mathbf{v}^k \in V$ podem ser mapeados em dois conjuntos: V_{eq} e V_c .

Para cada vetor \mathbf{v} existe um vetor associado \mathbf{v}_{eq} e \mathbf{v}_c . Deste modo, podem ser definidos operadores lineares que mapeiam o espaço V no espaço V_{eq} e V em V_c como:

$F_{\text{veq}} : V \rightarrow V_{\text{veq}}$ e $F_c : V \rightarrow V_c$. Para facilitar a abordagem, a estratégia de modulação vetorial será analisada no espaço das tensões de fase do conversor.

2.4.2 Definição do espaço V_{eq}

Os vetores deste espaço são formados pela tensão equivalente de saída de fase. Pela Lei das tensões de Kirchhoff no circuito da Figura 2.3(b), tem-se que

$$\begin{aligned} v_{xgeq} - v_{xg1} + v_{x1} &= 0, \\ v_{xgeq} - v_{xg2} + v_{x2} &= 0, \\ v_{xgeq} - v_{xgm} + v_{xm} &= 0. \end{aligned} \tag{2.15}$$

Desprezando-se as indutâncias de dispersão do indutor acoplado, $v_{x1} + v_{x2} + \dots + v_{xm} = 0$, então o somatório de (2.15) resulta na tensão equivalente

$$v_{xgeq} = \frac{v_{xg1} + v_{xg2} + \dots + v_{xm}}{m}. \tag{2.16}$$

então o operador linear é definido por $F_{\text{veq}} = \frac{1}{m}[1, 1, \dots, 1]_{1 \times m}$. A tensão equivalente é utilizada para o projeto do filtro indutivo no lado da rede.

2.4.3 Definição do espaço V_c

Para o propósito do controle das correntes entre duas pernas adjacentes, sem perda de generalidade, será assumido que o conversor possua três pernas em paralelo, ou seja, $m=3$. Sejam definidas as seguintes variáveis como sendo o erro entre as correntes de duas pernas adjacentes

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{x1} \\ i_{x2} \\ i_{x3} \end{bmatrix}. \tag{2.17}$$

A dinâmica do erro entre as correntes de duas pernas adjacentes pode ser obtida derivando-se (2.17), ou seja,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{x1} \\ i_{x2} \\ i_{x3} \end{bmatrix}. \tag{2.18}$$

Por outro lado, a partir de (2.6) as tensões induzidas em um indutor acoplado em

função das correntes, podem ser escritas como

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ v_{x3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -M & -M \\ -M & L & -M \\ -M & -M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{x1} \\ i_{x2} \\ i_{x3} \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

Substituindo (2.19) em (2.18), as correntes em cada perna de saída do conversor podem ser escritas em função das tensões do indutor acoplado

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L & -M & -M \\ -M & L & -M \\ -M & -M & L \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ v_{x3} \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

As tensões das pernas do conversor podem ser escritas em função da dinâmica do erro das correntes das pernas adjacentes como segue

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L+M} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{xg1} \\ v_{xg2} \\ v_{xg3} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Deste modo, a dinâmica do erro das correntes das pernas adjacentes pode ser relacionada com as tensões do espaço V_c , ou seja

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L+M} \begin{bmatrix} v_{xc1} \\ v_{xc2} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Assim, define-se um operador linear que mapeia as tensões do espaço V nas tensões do espaço V_c , isto é,

$$F_c = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Com os operadores lineares obtidos, é possível definir e analisar separadamente dois propósitos da estratégia de modulação: a síntese da tensão equivalente e o equilíbrio das correntes entre duas pernas adjacentes do conversor.

Nas próximas subseções serão definidos os diagramas vetoriais dos espaços V_c e V_{eq} , cálculo das durações dos vetores de comutação, bem como definição de possíveis sequências de comutação para conversores com duas e com três pernas por fase.

2.4.4 Conversores trifásicos com duas pernas por fase

O conversor com duas pernas em paralelo apresenta quatro vetores de comutação por fase. Estes vetores de comutação são formados pelas tensões das pernas do conversor. Para o propósito da modulação, estes vetores são mapeados em dois espaços vetoriais V_{veq}

e V_c . A Tabela 2.1 mostra os vetores de comutação \mathbf{v}^k e os respectivos vetores de tensão mapeados nos espaços V_{eq} e V_c .

Tabela 2.1 – Vetores de comutação para um conversor com duas pernas em paralelo por fase.

| $\frac{v_{xg1}}{v_{cc}}$ | $\frac{v_{xg2}}{v_{cc}}$ | $\frac{v_{xeq}}{v_{cc}}$ | $\frac{v_{xc}}{v_{cc}}$ | \mathbf{V}_{eq} | \mathbf{V}_c |
|--------------------------|--------------------------|--------------------------|-------------------------|---------------------|------------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | \mathbf{v}_{eq}^0 | \mathbf{v}_c^0 |
| 0 | 1 | 0,5 | -1 | \mathbf{v}_{eq}^1 | \mathbf{v}_c^1 |
| 1 | 0 | 0,5 | 1 | \mathbf{v}_{eq}^1 | \mathbf{v}_c^2 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | \mathbf{v}_{eq}^2 | \mathbf{v}_c^3 |

A Figura 2.4(a) mostra os vetores de comutação para o conjunto V_{eq} e a Figura 2.4(b) os vetores de comutação para o espaço V_c .

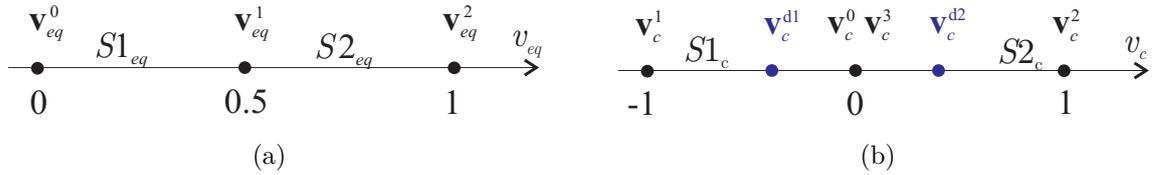


Figura 2.4 – Espaços vetoriais para o conversor com duas pernas por fase: (a) V_{eq} e (b) V_c .

2.4.4.1 Determinação da duração dos vetores do espaço V_{eq} e V_c

A partir da tensão v_{eq} a ser sintetizada, realiza-se a identificação da localização do setor no espaço V_{eq} , e as durações dos vetores de comutação em um período de atualização da ação de controle podem ser expressas por

$$\mathbf{v}_{eq} = \frac{1}{T_s} [\mathbf{v}^A \Delta t_A + \mathbf{v}^B \Delta t_B], \quad (2.24)$$

onde \mathbf{v}^A e \mathbf{v}^B são os dois vetores mais próximos do vetor \mathbf{v}_{eq} , e Δt_A e Δt_B são as durações destes vetores. Para o setor $S1_{eq}$, $\mathbf{v}^A = \mathbf{v}_{eq}^0$ e $\mathbf{v}^B = \mathbf{v}_{eq}^1$. Por outro lado, para o setor $S2_{eq}$, $\mathbf{v}^A = \mathbf{v}_{eq}^1$ e $\mathbf{v}^B = \mathbf{v}_{eq}^2$.

Tendo em vista que, a soma de Δt_A com Δt_B é igual ao período de comutação, pode-se escrever na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_A \\ \Delta t_B \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} \mathbf{v}^A & \mathbf{v}^B \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{eq} \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Dada a tensão v_c a ser sintetizada e a duração do vetor \mathbf{v}_{eq}^1 , podem-se definir dois vetores virtuais \mathbf{v}^{d1} e \mathbf{v}^{d2} no espaço V_c :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_c^{d1} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^1, \\ \mathbf{v}_c^{d2} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^2. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Estes vetores virtuais representam os limites em que v_c médio em um período de atualização da ação de controle pode assumir. As durações dos vetores \mathbf{v}_c^1 e \mathbf{v}_c^2 podem ser obtidas

$$\begin{bmatrix} \Delta t_c^1 \\ \Delta t_c^2 \end{bmatrix} = \frac{\Delta t_{eq}^1}{\mathbf{v}_c^{d1} - \mathbf{v}_c^{d2}} \begin{bmatrix} 1 & -\mathbf{v}_c^{d2} \\ -1 & \mathbf{v}_c^{d1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_c \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Uma vez determinadas as durações dos vetores de comutação, deve ser definida a ordem dos vetores que serão implementados por meio das sequências de comutação.

2.4.4.2 Definição das sequências de comutação para o conversor com duas pernas por fase

A Figura 2.5 mostra os vetores de comutação utilizados em cada setor, bem como uma possível sequência de comutação escolhida. Note que esta sequência de comutação é simétrica sendo possível a implementação utilizando gerenciadores de eventos de processadores digitais encontrados no mercado.

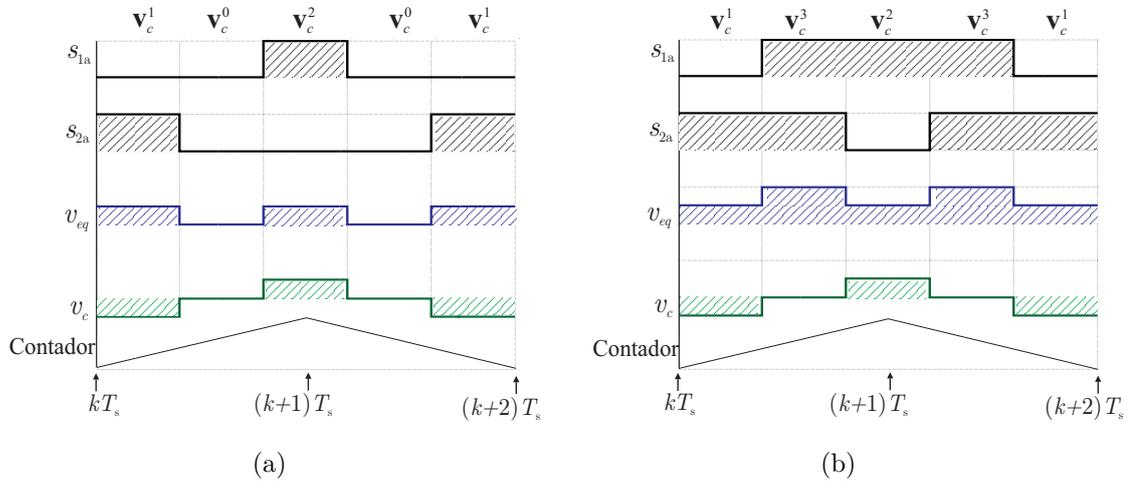


Figura 2.5 – Sequências de comutação para o conversor com duas pernas por fase: (a) setor $S1_{eq}$, (b) setor $S2_{eq}$.

2.4.5 Conversores trifásicos com três pernas por fase

O conversor trifásico com três pernas em paralelo possui oito vetores de comutação por fase. Estes vetores podem ser mapeados nos espaços V_{eq} e V_c , como mostrado na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Vetores de comutação para o conversor com três pernas em paralelo por fase.

| $\frac{v_{xg1}}{v_{cc}}$ | $\frac{v_{xg2}}{v_{cc}}$ | $\frac{v_{xg3}}{v_{cc}}$ | $\frac{v_{xeq}}{v_{cc}}$ | $\frac{v_{xc1}}{v_{cc}}$ | $\frac{v_{xc2}}{v_{cc}}$ | \mathbf{v}_{eq} | \mathbf{v}_c |
|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|---------------------|------------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \mathbf{v}_{eq}^0 | \mathbf{v}_c^0 |
| 0 | 0 | 1 | $\frac{1}{3}$ | 0 | -1 | \mathbf{v}_{eq}^1 | \mathbf{v}_c^1 |
| 0 | 1 | 0 | $\frac{1}{3}$ | -1 | 1 | \mathbf{v}_{eq}^1 | \mathbf{v}_c^2 |
| 0 | 1 | 1 | $\frac{2}{3}$ | -1 | 0 | \mathbf{v}_{eq}^2 | \mathbf{v}_c^3 |
| 1 | 0 | 0 | $\frac{1}{3}$ | 1 | 0 | \mathbf{v}_{eq}^1 | \mathbf{v}_c^4 |
| 1 | 0 | 1 | $\frac{2}{3}$ | 1 | -1 | \mathbf{v}_{eq}^2 | \mathbf{v}_c^5 |
| 1 | 1 | 0 | $\frac{2}{3}$ | 0 | 1 | \mathbf{v}_{eq}^2 | \mathbf{v}_c^6 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | \mathbf{v}_{eq}^3 | \mathbf{v}_c^7 |

De forma semelhante ao caso do conversor com duas pernas, para o conversor com três pernas analisa-se separadamente os espaços vetoriais V_{eq} e V_c . A Figura 2.6 mostra os vetores de comutação no espaço vetorial V_{eq} . Note que, existem vetores redundantes no espaço V_c , ou seja, mais de um vetor de comutação do espaço V_c que resulta no mesmo vetor de tensão equivalente do espaço V_{eq} .

A identificação dos setores no espaço V_{eq} , pode ser realizada utilizando os vetores de comutação \mathbf{v}_{eq} , ou seja, se $\mathbf{v}_{eq} < \mathbf{v}_{eq}^1$, o vetor \mathbf{v}_{eq} encontra-se no setor $S1_{eq}$, caso $\mathbf{v}_{eq}^1 \leq \mathbf{v}_{eq} < \mathbf{v}_{eq}^2$ encontra-se no setor $S2_{eq}$, e por fim se $\mathbf{v}_{eq} \geq \mathbf{v}_{eq}^2$, o vetor situa-se no setor $S3_{eq}$.



Figura 2.6 – Diagrama vetorial dos vetores de comutação do espaço V_{eq} para o conversor com três pernas por fase.

Por outro lado, a Figura 2.7 mostra os diagramas vetoriais do espaço V_c . Note que, para cada setor do espaço V_{eq} existe um diagrama vetorial correspondente no espaço V_c .

Agora, dado um vetor \mathbf{v}_{eq} a ser sintetizado, realiza-se a identificação do setor no espaço V_{eq} . Para o cálculo das durações destes vetores tem-se que

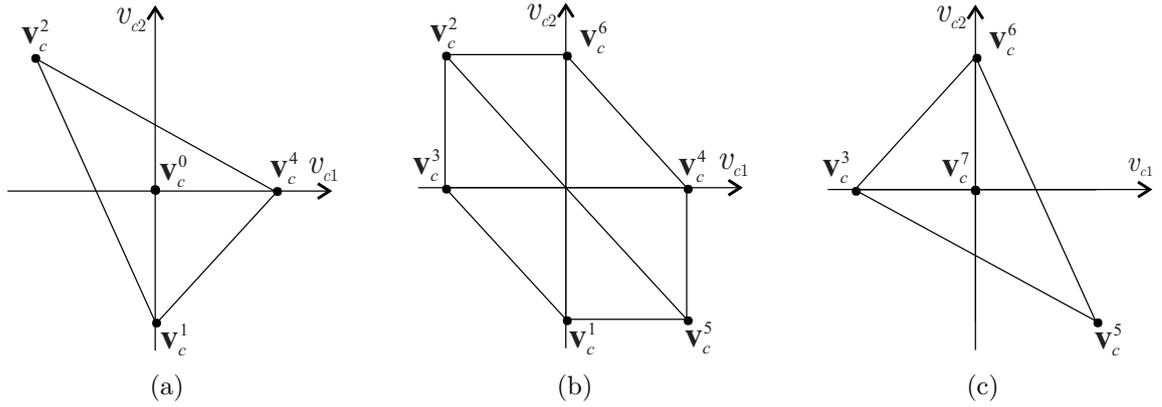


Figura 2.7 – Diagramas vetoriais do espaço V_c para cada setor do espaço vetorial V_{eq} : (a) $S1_{eq}$, (b) $S2_{eq}$, (c) $S3_{eq}$.

$$\mathbf{v}_{eq} = \frac{1}{T_s} [\mathbf{v}^A \Delta t_A + \mathbf{v}^B \Delta t_B], \quad (2.28)$$

onde \mathbf{v}^A e \mathbf{v}^B são os dois vetores mais próximos do vetor \mathbf{v}_{eq} , e Δt_A e Δt_B são as durações correspondentes a estes vetores. As durações Δt_A e Δt_B podem ser calculadas de acordo com (2.25).

A Tabela 2.3 mostra os vetores \mathbf{v}^A e \mathbf{v}^B para cada setor do espaço vetorial V_{eq} .

Tabela 2.3 – Vetores de comutação \mathbf{v}^A e \mathbf{v}^B dos setores do espaço vetorial V_{eq} .

| Setor | \mathbf{v}^A | \mathbf{v}^B |
|-----------|---------------------|---------------------|
| $S1_{eq}$ | \mathbf{v}_{eq}^0 | \mathbf{v}_{eq}^1 |
| $S2_{eq}$ | \mathbf{v}_{eq}^1 | \mathbf{v}_{eq}^2 |
| $S3_{eq}$ | \mathbf{v}_{eq}^2 | \mathbf{v}_{eq}^3 |

A partir de um vetor \mathbf{v}_c a ser sintetizado, admitindo que seja conhecido o setor em que o vetor \mathbf{v}_{eq} se encontra no espaço V_{eq} e as durações dos vetores \mathbf{v}^A e \mathbf{v}^B , é possível determinar as durações dos vetores associados ao espaço V_c . Note que, o vetor \mathbf{v}_c pode ser obtido a partir do controlador que garanta o equilíbrio entre as correntes das pernas adjacentes do conversor.

2.4.5.1 Setor $S1_{eq}$ do espaço V_{eq}

Para o setor $S1_{eq}$ do espaço V_{eq} , os vetores associados ao espaço V_c da Figura 2.7(a) são os vetores \mathbf{v}_c^0 , \mathbf{v}_c^1 , \mathbf{v}_c^2 , \mathbf{v}_c^4 , sendo as durações definidas como $\Delta t_{eq}^0 = \Delta t_c^0$ e $\Delta t_{eq}^1 = \Delta t_c^1 + \Delta t_c^2 + \Delta t_c^4$.

Existem graus de liberdade que permitem a síntese de \mathbf{v}_c com mais de uma solução para a determinação das durações Δt_c^1 , Δt_c^2 , Δt_c^4 . Neste trabalho foram definidos vetores

virtuais que expressam o máximo valor possível de Δt_c^1 , Δt_c^2 e Δt_c^4 . O diagrama contendo os vetores virtuais é mostrado na Figura 2.8(a). Neste diagrama, os vértices são formados pelos vetores virtuais \mathbf{v}_c^{d1} , \mathbf{v}_c^{d2} , \mathbf{v}_c^{d4} , que podem ser escritos como:

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_c^{d1} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^1, \\ \mathbf{v}_c^{d2} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^2, \\ \mathbf{v}_c^{d4} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^4.\end{aligned}\tag{2.29}$$

Uma nova identificação de setor deve ser realizada por meio das retas de separação r_{s1a} , r_{s2a} e r_{s3a} e indicará se o vetor \mathbf{v}_c está no setor: $S1_c$, $S2_c$ ou $S3_c$.

Por exemplo, dado um vetor \mathbf{v}_c no setor $S1_c$, a amplitude máxima que este vetor pode assumir está sobre a reta que une os vetores $\mathbf{v}_c^{d2}, \mathbf{v}_c^{d4}$.

Caso a magnitude do vetor $\mathbf{v}_c = [v_{c1} \ v_{c2}]^T$ ultrapasse esse limite, o vetor limitado será

$$\begin{bmatrix} v_{c1L} \\ v_{c2L} \end{bmatrix} = \frac{b_1}{v_{c2} - a_1 v_{c1}} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix},\tag{2.30}$$

onde:

$$\begin{aligned}a_1 &= \frac{v_{c2}^{d2} - v_{c2}^{d4}}{v_{c1}^{d2} - v_{c1}^{d4}}, \\ b_1 &= v_{c2}^{d2} - a_1 v_{c1}^{d2}.\end{aligned}\tag{2.31}$$

Uma vez definidos os vetores \mathbf{v}_c^{d1} , \mathbf{v}_c^{d2} , \mathbf{v}_c^{d4} , bem como o vetor \mathbf{v}_c , as durações dos vetores \mathbf{v}_c^1 , \mathbf{v}_c^2 , \mathbf{v}_c^4 podem ser calculadas

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \Delta t_c^2 \\ \Delta t_c^4 \end{bmatrix} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{tx - ty} \begin{bmatrix} t_a & -y_a \\ -z_a & x_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1} - v_{c1}^{d1} \\ v_{c2} - v_{c2}^{d1} \end{bmatrix}, \\ \Delta t_1 &= \Delta t_{eq}^1 - \Delta t_c^2 - \Delta t_c^4\end{aligned}\tag{2.32}$$

onde $x_a = v_{c1}^{d2} - v_{c1}^{d1}$, $y_a = v_{c1}^{d4} - v_{c1}^{d1}$, $z_a = v_{c2}^{d2} - v_{c2}^{d1}$, $t_a = v_{c2}^{d4} - v_{c2}^{d1}$.

2.4.5.2 Setor $S3_{eq}$ do espaço V_{eq}

Para o setor $S3_{eq}$, os vetores associados ao espaço V_c são os vetores \mathbf{v}_c^7 , \mathbf{v}_c^3 , \mathbf{v}_c^5 , \mathbf{v}_c^6 , sendo as durações definidas como $\Delta t_{eq}^3 = \Delta t_c^7$ e $\Delta t_{eq}^2 = \Delta t_c^3 + \Delta t_c^5 + \Delta t_c^6$.

Neste caso, os vetores virtuais \mathbf{v}_c^{d3} , \mathbf{v}_c^{d5} , \mathbf{v}_c^{d6} mostrados na Figura 2.8(b), são dados por:

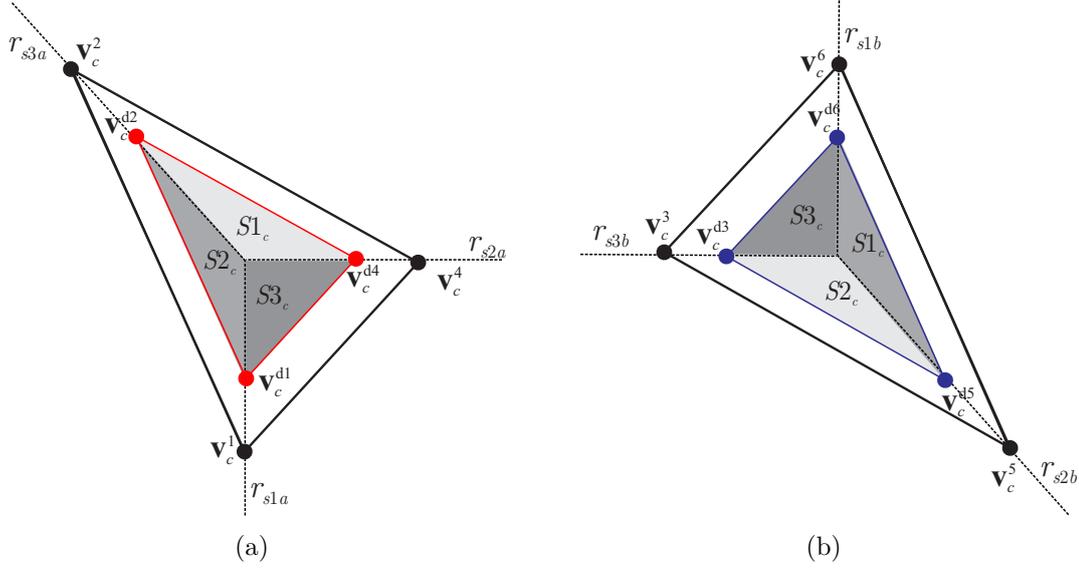


Figura 2.8 – Vetores virtuais de comutação: (a) setor $S1_{eq}$, (b) setor $S3_{eq}$.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_c^{d3} &= \frac{\Delta t_{eq}^2}{T_s} \mathbf{v}_c^3, \\
 \mathbf{v}_c^{d5} &= \frac{\Delta t_{eq}^2}{T_s} \mathbf{v}_c^5, \\
 \mathbf{v}_c^{d6} &= \frac{\Delta t_{eq}^2}{T_s} \mathbf{v}_c^6.
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

De forma semelhante ao setor $S1_{eq}$, neste setor $S3_{eq}$, uma nova identificação de setor deve ser realizada por meio das retas de separação r_{s1b} , r_{s2b} e r_{s3b} e indicará se o vetor \mathbf{v}_c está no setor: $S1_c$, $S2_c$ ou $S3_c$.

Por exemplo, dado um vetor \mathbf{v}_c no interior do setor $S1_c$, a amplitude que este vetor pode assumir está sobre a reta que liga os vetores $\mathbf{v}_c^5, \mathbf{v}_c^6$.

Caso a magnitude do vetor $\mathbf{v}_c = [v_{c1} \ v_{c2}]^T$ ultrapasse esse limite, o vetor limitado será

$$\begin{bmatrix} v_{c1L} \\ v_{c2L} \end{bmatrix} = \frac{b_1}{v_{c2} - a_1 v_{c1}} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix}, \tag{2.34}$$

onde:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{v_{c2}^{d5} - v_{c2}^{d6}}{v_{c1}^{d5} - v_{c1}^{d6}}, \\
 b_1 &= v_{c2}^{d5} - a_1 v_{c1}^{d5}.
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

Uma vez definidos os vetores \mathbf{v}^{d3} , \mathbf{v}^{d5} , \mathbf{v}^{d6} , bem como o vetor \mathbf{v}_c , as durações dos

vetores \mathbf{v}_c^3 , \mathbf{v}_c^5 , \mathbf{v}_c^6 podem ser calculadas:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta t_c^3 \\ \Delta t_c^5 \end{bmatrix} &= \frac{\Delta t_{eq}^2}{tx - ty} \begin{bmatrix} t_b & -y_b \\ -z_b & x_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1} - v_{c1}^{d6} \\ v_{c2} - v_{c2}^{d6} \end{bmatrix}, \\ \Delta t_2 &= \Delta t_{eq}^3 - \Delta t_c^5 - \Delta t_c^6, \end{aligned} \quad (2.36)$$

onde $x_b = v_{c1}^{d3} - v_{c1}^{d6}$, $y_b = v_{c1}^{d5} - v_{c1}^{d6}$, $z_b = v_{c2}^{d3} - v_{c2}^{d6}$, $t_b = v_{c2}^{d5} - v_{c2}^{d6}$.

2.4.5.3 Setor $S2_{eq}$ do espaço V_{eq}

Os vetores associados ao espaço V_c são os vetores \mathbf{v}_c^1 , \mathbf{v}_c^2 , \mathbf{v}_c^3 , \mathbf{v}_c^4 , \mathbf{v}_c^5 , \mathbf{v}_c^6 , sendo as durações definidas como $\Delta t_{eq}^1 = \Delta t_c^1 + \Delta t_c^2 + \Delta t_c^4$ e $\Delta t_{eq}^2 = \Delta t_c^3 + \Delta t_c^5 + \Delta t_c^6$. Neste caso os vetores virtuais são \mathbf{v}^{d1} , \mathbf{v}^{d2} , \mathbf{v}^{d4} , \mathbf{v}^{d3} , \mathbf{v}^{d5} , \mathbf{v}^{d6} , mostrados na Figura 2.9.

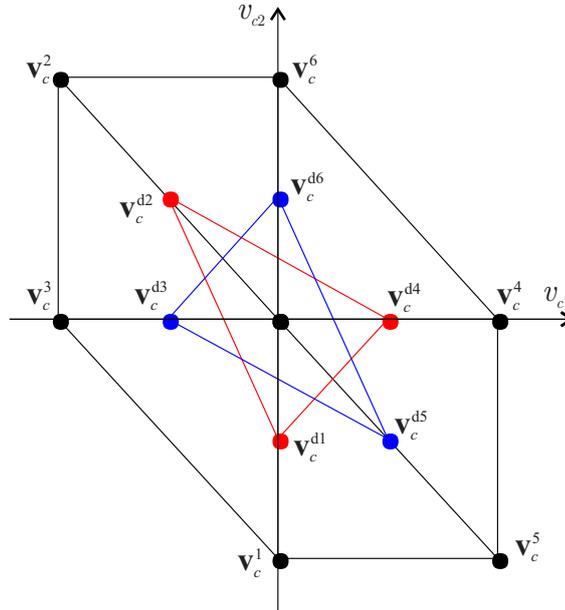


Figura 2.9 – Diagrama vetorial dos vetores de comutação no espaço V_c .

Devido à existência de diversas formas ou graus de liberdade para a síntese do vetor \mathbf{v}_c , definiram-se dois vetores auxiliares: o primeiro, \mathbf{v}^μ formado pela combinação dos vetores \mathbf{v}_c^2 , \mathbf{v}_c^4 , \mathbf{v}_c^1 , e o segundo \mathbf{v}^λ formado pela combinação linear de \mathbf{v}_c^3 , \mathbf{v}_c^5 , \mathbf{v}_c^6 .

A motivação para esta escolha foi o fato das durações dos vetores \mathbf{v}_c^2 , \mathbf{v}_c^4 , \mathbf{v}_c^1 , serem associados ao vetor \mathbf{v}_{eq}^1 , e durações dos vetores \mathbf{v}_c^3 , \mathbf{v}_c^5 , \mathbf{v}_c^6 , serem associados ao vetor \mathbf{v}_{eq}^2 . Podem existir diversas possibilidades para os vetores \mathbf{v}^μ e \mathbf{v}^λ . Para limitar o escopo, um critério adotado neste trabalho, é que os dois vetores \mathbf{v}^μ e \mathbf{v}^λ devam estar alinhados com o vetor resultante \mathbf{v}_c .

Os valores máximos possíveis para \mathbf{v}^μ e \mathbf{v}^λ são representados por $\mathbf{v}_c^{\mu L}$ e $\mathbf{v}_c^{\lambda L}$, e estão localizados sobre a reta que liga dois vetores virtuais, na direção de \mathbf{v}_c . Por sua vez, o valor máximo possível para \mathbf{v}_c , corresponde ao vetor \mathbf{v}_c^L que é obtido através da soma

vetorial de $\mathbf{v}_c^{\mu L}$ e $\mathbf{v}_c^{\lambda L}$. Além disso, definiu-se que os vetores \mathbf{v}_c^μ e \mathbf{v}_c^λ sejam estabelecidos de forma ponderada através dos vetores limites $\mathbf{v}_c^{\mu L} = [v_{c1}^{\mu L} \ v_{c2}^{\mu L}]^T$ e $\mathbf{v}_c^{\lambda L} = [v_{c1}^{\lambda L} \ v_{c2}^{\lambda L}]^T$ na direção de \mathbf{v}_c , ou seja:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_c^\mu &= \begin{bmatrix} v_{c1} \frac{v_{c1}^{\mu L}}{v_{c1}^{\mu L} + v_{c1}^{\lambda L}} & v_{c2} \frac{v_{c2}^{\mu L}}{v_{c2}^{\mu L} + v_{c2}^{\lambda L}} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{v}_c^\lambda &= \begin{bmatrix} v_{c1} \frac{v_{c1}^{\lambda L}}{v_{c1}^{\mu L} + v_{c1}^{\lambda L}} & v_{c2} \frac{v_{c2}^{\lambda L}}{v_{c2}^{\mu L} + v_{c2}^{\lambda L}} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Uma vez definidos os vetores \mathbf{v}_c^μ e \mathbf{v}_c^λ , o cálculo das durações de \mathbf{v}_c^2 , \mathbf{v}_c^4 , \mathbf{v}_c^1 , pode ser realizado semelhantemente àquele apresentado na seção anterior, para o setor $S1_{eq}$, enquanto que o cálculo das durações associadas aos vetores \mathbf{v}_c^3 , \mathbf{v}_c^5 , \mathbf{v}_c^6 é semelhante àquele apresentado na seção associada ao setor $S3_{eq}$.

A Figura 2.10 mostra um vetor \mathbf{v}_c a ser implementado, o valor limite que pode ser implementado \mathbf{v}_c^L , e os vetores \mathbf{v}_c^μ e \mathbf{v}_c^λ . Os vetores máximos $\mathbf{v}_c^{\mu L}$ e $\mathbf{v}_c^{\lambda L}$ estão localizados sobre as retas que ligam os vetores virtuais. Já a figura 2.10(b) mostra um conjunto de vetores \mathbf{v}_c que assumem uma trajetória circular a serem sintetizados, os vetores máximos \mathbf{v}_c que podem ser sintetizados, e os vetores \mathbf{v}_c^μ e \mathbf{v}_c^λ . Para a Figura 2.10 foi admitido $\Delta t_{eq}^2 = \Delta t_{eq}^1$.

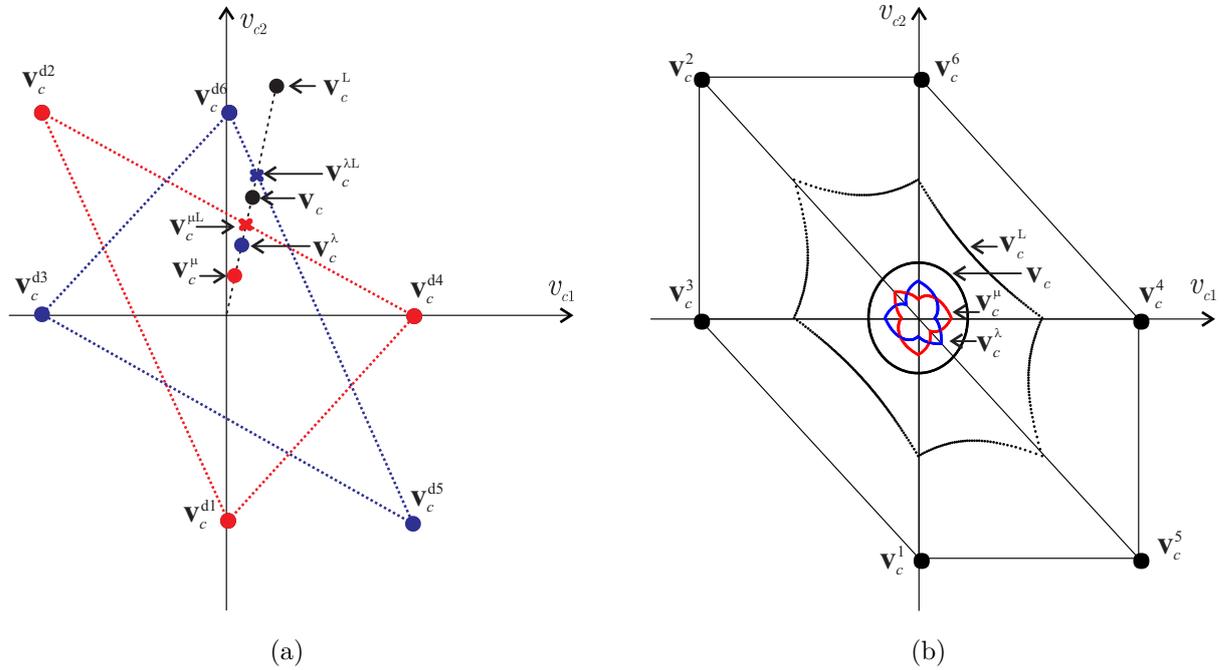


Figura 2.10 – (a) Vetor \mathbf{v}_c a ser sintetizado juntamente com os vetores \mathbf{v}_c^μ e \mathbf{v}_c^λ e os vetores limite $\mathbf{v}_c^{\mu L}$, $\mathbf{v}_c^{\lambda L}$ e \mathbf{v}_c^L (b) Conjunto de vetores \mathbf{v}_c em trajetória circular, juntamente com os vetores \mathbf{v}_c^μ e \mathbf{v}_c^λ e valores limites de \mathbf{v}_c , onde $\Delta t_{eq}^2 = \Delta t_{eq}^1$

A fim de mostrar o impacto da amplitude do vetor de tensão \mathbf{v}_{eq} sobre o recurso de tensão para a síntese de \mathbf{v}_c , a Figura 2.11 mostra os vetores $\mathbf{v}_c^{\mu L}$, $\mathbf{v}_c^{\lambda L}$ e \mathbf{v}_c^L , para duas

situações: na Figura 2.11(a) tem-se que $\Delta t_{eq}^2 > \Delta t_{eq}^1$ e na Figura 2.11(b) $\Delta t_{eq}^2 < \Delta t_{eq}^1$.

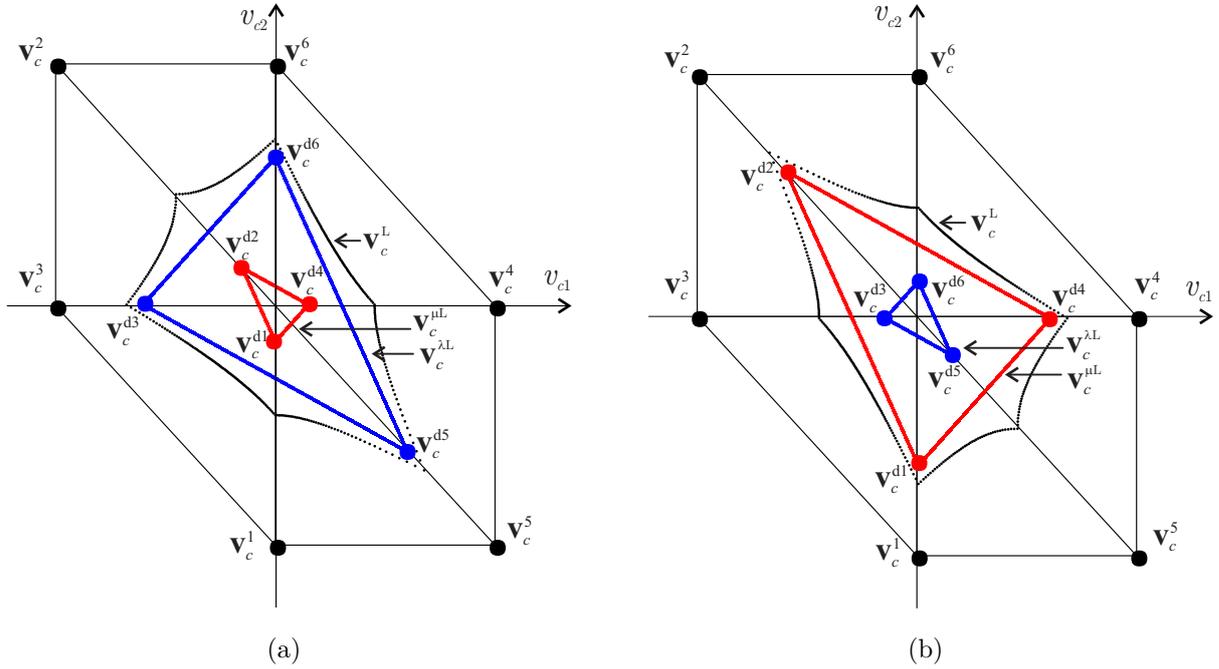


Figura 2.11 – Limites para a síntese de \mathbf{v}_c : (a) $\Delta t_{eq}^2 > \Delta t_{eq}^1$, (b) $\Delta t_{eq}^2 < \Delta t_{eq}^1$.

Note que, a medida que o vetor \mathbf{v}_{eq} aproxima-se de \mathbf{v}_{eq}^2 , os limites formados por $\mathbf{v}_c^{\mu L}$ ficam reduzidos, entretanto os limites formados pelo conjunto de vetores $\mathbf{v}_c^{\lambda L}$ ficam maiores. Por outro lado, quando o vetor \mathbf{v}_{eq} aproxima-se de \mathbf{v}_{eq}^1 , os limites formados por $\mathbf{v}_c^{\lambda L}$ ficam reduzidos, e os limites formados pelo conjunto de vetores $\mathbf{v}_c^{\mu L}$ ficam maiores.

2.4.6 Definição das sequências de comutação para o conversor com três pernas por fase

Note que, existem infinitas sequências de comutação que resultam em número de comutações e espectro harmônico distintos. Para conversores de alta potência, é desejável obter-se sequências de comutação de forma a resultar num baixo número de comutações e baixa distorção harmônica das tensões de saída. No caso em questão devem ser analisados os fluxos do indutor acoplado resultante dessas sequências de forma a não comprometer as correntes durante a transição entre setores. A Tabela 2.4 mostra uma sequência de comutação que resulta em baixa THD das tensões produzidas. Já a Figura 2.12 mostra os vetores de comutação para o setor $S1_{eq}$ da Tabela 2.4. Além disso, é mostrada a tensão equivalente produzida v_{eq} e a tensão v_c , bem como os intervalos de amostragem e atualização da ação de controle.

Tabela 2.4 – Sequência de comutação para um conversor com três pernas em paralelo por fase.

| Sector | Sequência de comutação |
|-----------|---|
| $S1_{eq}$ | $\frac{1}{6}v_c^0 v_c^1 \frac{1}{3}v_c^0 v_c^2 \frac{1}{3}v_c^0 v_c^4 \frac{1}{6}v_c^0$ |
| $S2_{eq}$ | $\frac{1}{2}v_c^1 v_c^5 v_c^4 v_c^6 v_c^2 v_c^3 \frac{1}{2}v_c^1$ |
| $S3_{eq}$ | $v_c^3 \frac{1}{3}v_c^7 v_c^5 \frac{1}{3}v_c^7 v_c^6 \frac{1}{3}v_c^7$ |

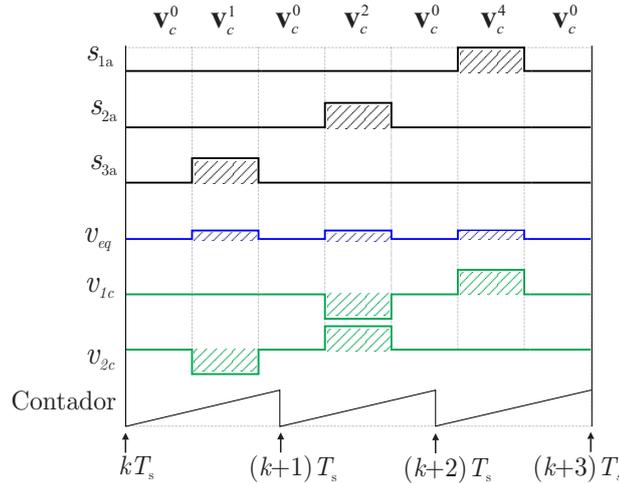


Figura 2.12 – Sequência de comutação para o conversor com três pernas em paralelo por fase para o setor $S1_{eq}$.

2.5 Descrição da modulação com abordagem geométrica

Até o momento foi realizada a abordagem da modulação para a síntese da tensão de cada perna do conversor, assumindo que sejam conhecidas as tensões v_{ageq} , v_{bgeq} e v_{cgeq} . Neste trabalho é proposta a utilização da modulação com abordagem geométrica (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999) para a obtenção das tensões v_{ageq} , v_{bgeq} e v_{cgeq} . Desta forma, com a utilização da abordagem geométrica e vetorial conjuntas, a presente técnica de modulação pode ser chamada de híbrida.

Geralmente, para o controle de sistemas trifásicos utilizam-se os sinais em coordenadas $\alpha\beta$, que em relação às tensões v_{ageq} , v_{bgeq} e v_{cgeq} , segundo (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999) pode ser escrito:

$$\begin{aligned}
 v_{ageq} &= v_\alpha + \frac{v_0^*}{2}, \\
 v_{bgeq} &= -\frac{v_\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}v_\beta}{2} + \frac{v_0^*}{2}, \\
 v_{cgeq} &= -\frac{v_\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}v_\beta}{2} + \frac{v_0^*}{2}.
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

onde v_0^* é considerada como a tensão de modo comum e pode ser utilizada para maximizar a utilização do barramento CC.

Para que o conversor opere na região linear, as tensões equivalentes, normalizadas em relação à tensão do barramento CC, devem ser:

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ageq} \leq 1, \\ 0 &\leq v_{bgeq} \leq 1, \\ 0 &\leq v_{cgeq} \leq 1. \end{aligned} \tag{2.39}$$

Substituindo (2.38) em (2.39), as seguintes desigualdades podem ser escritas:

$$\begin{aligned} \text{i)} \quad v_0^* &\geq -2v_\alpha, \\ \text{ii)} \quad v_0^* &\leq 2 - 2v_\alpha, \\ \text{iii)} \quad v_0^* &\geq v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta, \\ \text{iv)} \quad v_0^* &\leq 2 + v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta, \\ \text{v)} \quad v_0^* &\geq v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta, \\ \text{vi)} \quad v_0^* &\leq 2 + v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta. \end{aligned} \tag{2.40}$$

Definindo

$$R_a = -2v_\alpha; \quad R_b = v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta; \quad R_c = v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta, \tag{2.41}$$

os limites de v_0^* serão dados por

$$2 + \min\{R_a, R_b, R_c\} \geq v_0^* \geq \max\{R_a, R_b, R_c\}. \tag{2.42}$$

Com o objetivo da operação na região linear, v_0^* deve estar entre os limites da região em (2.42). Neste trabalho definiu-se v_o^* como

$$v_o^* = \frac{(\max\{R_a, R_b, R_c\}) + (2 + \min\{R_a, R_b, R_c\})}{2}. \tag{2.43}$$

Desta forma por meio da modulação com abordagem geométrica obtém-se as tensões v_{ageq} , v_{bgeq} e v_{cgeq} que serão utilizadas na modulação vetorial, para a definição dos sinais PWM.

2.6 Equilíbrio das correntes das pernas adjacentes do conversor

Em conversores com pernas em paralelo, as componentes alternadas das correntes entre as pernas do conversor ficam limitadas pela impedância do indutor acoplado. Entretanto, devido a não-idealidades do circuito de potência como, por exemplo, quedas de tensão nos semicondutores, atrasos na entrada e saída de condução dos semicondutores

de potência, podem resultar em componentes contínuas que circulam entre as pernas em paralelo. Estes componentes podem levar o indutor acoplado à saturação. Para garantir o equilíbrio entre correntes das pernas adjacentes do conversor, é proposto o esquema de controle mostrado na Figura 2.13. Os controladores mantêm nula a diferença de corrente entre pernas adjacentes, sendo que as correspondentes ações de controle são as tensões v_c a serem sintetizadas pelo conversor. No diagrama da Figura 2.13, GA representa *Geometric Approach* ou modulação com abordagem geométrica; SV *Space Vector* como descrito nas seções anteriores e o compensador proporcional-integral é utilizado.

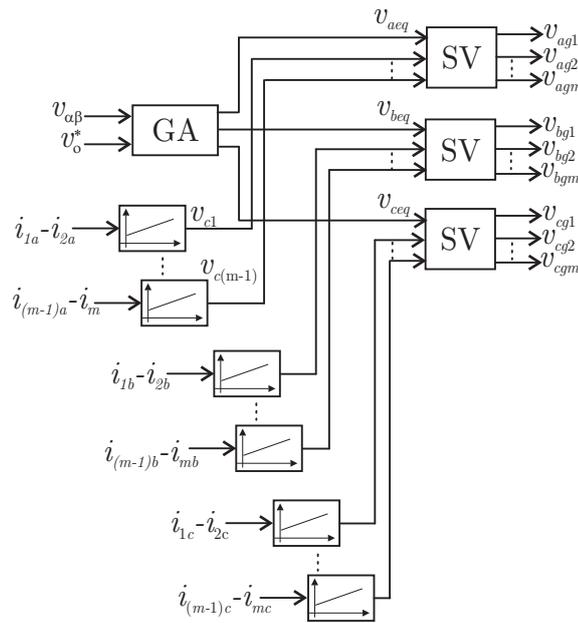


Figura 2.13 – Diagrama da modulação híbrida proposta para conversores com m pernas em paralelo.

2.7 Resultados de simulação

Resultados de simulação foram obtidos com o objetivo de demonstrar a aplicabilidade, flexibilidade e relativa simplicidade do método de modulação proposto. Para isso a modulação foi implementada em um conversor trifásico com duas e com três pernas em paralelo. Para aproximar os resultados aos de um sistema de geração eólica, foi adotada a potência de 1 MW e tensão de linha de 400 V. Ainda, foi utilizada frequência de comutação de 3 kHz, barramento CC de 750 V. A indutância própria dos indutores acoplados foi escolhida para que não sejam comprometidas as perdas do conversor, ou seja, $L=200 \mu\text{H}$. A definição deste valor será descrita com maiores detalhes no Capítulo 3. Além disso, foram escolhidos o indutor de filtro do lado da rede igual a: (i) $\ell=310 \mu\text{H}$ (0,73 p.u.) para o conversor com duas pernas em paralelo por fase, (ii) $\ell=50 \mu\text{H}$ (0,11 p.u.) para o conversor com três pernas por fase.

2.7.1 Conversor com duas pernas em paralelo por fase

As Figuras 2.14 e 2.15 mostram os resultados obtidos a partir de um conversor com duas pernas em paralelo por fase. A Figura 2.14 mostra as principais formas de onda para um conversor com duas pernas. Nesta figura são apresentados: no topo o fluxo de um enrolamento do indutor acoplado da fase a , o setor S_{eq} , a tensão de referência v_{ag} , a tensão equivalente v_{ageq} , e a tensão de linha v_{ab} . Já a Figura 2.15 mostra o espectro das tensões de linha v_{ab} da Figura 2.14, onde h é a ordem harmônica, f_s é a frequência de comutação e f é a frequência fundamental.

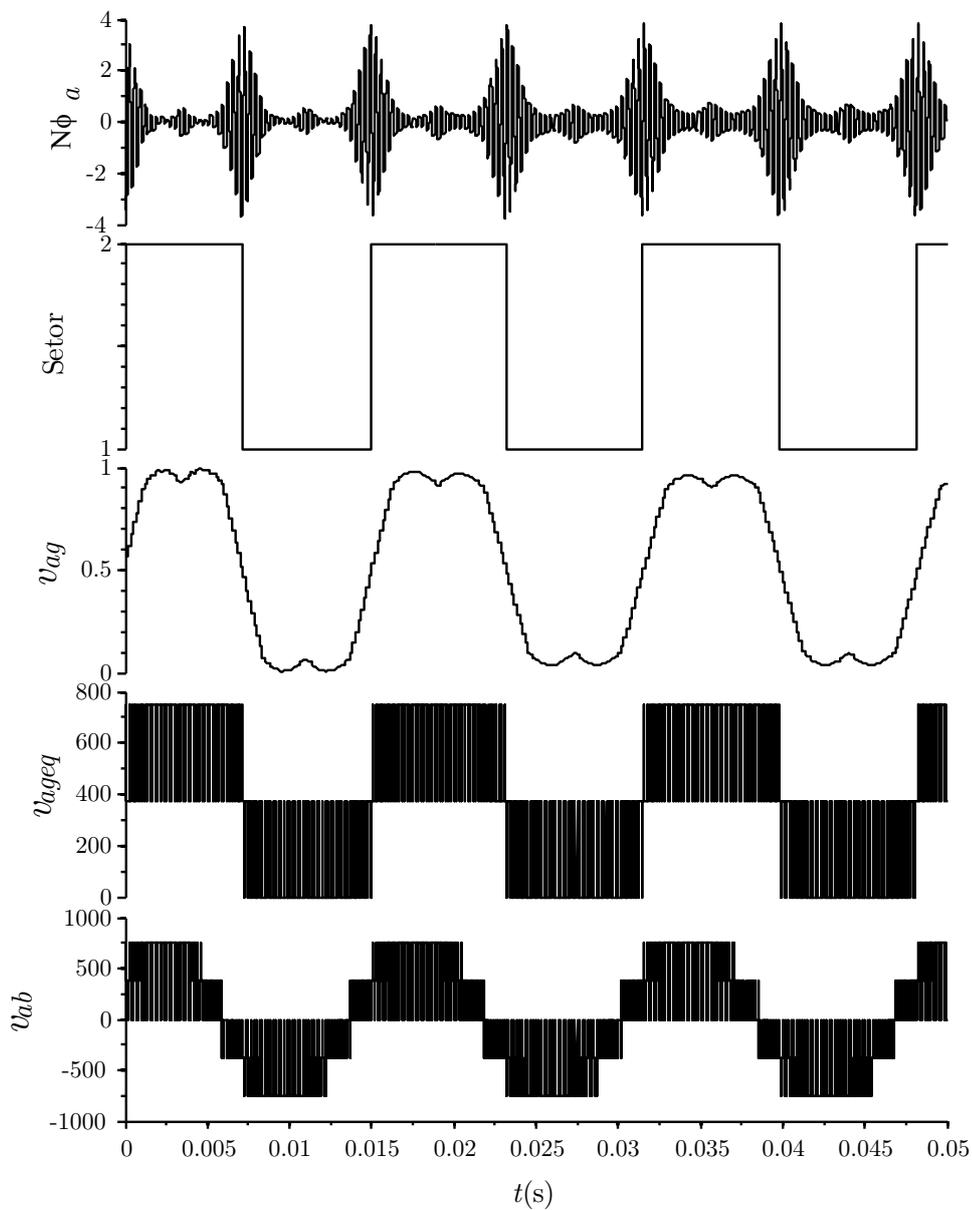


Figura 2.14 – Resultados para o conversor com 2 pernas em paralelo por fase: fluxo do indutor acoplado em Wb vezes o número de espiras, setor S_{eq} , tensão modulante v_{ag} , v_{ageq} , v_{ab} .

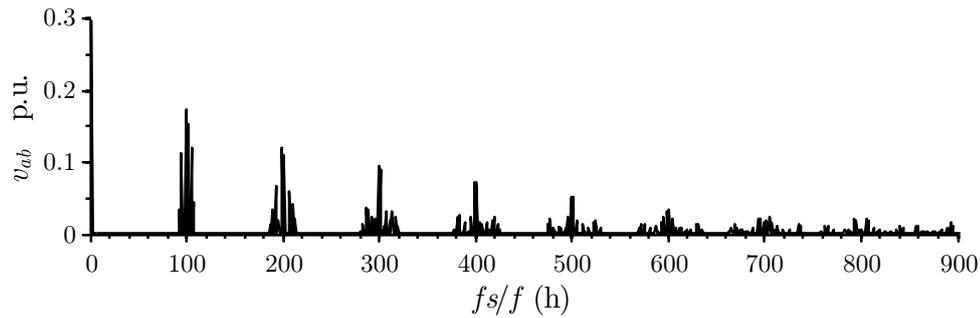


Figura 2.15 – Espectro da tensão de linha para o conversor com duas pernas em paralelo por fase.

Note que, os componentes harmônicos resultantes da modulação situam-se em torno do dobro da frequência de comutação na tensão de linha. Além disso, praticamente inexistem componentes harmônicos na frequência de comutação. Isto ocorre porque a tensão v_c a ser sintetizada é praticamente nula, fato este que resulta na simetria do padrão PWM em dois períodos de comutação. Os resultados mostrados nas Figuras 2.16 e 2.17 foram obtidos a partir do conversor conectado à rede em malha fechada de corrente com fator de deslocamento unitário e potência nominal. A Figura 2.16 mostra as correntes das pernas do conversor da fase a e a corrente total da fase a em malha fechada. Já a Figura 2.17 mostra o espectro das correntes da Figura 2.16.

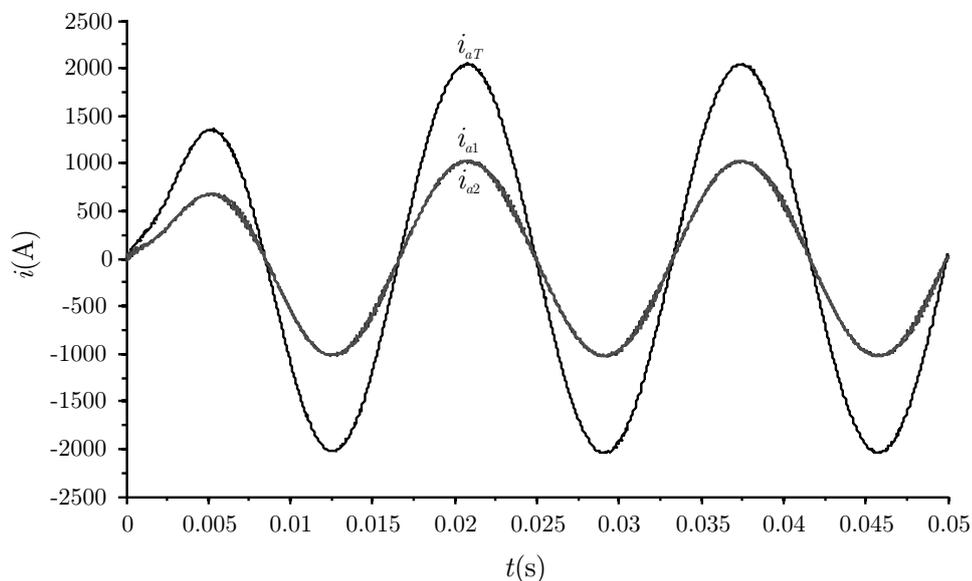


Figura 2.16 – Correntes no conversor com duas pernas em paralelo por fase: corrente em uma perna, corrente total da fase a .

A partir da Figura 2.16 nota-se que a corrente total divide-se igualmente entre as pernas em paralelo. A Figura 2.17 mostra que a corrente da perna do conversor apresenta componentes harmônicos na frequência de comutação, enquanto o espectro da corrente total na saída do conversor apresenta componentes harmônicos no dobro da frequência de

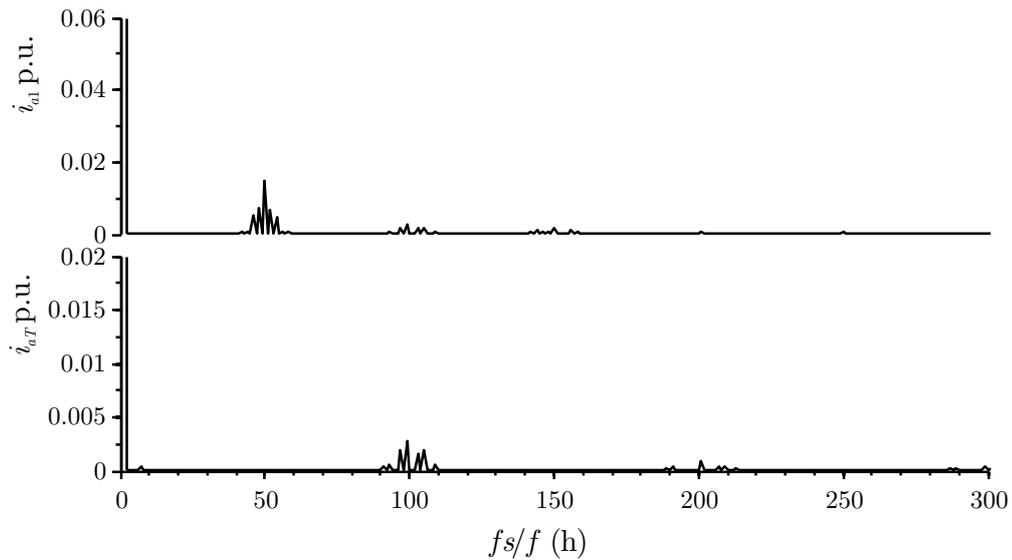


Figura 2.17 – Espectro das correntes para o conversor com duas pernas em paralelo por fase: corrente em uma perna, corrente total da fase a .

comutação.

2.7.2 Conversor com três pernas em paralelo por fase

A Figura 2.18 mostra as principais formas de onda para um conversor com três pernas, isto é, o fluxo de um enrolamento do indutor acoplado da fase a , setor S_{eq} , tensão modulante de referência v_{ag} , tensão equivalente v_{ageq} , e tensão de linha v_{ab} . Já a Figura 2.19 mostra o espectro harmônico da tensão de linha v_{ab} da Figura 2.18.

Note que, os componentes harmônicos resultantes da modulação situam-se em torno do triplo da frequência de comutação na tensão de linha. Entretanto, existem pequenos componentes harmônicos em torno da frequência de comutação e no dobro da frequência de comutação. Isto ocorre porque a tensão v_c a ser sintetizada é diferente de zero, e resulta em transitórios no fluxo durante a transição de setores.

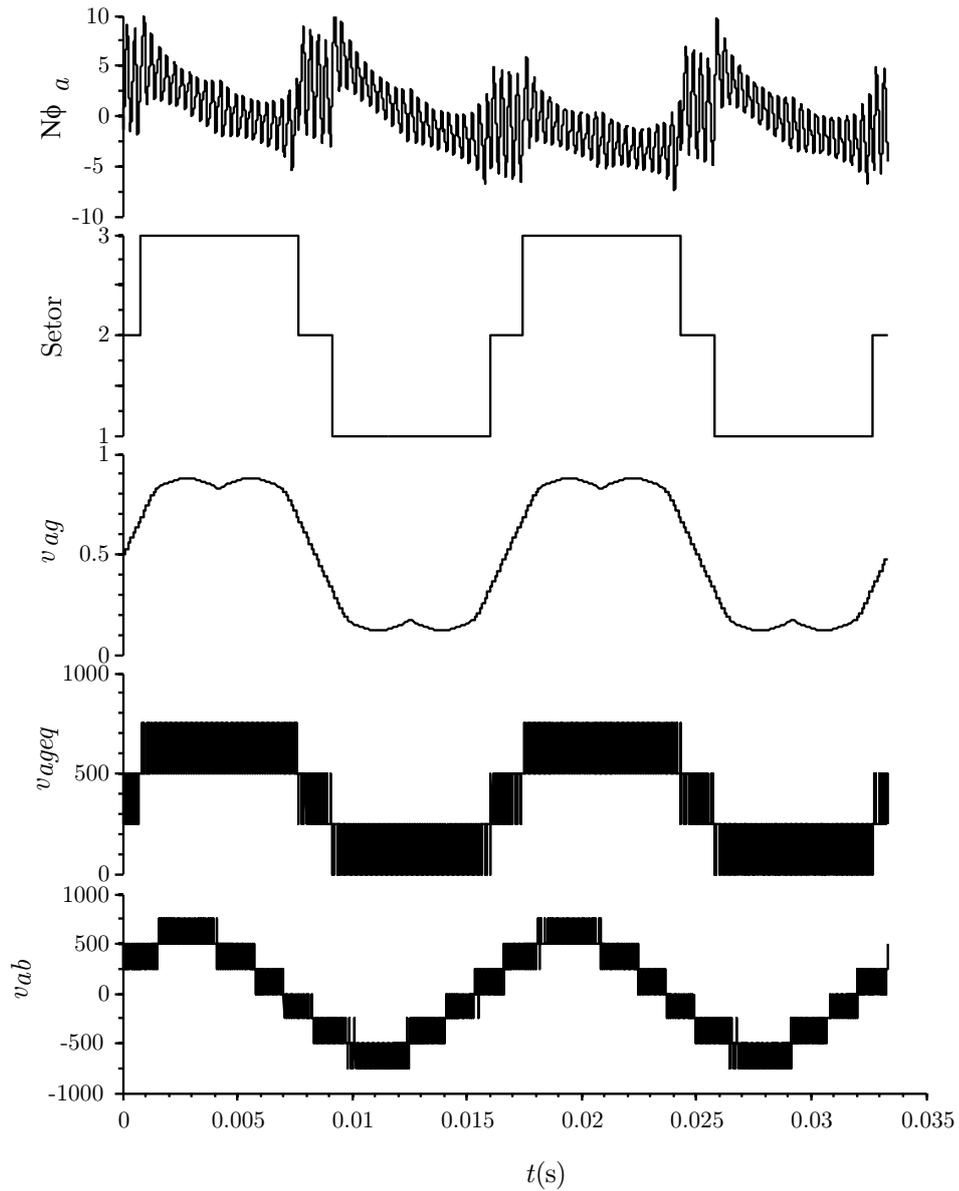


Figura 2.18 – Resultados para o conversor com três pernas em paralelo por fase: fluxo do indutor acoplado em Wb vezes o número de espiras, setor S_{eq} , tensão modulante v_{ag} , v_{ageq} e v_{ab} .

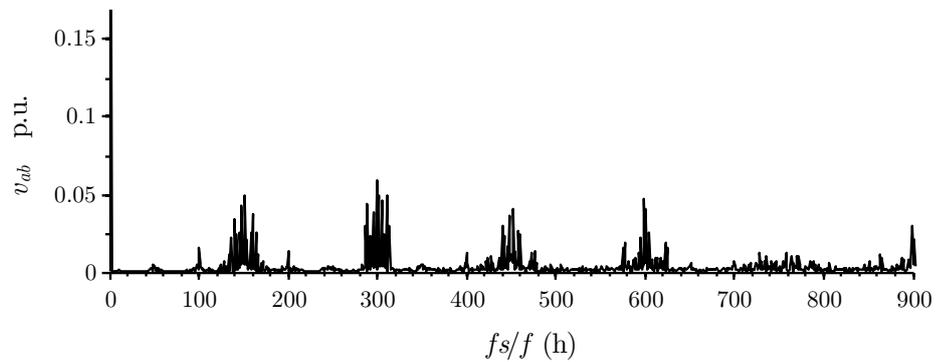


Figura 2.19 – Espectro das tensões de linha para o conversor com três pernas em paralelo por fase.

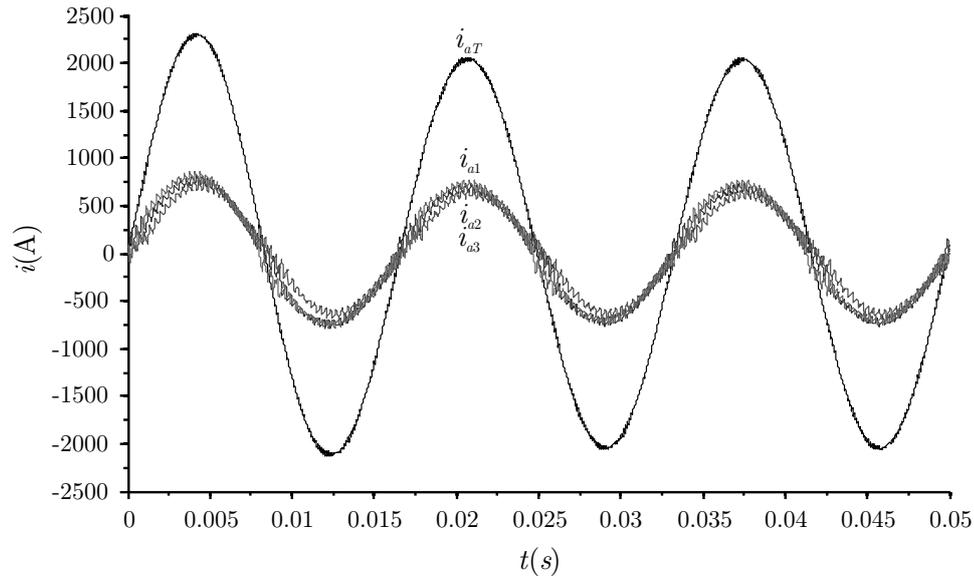


Figura 2.20 – Correntes i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} , i_{aT} , para o conversor com três pernas em paralelo por fase.

A partir da Figura 2.20, nota-se que a corrente total divide-se igualmente entre as pernas em paralelo. Na Figura 2.21, podem ser vistos componentes harmônicos de baixa ordem na corrente da perna do conversor i_{1a} . Este fato ocorre devido aos transitórios no fluxo do indutor acoplado que introduzem pequenas perturbações nas correntes durante a transição de setores. Em função da ação de controle para garantir o equilíbrio das correntes, surgem estes componentes harmônicos. Note, entretanto que, estes componentes harmônicos inexistem na corrente de saída.

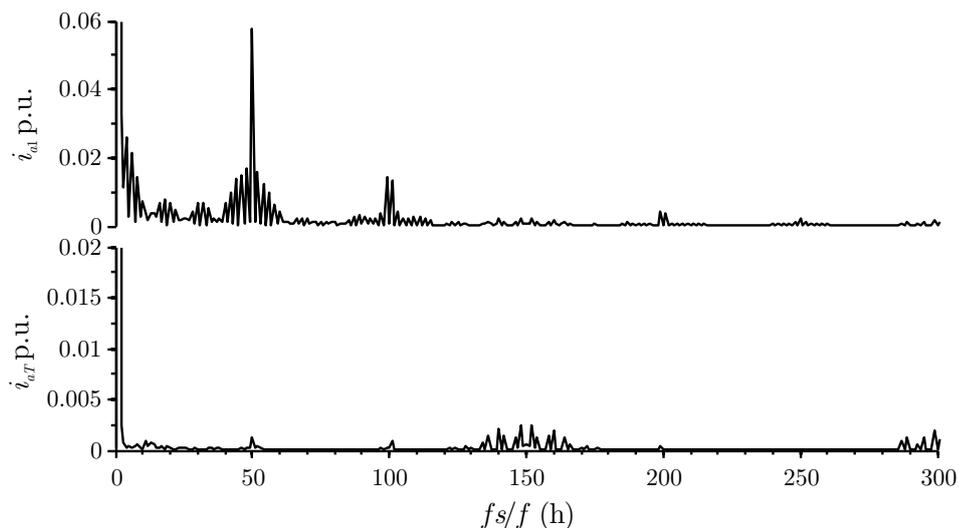


Figura 2.21 – Espectro harmônico das correntes i_{a1} e i_{aT} para o conversor com três pernas em paralelo por fase.

2.8 Resultados experimentais

Com o objetivo de validar a análise apresentada, resultados experimentais foram obtidos a partir de um conversor trifásico com duas pernas em paralelo por fase alimentando uma carga RL . O indutor acoplado utilizado possui indutância mútua de $1,25\text{ mH}$ e o indutor adicionado em série possui 1 mH . Para a obtenção dos resultados, uma carga resistiva de $10\ \Omega$ conectada em delta foi utilizada. A estratégia de modulação para o conversor com duas pernas em paralelo foi implementada em um processador digital de sinais TMS320F28335 e a frequência de comutação igual a 3 kHz . A Figura 2.22 mostra as correntes das pernas de uma fase do conversor e a diferença entre estas correntes. Além disso, é mostrada a tensão v_{ageq} e a tensão v_c , que é a diferença entre as tensões v_{ag1} e v_{ag2} .

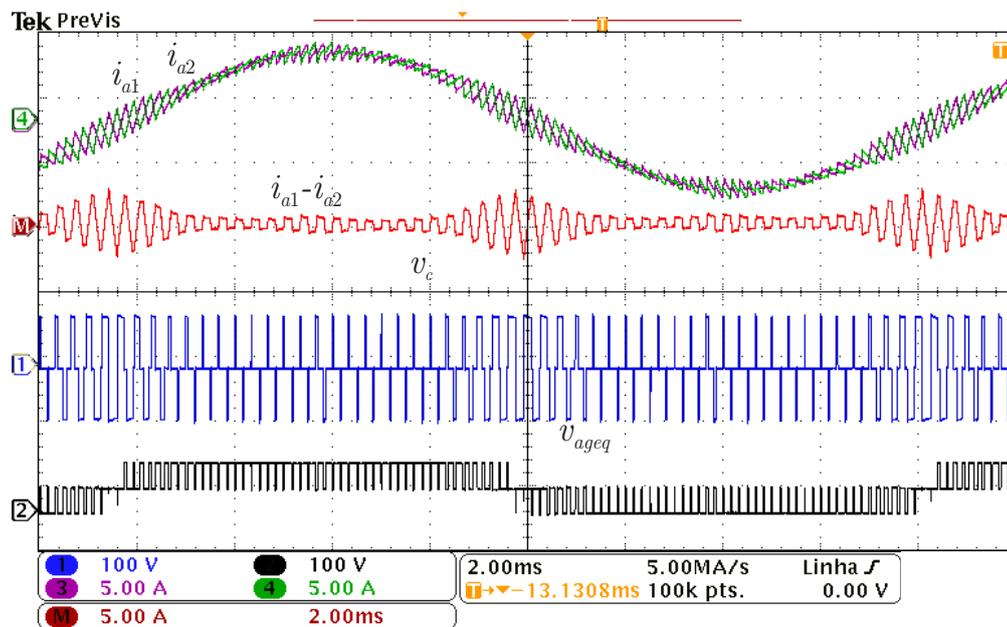


Figura 2.22 – Correntes i_{a1} , i_{a2} , $i_{a1}-i_{a2}$, tensão v_c e v_{ageq} .

A Figura 2.23 mostra as correntes das pernas de uma fase do conversor. Também é mostrada a tensão v_c e a diferença entre as correntes das pernas $i_{a1}-i_{a2}$. A Figura 2.24 mostra a corrente de uma perna do conversor e a corrente total da fase a . Além disso, é mostrada a tensão v_{aeq} e a tensão v_{ab} .

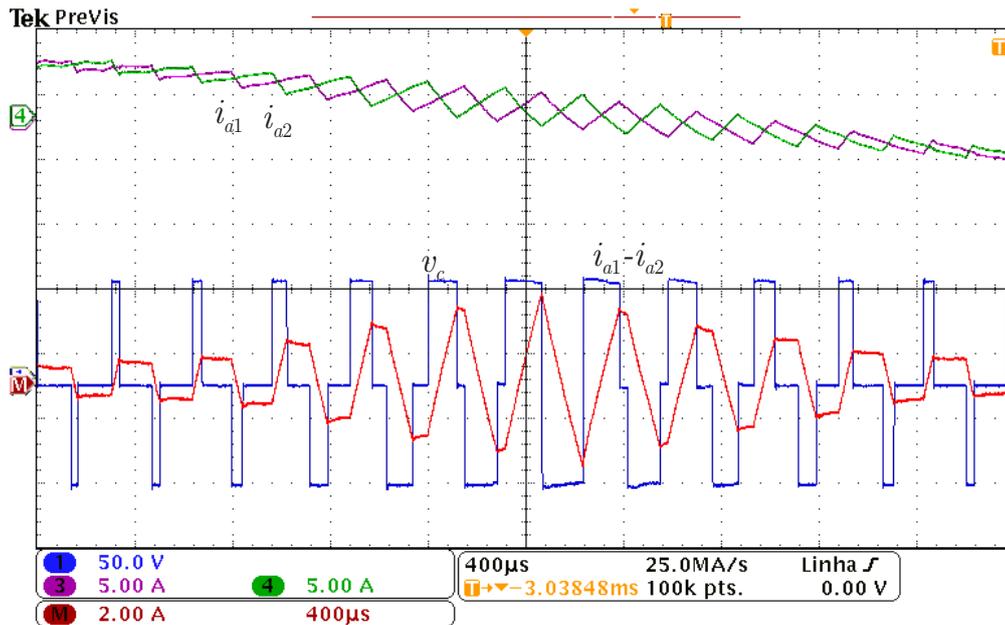


Figura 2.23 – Correntes i_{a1} , i_{a2} , $i_{a1}-i_{a2}$, tensão v_c .

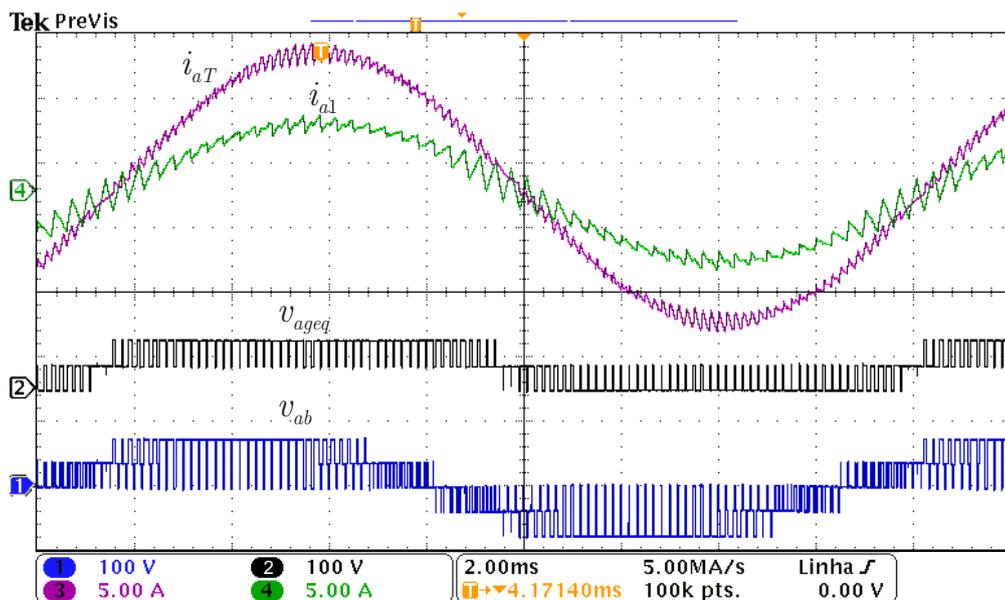


Figura 2.24 – Correntes i_{aT} , i_{a1} , tensão v_{ageq} e v_{ab} .

Por meio dos resultados experimentais, constata-se que as correntes das pernas do conversor estão igualmente distribuídas, visto que a média da diferença entre elas é aproximadamente zero, ou seja, a operação em malha fechada eliminou a componente contínua que circula entre as pernas dos conversores.

Além disso, nota-se que a tensão de linha v_{ab} resultante do conversor com três pernas em paralelo, visto na Figura 2.18, apresenta o padrão PWM com transição somente entre níveis adjacentes, fato este, que resulta da adequada escolha das sequências de comutação. Entretanto, tal resultado não foi obtido com o conversor com duas pernas em

paralelo, como pode ser visto na Figura 2.24.

2.9 Sumário

Este capítulo apresentou uma técnica de modulação híbrida para conversores com pernas em paralelo que utiliza indutores acoplados. Com a estratégia de modulação proposta é possível obter uma tensão de saída multinível e também obter o equilíbrio das correntes entre pernas adjacentes do conversor. Com o uso de vetores virtuais, é possível definir limites do recurso de tensão para impor o equilíbrio das correntes entre duas pernas adjacentes. A técnica híbrida proposta une as características de flexibilidade de escolhas de sequências de comutação oriundas da abordagem vetorial e a simplicidade de implementação proveniente da abordagem geométrica. São apresentadas, ainda, sequências de comutação para demonstrar a flexibilidade do método proposto. Na escolha da sequência de comutação deve ser estabelecido um compromisso entre taxa de distorção harmônica da tensão equivalente produzida na saída e transitório nas correntes das pernas durante transição de setores. Finalmente, são apresentados resultados de simulação e experimentais que validam e demonstram o bom desempenho da técnica proposta.

3 CONVERSORES EM PARALELO COM PERNAS EM PARALELO COM INDUTORES DE ACOPLAMENTO

3.1 Introdução

Os conversores estáticos de potência possuem maior eficiência quando operam próximo às suas potências nominais. Por outro lado, pernas em paralelo utilizando indutores acoplados magneticamente não podem operar independentemente, ou seja, o número de pernas em operação não pode ser menor que a quantidade total de pernas em paralelo, principalmente quando o número de pernas for maior ou igual a três. Neste sentido, é proposto nesta Tese, o uso de múltiplos conversores em paralelo com múltiplas pernas em paralelo. Como resultado os seguintes benefícios são alcançados: (i) aumento da eficiência do sistema, a medida que o número de módulos conversores ativos é proporcional a potência processada, (ii) redução das ondulações de corrente de alta frequência nas pernas do conversor, através do indutor de acoplamento, (iii) o adequado valor de indutância mútua contribui também para a eficiência energética, visto que reduz principalmente as perdas de comutação dos dispositivos semicondutores.

Este Capítulo investiga os conceitos relacionados a eficiência de conversores estáticos em paralelo com pernas em paralelo quanto às perdas de condução e comutação. Perdas adicionais, tais como, refrigeração dos dispositivos e circuitos de controle serão desprezadas nesta análise. Além disso, será abordado o impacto da indutância mútua dos indutores acoplados sobre a eficiência dos conversores. Ainda, a determinação do filtro indutivo de saída é apresentada para atender normas relativas ao conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede elétrica. Será apresentada uma análise comparativa do valor de indutância do indutor de filtro de saída em função do número de pernas e módulos conversores em paralelo.

3.2 Determinação do indutor de Filtro de saída para n conversores em paralelo com m pernas em paralelo

Os requisitos de acesso a rede são elaborados com base em normas como a IEC 61400-11 e a IEEE 1547. Assim, serão adotados neste trabalho os limites da norma IEEE 1547 que estabelece especificações para a conexão de sistemas de geração distribuída com potências até 10 MW. A Tabela 3.1 mostra os níveis máximos de corrente harmônica permitidos, segundo esta norma.

Tabela 3.1 – Limite de corrente harmônicas segundo a *Std.* IEEE 1547.

| Harmônica individual de ordem h^1 | $h < 11$ | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $h \geq 35$ |
|--|----------|------------------|------------------|------------------|-------------|
| Porcentagem ² (%) | 4,0 | 2,0 | 1,5 | 0,6 | 0,3 |

¹Nível máximo porcentual em relação a corrente máxima de carga de demanda local (15 ou 30 minutos), sem a conexão da fonte de geração, ou a capacidade de corrente da unidade de geração distribuída.

²Tabela válida para harmônicos ímpares. Os harmônicos pares devem no máximo equivaler a 25% dos harmônicos ímpares.

3.2.1 Determinação do circuito equivalente

Nesta seção serão desenvolvidos os critérios para determinação do valor do filtro L_{fG} de saída para os conversores em paralelo conectados à rede. Para tanto, será obtido o modelo equivalente de n conversores em paralelo com m pernas em paralelo para cada fase do conversor. Considere o conjunto de conversores em paralelo com múltiplas pernas em paralelo conectados à rede mostrado na Figura 3.1(b). O modelo elétrico destes conversores é mostrado na Figura 3.1(a), onde L_{fG} representa o indutor de filtro e L_G representa a indutância da rede.

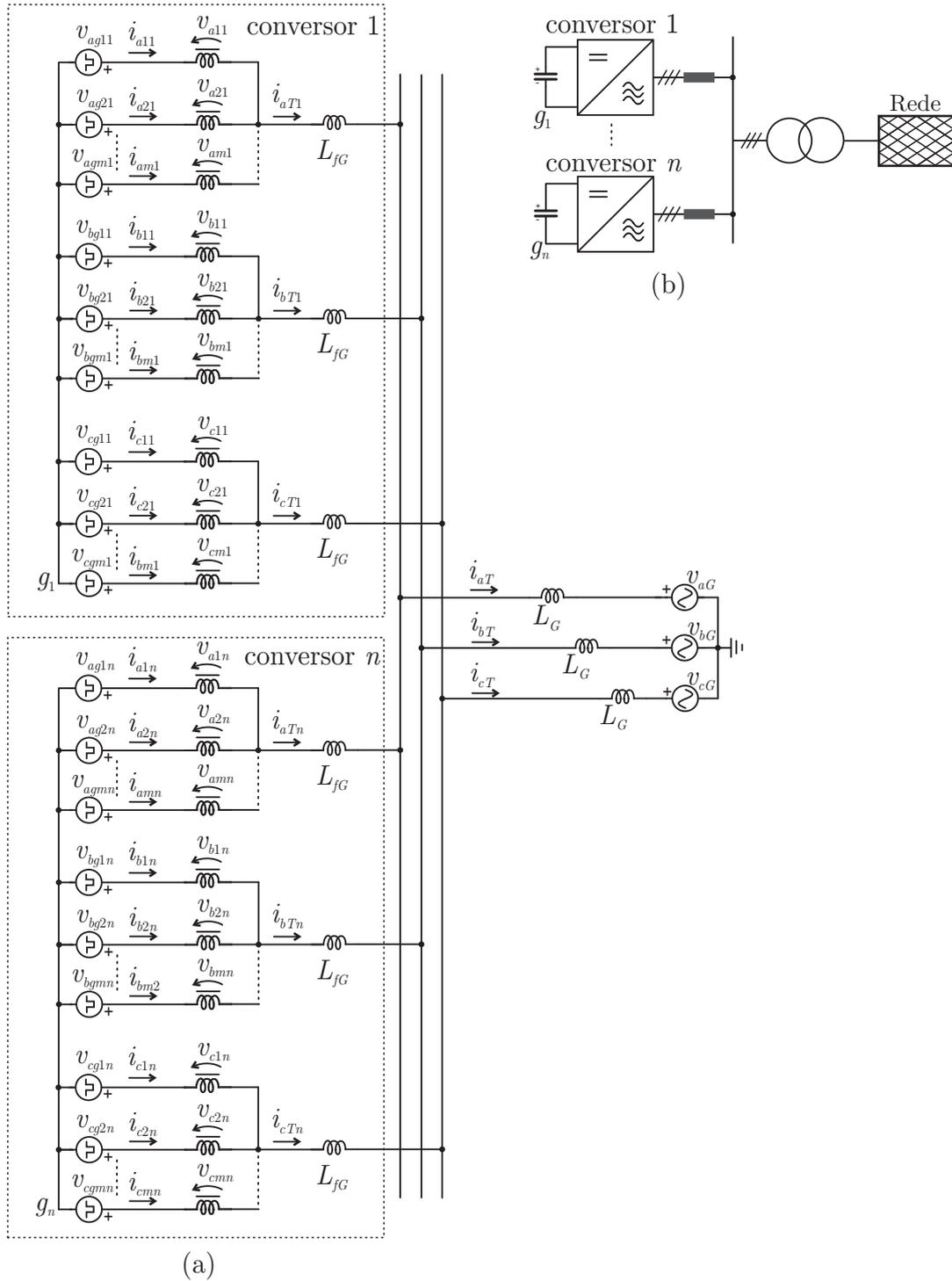


Figura 3.1 – (a) Circuito elétrico de conversores em paralelo com pernas em paralelo conectados à rede. (b) Representação em diagrama de blocos dos conversores em paralelo com pernas em paralelo.

O circuito equivalente será obtido a partir do modelo apresentado na Figura 3.1. Para fins de simplificação, primeiramente serão considerados dois conversores em paralelo com três pernas por conversor. Posteriormente a análise será estendida para múltiplos conversores em paralelo com múltiplas pernas. As variáveis associadas ao circuito elétrico levam o subscrito ji onde $j = [1, 2, \dots, m]$ pernas e $i = [1, 2, \dots, n]$ conversores. Segundo

a Lei das tensões de Kirchhoff, para cada conversor mostrado na Figura 3.1(a), pode ser escrito o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{aligned}
 -v_{ag11} + v_{a11} + v_{Lfga1} + v_{Lga} + v_{aG} - v_{bG} - v_{Lgb} - v_{Lfgb1} - v_{b11} + v_{bg11} &= 0, \\
 -v_{ag21} + v_{a21} + v_{Lfga1} + v_{Lga} + v_{aG} - v_{bG} - v_{Lgb} - v_{Lfgb1} - v_{b21} + v_{bg21} &= 0, \\
 -v_{ag31} + v_{a31} + v_{Lfga1} + v_{Lga} + v_{aG} - v_{bG} - v_{Lgb} - v_{Lfgb1} - v_{b31} + v_{bg31} &= 0,
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

$$\begin{aligned}
 -v_{bg11} + v_{b11} + v_{Lfgb1} + v_{Lgb} + v_{bG} - v_{cG} - v_{Lgc} - v_{Lfgc1} - v_{c11} + v_{cg11} &= 0, \\
 -v_{bg21} + v_{b21} + v_{Lfgb1} + v_{Lgb} + v_{bG} - v_{cG} - v_{Lgc} - v_{Lfgc1} - v_{c21} + v_{cg21} &= 0, \\
 -v_{bg31} + v_{b31} + v_{Lfgb1} + v_{Lgb} + v_{bG} - v_{cG} - v_{Lgc} - v_{Lfgc1} - v_{c31} + v_{cg31} &= 0.
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

tendo em vista que, as tensões no indutor acoplado podem ser escritas em função da derivada das correntes de acordo com (3.3)

$$\begin{bmatrix} v_{x1n} \\ v_{x2n} \\ v_{x3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -M & -M \\ -M & L & -M \\ -M & -M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{x1n} \\ i_{x2n} \\ i_{x3n} \end{bmatrix}, \tag{3.3}$$

para $x = a, b, c$. Além disso,

$$\begin{aligned}
 v_{Lfgxn} &= L \frac{di_{Lfgxn}}{dt} \\
 v_{LGx} &= L \frac{di_{LGx}}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Ainda, as equações (3.3) e (3.4) podem ser substituídas em (3.1) e (3.2) resultando em (3.5), (3.6), (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10):

$$\begin{aligned}
 &-v_{ag11} + Li_{a11} - Mi_{a21} - Mi_{a31} + L_{fG} (i_{a11} + i_{a21} + i_{a31}), \\
 &+ L_G (i_{a11} + i_{a21} + i_{a31} + i_{a12} + i_{a22} + i_{a32}) + v_{aG} - v_{bG} - L_{fG} (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31}), \\
 &- L_G (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31} + i_{b12} + i_{b22} + i_{b32}) - Li_{b11} + Mi_{b21} + Mi_{b31} + v_{bg11} = 0,
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

$$\begin{aligned}
 &-v_{ag21} - Mi_{a11} + Li_{a21} - Mi_{a31} + L_{fG} (i_{a11} + i_{a21} + i_{a31}), \\
 &+ L_G (i_{a11} + i_{a21} + i_{a31} + i_{a12} + i_{a22} + i_{a32}) + v_{aG} - v_{bG} - L_{fG} (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31}), \\
 &- L_G (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31} + i_{b12} + i_{b22} + i_{b32}) + Mi_{b11} - Li_{b21} + Mi_{b31} + v_{bg21} = 0,
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}
 & -v_{ag31} - Mi_{a11} - Mi_{a21} + Li_{a31} + L_{fG} (i_{a11} + i_{a21} + i_{a31}), \\
 & + L_G (i_{a11} + i_{a21} + i_{a31} + i_{a12} + i_{a22} + i_{a32}) + v_{aG} - v_{bG} - L_{fG} (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31}), \quad (3.7) \\
 & - L_G (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31} + i_{b12} + i_{b22} + i_{b32}) + Mi_{b11} + Mi_{b21} - Li_{b31} + v_{bg21} = 0,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & -v_{bg11} + Li_{b11} - Mi_{b21} - Mi_{b31} + L_{fG} (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31}), \\
 & + L_G (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31} + i_{b12} + i_{b22} + i_{b32}) + v_{bG} - v_{cG} - L_{fG} (i_{c11} + i_{c21} + i_{c31}), \quad (3.8) \\
 & - L_G (i_{c11} + i_{c21} + i_{c31} + i_{c12} + i_{c22} + i_{c32}) - Li_{c11} + Mi_{c21} + Mi_{c31} + v_{cg11} = 0,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & -v_{bg21} - Mi_{b11} + Li_{b21} - Mi_{b31} + L_{fG} (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31}), \\
 & + L_G (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31} + i_{b12} + i_{b22} + i_{b32}) + v_{bG} - v_{cG} - L_{fG} (i_{c11} + i_{c21} + i_{c31}), \quad (3.9) \\
 & - L_G (i_{c11} + i_{c21} + i_{c31} + i_{c12} + i_{c22} + i_{c32}) + Mi_{c11} - Li_{c21} + Mi_{c31} + v_{cg21} = 0,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & -v_{bg31} - Mi_{b11} - Mi_{b21} + Li_{b31} + L_{fG} (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31}), \\
 & + L_G (i_{b11} + i_{b21} + i_{b31} + i_{b12} + i_{b22} + i_{b32}) + v_{bG} - v_{cG} - L_{fG} (i_{c11} + i_{c21} + i_{c31}), \quad (3.10) \\
 & - L_G (i_{c11} + i_{c21} + i_{c31} + i_{c12} + i_{c22} + i_{c32}) + Mi_{c11} + Mi_{c21} - Li_{c31} + v_{cg21} = 0.
 \end{aligned}$$

De forma semelhante ao procedimento (3.5)-(3.10), podem ser obtidas equações para o segundo conversor ou quaisquer número de conversores. Através da soma de (3.5)-(3.10), com as equações obtidas pelos demais conversores, pode-se deduzir as equações generalizadas para o modelo equivalente para n conversores com m pernas paralelas:

$$\begin{aligned}
 & - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{agji} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{bgji} + mn(v_{aG} - v_{bG}) \cdots \\
 & + (L - (m - 1)M + mL_{fG} + mnL_G) \left(\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{aji} - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{bji} \right) = 0 \\
 & - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{bgji} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{cgji} + mn(v_{bG} - v_{cG}) \cdots \\
 & + (L - (m - 1)M + mL_{fG} + mnL_G) \left(\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{bji} - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{cji} \right) = 0
 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Tendo em vista que para o sistema trifásico a três, tem-se que

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{aji} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{bji} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{cji} = 0, \quad (3.12)$$

e na forma matricial, (3.11) pode ser reescrita como sendo

$$(L - (m - 1)M + mL_{fG} + mnL_G) \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \dot{i}_{aji} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \dot{i}_{bji} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \dot{i}_{cji} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{agji} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{bgji} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{cgji} \end{bmatrix} - nm \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aG} \\ v_{bG} \\ v_{cG} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Isolando os termos das derivadas das correntes, tem-se que

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \dot{i}_{aji} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \dot{i}_{bji} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \dot{i}_{cji} \end{bmatrix} = \frac{nm}{3(L - (m - 1)M + mL_{fG} + mnL_G)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{agji}}{nm} \\ \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{bgji}}{nm} \\ \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{cgji}}{nm} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{aG} \\ v_{bG} \\ v_{cG} \end{bmatrix} \right). \quad (3.14)$$

Com o objetivo de se obter três circuitos equivalentes desacoplados, será utilizada a transformação $abc-\alpha\beta 0$. As correntes e tensões equivalentes neste novo sistema de coordenadas podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha eq} \\ v_{\beta eq} \\ v_{0eq} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{agji}}{nm} \\ \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{bgji}}{nm} \\ \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{cgji}}{nm} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{\alpha eq} \\ i_{\beta eq} \\ i_{0eq} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{aji} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{bji} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m i_{cji} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{\alpha G} \\ v_{\beta G} \\ v_{0r} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} v_{aG} \\ v_{bG} \\ v_{cG} \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Em coordenadas $\alpha\beta 0$, (3.14) pode ser reescrita na seguinte equação em espaço de estados

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha eq} \\ \dot{i}_{\beta eq} \\ \dot{i}_{0eq} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha eq} \\ v_{\beta eq} \\ v_{0eq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha G} \\ v_{\beta G} \\ v_{0r} \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

onde

$$L_{eq} = \frac{(L - (m - 1)M)}{nm} + \frac{L_{fG}}{n} + L_G. \quad (3.17)$$

A Figura 3.2 mostra o circuito equivalente em $\alpha\beta$ com os conversores e filtro de saída.

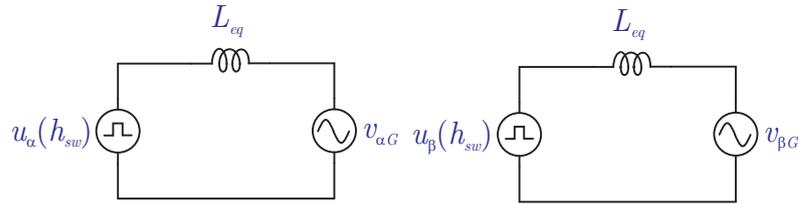


Figura 3.2 – Modelo elétrico em $\alpha\beta$ com os conversores e indutor equivalente de saída.

3.2.2 Determinação do indutor L_{fG} baseado no circuito equivalente

O projeto do filtro indutivo L_{fG} para atenuação das harmônicas de corrente de saída é realizado tendo como base um dos circuitos equivalentes da Figura 3.2. O objetivo de projeto é determinar a expressão da atenuação oferecida pelo filtro para as componentes harmônicas mais significativas do espectro harmônico. Considere que a rede não apresenta componentes harmônicas em torno da frequência de comutação e seus múltiplos, ou seja, a rede é considerada como um curto circuito para as frequências harmônicas.

A função de transferência do sistema representado pela Figura 3.2 é dada por (3.18)

$$\frac{i_{Leq}(s)}{u_{eq}(s)} = \frac{1}{sL_{eq}}, \quad (3.18)$$

onde u_{eq} é a tensão equivalente por fase produzida pelo conversor. Em regime permanente senoidal, o operador de Laplace s pode ser substituído por $j\omega$. O ganho do filtro para cada harmônico oriundo da comutação pode ser obtido substituindo ω por $h_{sw}\omega_g$, onde ω_g é a frequência fundamental da rede e h_{sw} é a ordem harmônica do componente harmônico oriundo da comutação em relação a componente fundamental, ou seja,

$$\frac{i_{Leq}(jh_{sw}\omega_g)}{u_{eq}(jh_{sw}\omega_g)} = \frac{1}{jh_{sw}\omega_g L_{eq}}. \quad (3.19)$$

Considerando que a rede seja uma fonte de tensão ideal e desprezadas as indutâncias de dispersão, ou seja, $L = (m - 1)M$, pode ser estabelecida a seguinte relação

$$L_{eq} = \frac{L_{fG}}{n}. \quad (3.20)$$

Substituindo (3.20) em (3.19), isolando L_s , resulta em

$$L_{fG} = \frac{nu_{eq}(jh_{sw}\omega_g)}{jh_{sw}\omega_g i_{Leq}(jh_{sw}\omega_g)}. \quad (3.21)$$

Para atender os requisitos da norma IEEE 1547, quanto aos limites de componentes

harmônicos de corrente mostrados na Tabela 3.1, admitindo $h_{sw} \geq 35$,

$$\frac{i_{Leq}(jh_{sw}\omega_g)}{i_{Leq}(1)} \leq 0,003, \quad (3.22)$$

então o valor de L_{fG} para satisfazer (3.22) deve ser

$$L_{fG} \geq \frac{nu_{eq}(h_{sw}\omega_g)}{h_{sw}\omega_g i_{Leq}(1)0,003}. \quad (3.23)$$

3.2.3 Análise comparativa do valor de indutância do filtro de saída para múltiplos conversores com pernas em paralelo

Com base no projeto do filtro indutivo descrito, será traçado um comparativo do valor de indutância do filtro L_{fG} a ser utilizado para atender requisitos de harmônicas de corrente injetadas na rede, para múltiplos conversores paralelos com uma, duas e três pernas. Para isso, serão utilizados os índices de desempenho, distorção harmônica total, THD, e fator de distorção de primeira ordem, DF1.

Uma grandeza utilizada para referir o fator total de distorção percentual de um sinal distorcido com relação a uma senóide é a THD (*Total Harmonic Distortion*) ou distorção harmônica total. A distorção harmônica total é a razão entre o valor eficaz do conteúdo harmônico pelo valor eficaz do valor da componente fundamental. A distorção harmônica total da tensão é definida por (3.24) como

$$THD_V \% = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}. \quad (3.24)$$

Por outro lado, os filtros passivos oferecem atenuação aos componentes harmônicos de tensão ou corrente provenientes do conversor. Essa atenuação é aproximadamente proporcional ao inverso da ordem harmônica. Neste sentido, o fator de distorção de primeira ordem, $DF1$, que é um índice de desempenho proporcional à taxa de distorção harmônica das correntes de saída do inversor quando utilizado um filtro de primeira ordem (ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990), é dado por

$$DF1 = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{h}\right)^2}, \quad (3.25)$$

onde V_h é a amplitude do h -ésimo harmônico de tensão de linha de saída do conversor.

A Figura 3.3(a) mostra a distorção harmônica total da tensão de linha equivalente, para conversores com uma, duas e três pernas paralelas em função do número de conversores em paralelo empregando a modulação híbrida proposta. Quanto maior o número de pernas e maior o número de módulos, menor é este índice, ou seja, maior é a qualidade

da tensão produzida na saída. Já a Figura 3.3(b) mostra o fator de distorção de primeira ordem DF1. Note que, quanto maior o número de pernas em paralelo e maior o número de módulos menor é este índice, o que significa redução do filtro de saída. Além disso, a partir do terceiro módulo em paralelo não há um decréscimo significativo no valor de DF1, fato este que contribui para a escolha do número de módulos em paralelo a ser utilizado na implementação do paralelismo de conversores.

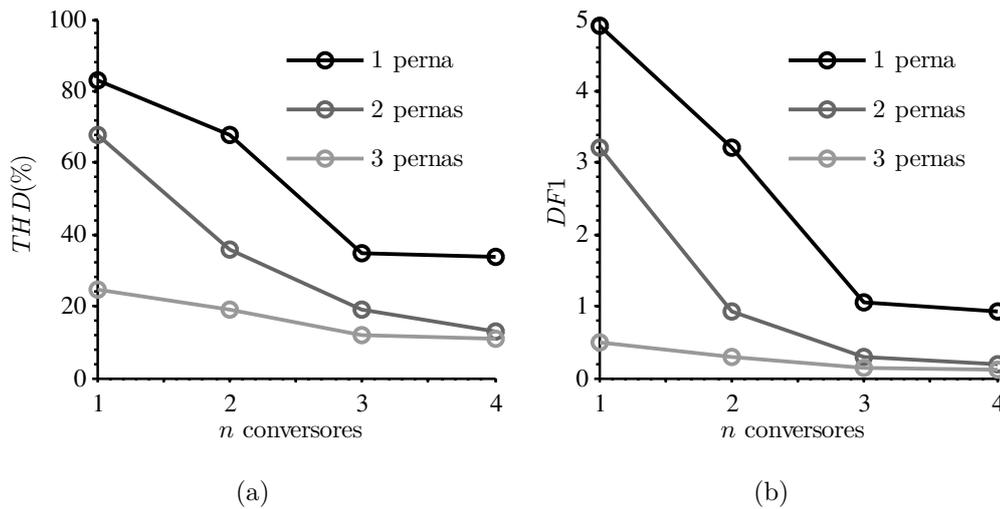


Figura 3.3 – Fator de distorção de primeira ordem e distorção harmônica total da tensão equivalente de saída para conversores com pernas em paralelo em função do número de módulos.

Para quantificar o volume do filtro de saída, foi utilizado o conceito de energia associada ao indutor L_{fG} , ou seja,

$$W_L = \frac{L_{fG} I_T^2}{2}. \quad (3.26)$$

A energia calculada por (3.26) é o valor por fase, em Joules, e resulta da soma das energias associadas aos indutores de saída dos n conversores. A Figura 3.4 mostra o valor em $p.u$ de indutância do indutor L_{fG} para conversores com duas e três pernas em paralelo, em função do número de módulos em paralelo. Já a energia associada a este indutor é mostrada na Figura 3.5. A partir das Figuras 3.4 e 3.5, verifica-se que quanto maior o número de conversores e maior o número de pernas em paralelo menor é o valor de indutância dos indutores de filtro de saída, bem como energia associada a estes. Note que, há um decréscimo significativo do valor de indutância de saída, para até três conversores em paralelo. Acima deste valor a redução do valor desta indutância é pouco significativa. Além disso, as curvas de valores de indutância se tornam semelhantes quando existir três ou quatro conversores em paralelo.

A Figura 3.6 mostra o padrão PWM e o espectro harmônico da tensão de linha equivalente de n conversores com duas pernas em paralelo, utilizando a modulação híbrida

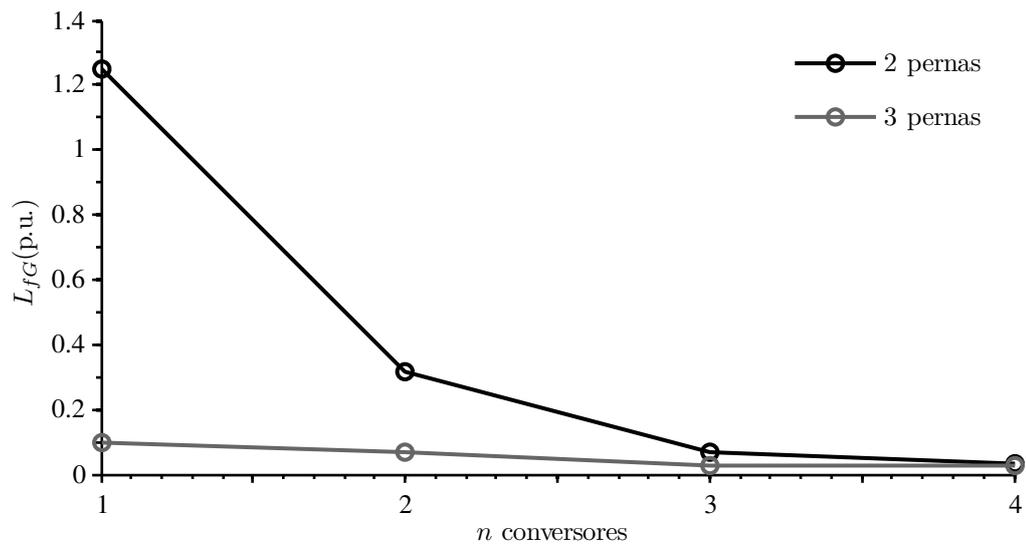


Figura 3.4 – Valor de indutância de L_{fG} em p.u.(valores de base: 3 MW e 400V), frequência de comutação de 3 kHz.

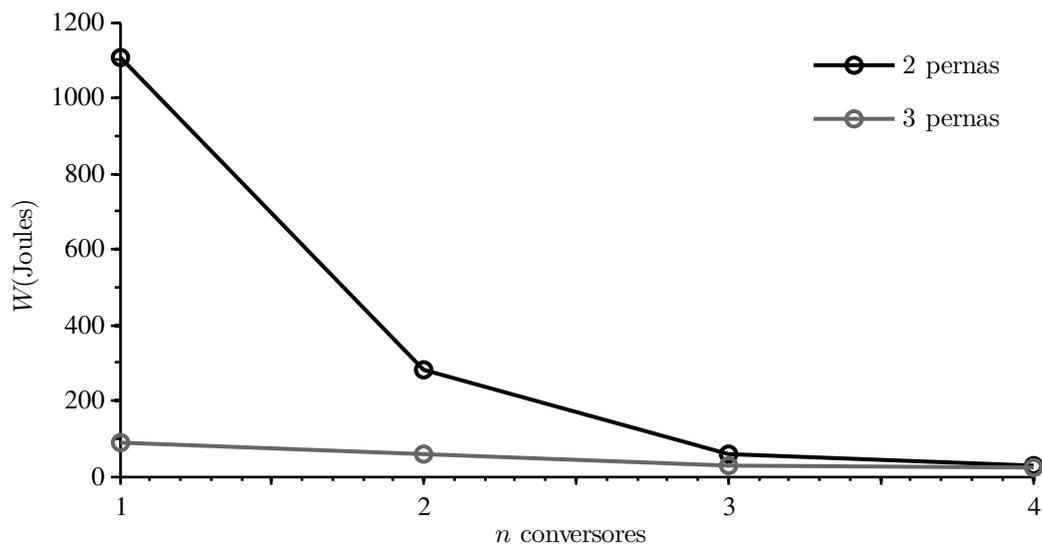


Figura 3.5 – Energia associada a L_{fG} ,(valores de base: 3 MW e 400V), frequência de comutação de 3 kHz.

proposta, com frequência de comutação de 3 kHz, frequência fundamental de 60Hz e índice de modulação de 0,8, que é um valor típico aproximado ao de aplicações com conversores conectados à rede. A Figura 3.7 mostra o padrão PWM e o espectro harmônico da tensão de linha equivalente de n conversores com três pernas em paralelo, utilizando a modulação híbrida proposta.

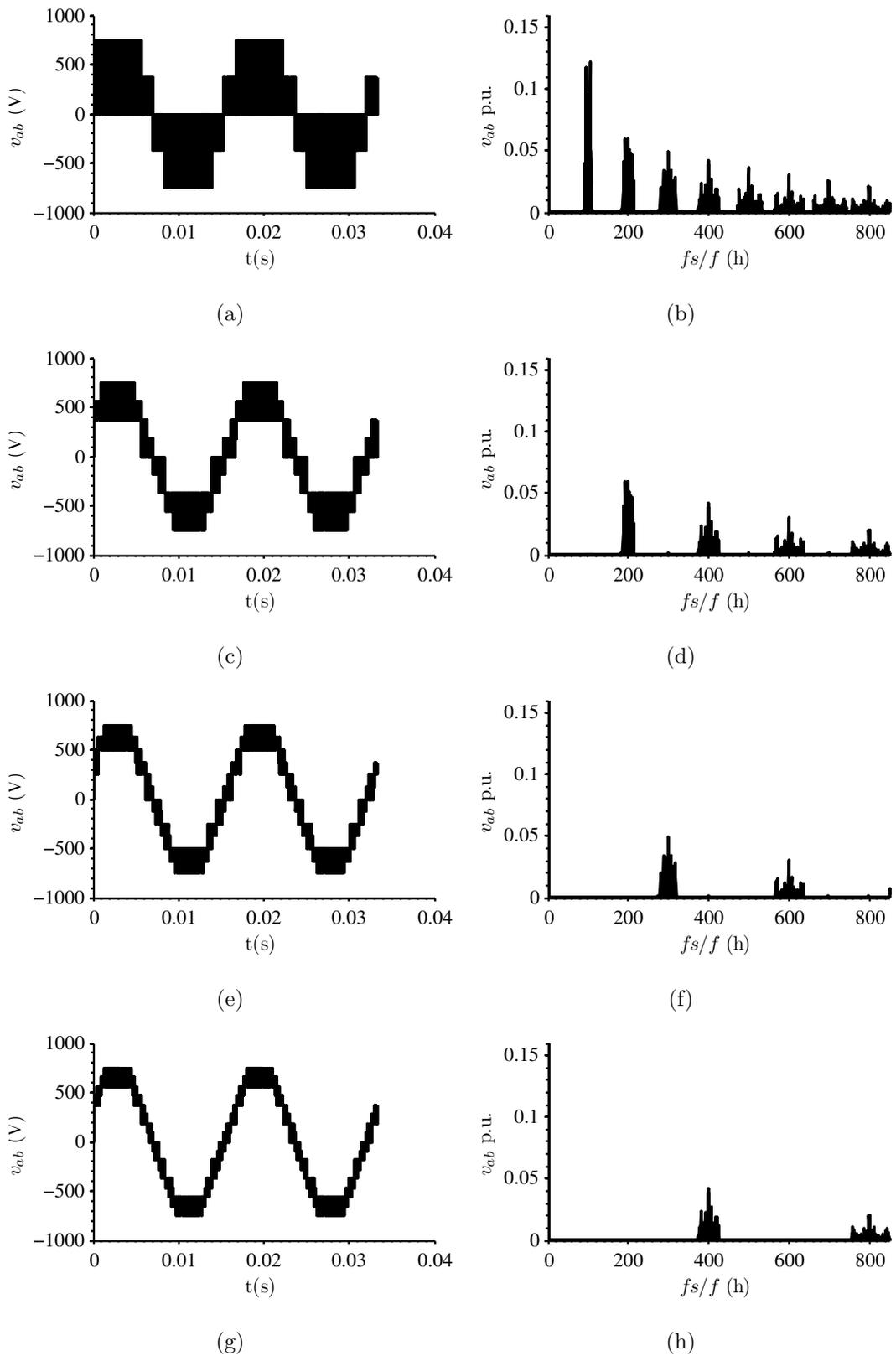


Figura 3.6 – Padrão PWM e espectro das tensões de linha para a estratégia de modulação híbrida proposta para módulos conversores em paralelo com duas pernas em paralelo por fase: (a) e (b) um módulo, (c) e (d) dois módulos, (e) e (f) três módulos, (g) e (h) quatro módulos.

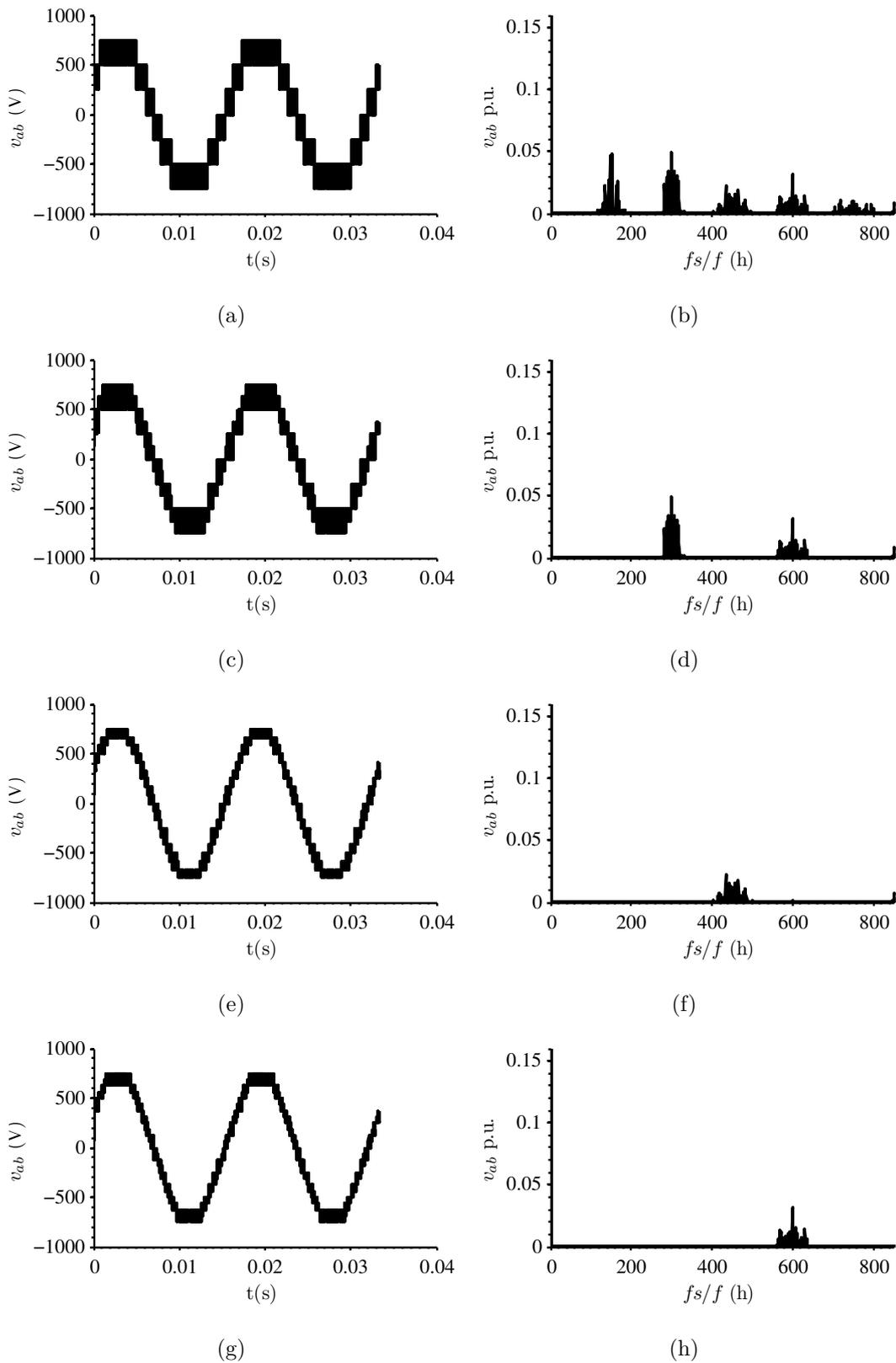


Figura 3.7 – Padrão PWM e espectro das tensões de linha para a estratégia de modulação híbrida proposta para módulos conversores em paralelo com 3 pernas em paralelo por fase: (a) e (b) um módulo, (c) e (d) dois módulos, (e) e (f) três módulos, (g) e (h) quatro módulos.

Note pelas Figuras 3.6 e 3.7 que, para n conversores com m pernas paralelas, o componente harmônico mais significativo no espectro da tensão de saída situa-se em

$$h_{s\omega} = mn \frac{\omega_c}{\omega_g}, \quad (3.27)$$

onde ω_c é a frequência angular de comutação do conversor e ω_g é a frequência angular fundamental da tensão. O cancelamento de componentes harmônicas nas tensões saída dos conversores, é obtido pela defasagem dos instantes de amostragem e geração dos sinais PWM em cada módulo, onde devem estar defasados, de acordo com (4.41)

$$\theta_p = \frac{2\pi}{nm}, \quad (3.28)$$

onde θ_p é o ângulo em rad da defasagem entre as portadoras dos n módulos conversores.

3.3 Análise do rendimento de conversores em paralelo com múltiplas pernas em paralelo

Os conversores estáticos CC/CA modulados por largura de pulso, geralmente são projetados para ter maior rendimento com operação próxima à potência nominal. Isto se deve principalmente à natureza das perdas oriundas da comutação e condução dos dispositivos semicondutores de potência. O paralelismo de conversores, neste caso, é utilizado para o aumento da eficiência global do sistema de conversão elétrica, já que cada unidade conversora opera próximo à potência nominal. Nesta seção, será descrito o procedimento para determinação das perdas em dispositivos semicondutores de potência.

3.3.1 Análise de perdas dos dispositivos semicondutores

A escolha da potência de cada dispositivo semicondutor envolve procedimento de cálculo de perdas de condução e comutação, escolha da frequência de comutação, da temperatura de trabalho (de junção e de encapsulamento). Neste sentido, o dispositivo semicondutor enquanto conduzindo corrente permanece sobre seus terminais uma tensão, onde as perdas de condução dependem destas duas grandezas. As perdas de condução do IGBT e do diodo podem ser escritas respectivamente, como:

$$P_{cond_s} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ce}(t) i_x(t) dt, \quad (3.29)$$

$$P_{cond_d} = \frac{1}{T} \int_0^T v_F(t) i_x(t) dt, \quad (3.30)$$

sendo,

$$v_{ce} = V_{ce} + R_{ce}i_L, \quad (3.31)$$

$$v_F = V_F + R_F i_L, \quad (3.32)$$

onde V_{ce} e V_F são respectivamente as tensões do IGBT e do diodo para $i_x = 0$ (corrente de saída), R_{ce} e R_F são as resistências equivalentes do modelo do IGBT e do diodo.

Durante a comutação, correntes e tensões ocorrem simultaneamente sobre o IGBT e o diodo, resultando em perdas de comutação. As perdas de comutação para o IGBT são divididas em perdas de entrada de condução *turn-on* e perdas de saída de condução *turn-off*. Para uma dada temperatura e tensão do barramento CC, as perdas por comutação no IGBT podem se expressas por:

$$P_{comut_{on}} = \frac{1}{T} \sum E_{on}(i_x), \quad (3.33)$$

$$P_{comut_{off}} = \frac{1}{T} \sum E_{off}(i_x), \quad (3.34)$$

Enquanto que para o diodo ocorrem as perdas por recuperação reversa expressas por

$$P_{rec} = \frac{1}{T} \sum E_{rec}(i_x). \quad (3.35)$$

A perda total nos semicondutores consiste na soma das perdas de condução com as perdas de comutação

$$P_T = P_{cond_s} + P_{cond_d} + P_{comut_{on}} + P_{comut_{off}} + P_{rec}. \quad (3.36)$$

No Anexo C é apresentado um algoritmo para a determinação das perdas nos dispositivos semicondutores de potência, bem como as curvas extraídas de catálogos de fabricantes. Estas curvas fornecem a energia perdida nas comutações do IGBT e de recuperação reversa do diodo, bem como V_{ce} em função de i_L , e V_F em função de i_F para a determinação das perdas de condução do IGBT e do diodo respectivamente.

3.3.2 Curvas de rendimento para conversores em paralelo com pernas em paralelo

Para um sistema de conversão eólica de 3 MW, onde são empregados três conversores duplos em paralelo em que é adotada a potência nominal de cada conversor igual a 1 MW, são obtidas as curvas de rendimento em função de frações da potência nominal. Para a obtenção das perdas envolvidas no processo, são consideradas as perdas de comutação e condução dos dispositivos semicondutores FZ800R12KE3, cujas características

são apresentadas no Anexo C.

A Figura 3.8 mostra o rendimento dos conversores conectados à rede com três pernas em paralelo para um sistema de conversão eólica em função da potência ativa com fator de potência unitário. São mostradas curvas de rendimento para um, dois e três conversores em paralelo. Note que, o máximo rendimento para um conversor ocorre aproximadamente em 20% da potência nominal do sistema de conversão. Para dois conversores, o rendimento máximo ocorre em 35% e para três conversores 75% da potência nominal do sistema de conversão eólica. Desta forma, o rendimento máximo é obtido quando cada conversor opera aproximadamente a 3/4 de sua potência nominal.

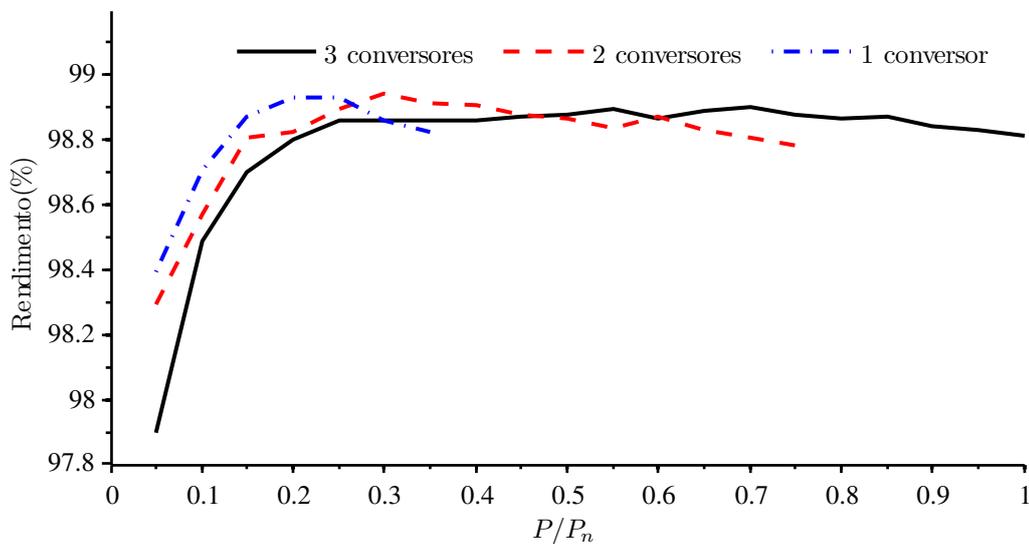


Figura 3.8 – Rendimento elétrico dos conversores em função da potência processada para conversores com três pernas em paralelo, com $P = 3MW$.

3.3.3 Estudo do Indutor acoplado frente às perdas dos semicondutores de potência

Com o objetivo de quantificar o impacto da indutância mútua, será realizado um comparativo entre a eficiência do conversor e a indutância mútua do indutor acoplado. Para isso, será considerado um conversor com potência de 1 MW conectado à rede com tensão de linha de 400V, frequência de 3 kHz e barramento CC de 750V. Por meio de resultados de simulação, constata-se que, quanto maior é o valor da indutância mútua, menor é a ondulação sobre as correntes das pernas do conversor. Por consequência, isso terá um impacto direto sobre as perdas nos semicondutores de potência do conversor.

3.3.3.1 Exemplo de determinação da indutância mútua

Para analisar o impacto da indutância mútua do indutor acoplado sobre a eficiência do conversor, foram tomados, a título de comparação, três conversores com duas e três pernas. Para cada um destes conversores, foram traçadas curvas do rendimento em função da potência processada para diversos valores de indutância própria L , tendo em vista que, a indutância mútua M relaciona-se com a indutância própria como $M = L/(m-1)$. Nesta análise, foram utilizados dispositivos semicondutores do tipo IGBT com diodo em anti-paralelo *Infineon*, modelo FZ800R12KE3 para o conversor com duas pernas por fase, e o modelo FZ600R12KE3 para o conversor com três pernas por fase. As Figuras 3.9 e 3.10 mostram, respectivamente, as curvas de rendimento em função da potência processada para valores de indutância própria para o caso do conversor com duas e três pernas por fase.

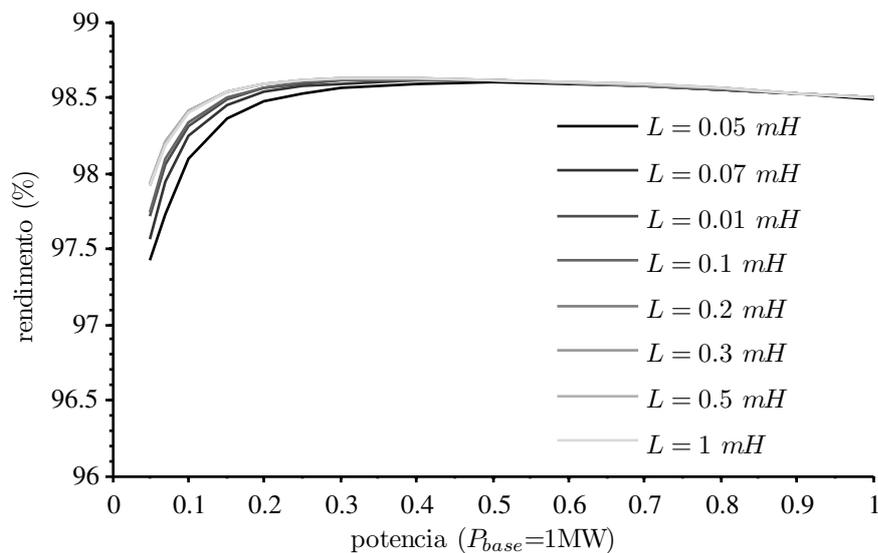


Figura 3.9 – Curvas de rendimento em função da potência processada para diversos valores de indutância própria (conversor com duas pernas por fase).

Note que, quanto maior a indutância própria, maior é o rendimento do conversor. Entretanto, para valores acima de 1 mH, o conversor apresenta curvas de rendimento semelhantes. Concluí-se que, para os valores de potência e tensão utilizados nesta análise, o valor adequado de indutância própria deve estar entre 200 μH e 300 μH , pois esta escolha não comprometerá significativamente as perdas do conversor.

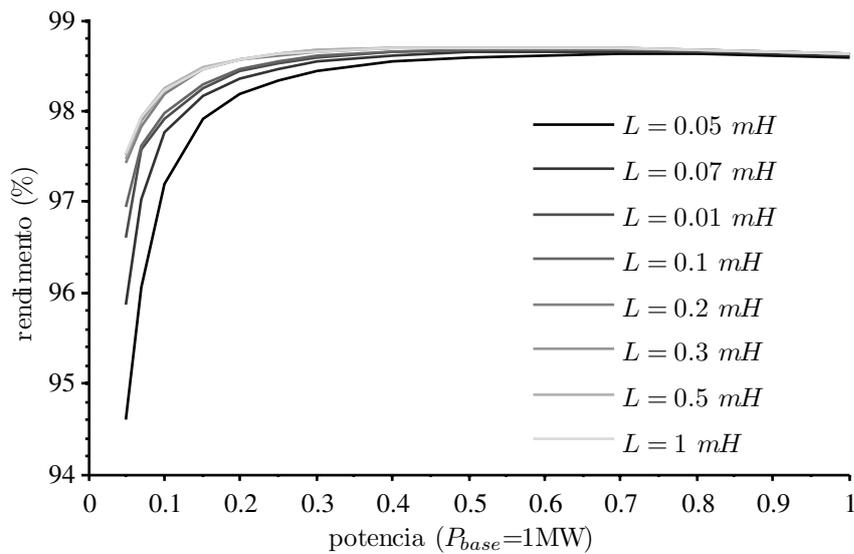


Figura 3.10 – Curvas de rendimento em função da potência processada para diversos valores de indutância de própria (conversor com três pernas por fase).

3.4 Sumário

A análise do rendimento de conversores em paralelo com pernas em paralelo conectados à rede foi apresentada neste Capítulo. Os conversores estáticos apresentam rendimento reduzido quando processam pequena parcela da potência nominal. Assim, a utilização de conversores em paralelo leva estes a operarem mais próximo às suas potências nominais, resultando em um sistema de conversão de energia eólica com maior rendimento.

O impacto do valor da indutância mútua sobre as perdas dos semicondutores de potência também foi realizada. Por meio desta análise, conclui-se que quanto maior o valor da indutância mútua, menores são ondulações de corrente das pernas do conversor e por consequência, menores serão as perdas nos dispositivos semicondutores. Além disso, foi realizada a determinação do valor do filtro indutivo de saída para atender os requisitos quanto ao conteúdo harmônico das correntes na rede.

Por meio da análise, quanto ao uso de conversores em paralelo com pernas em paralelo, conclui-se que um número satisfatório de módulos conversores é três e o número de pernas é duas ou três. Maiores quantidades de módulos ou pernas em paralelo não resultam em significativa redução do indutor de filtro de saída.

4 ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES PROPOSTO

4.1 Introdução

Neste Capítulo é proposto e analisado em detalhes um arranjo flexível para sistemas de conversão de energia eólica. O arranjo flexível de conversores, composto por módulos conversores em paralelo com pernas em paralelo, permite um aumento do processamento de potência reativa associada à rede, quando comparado com sistemas convencionais.

O sistema proposto apresenta diversos modos de operação, sendo que para cada um deles são traçadas curvas de capacidade quanto aos limites de corrente e tensão. Estes limites quantificam a capacidade de processamento de potência ativa e reativa por parte do conversor conectado à rede e dependem de fatores tais como: filtro de saída, tensão de barramento CC, limites de corrente dos interruptores de potência. Por outro lado, com o objetivo de distribuir igualmente a potência aparente processada por cada módulo ativo, serão definidas as referências de potência para os módulos em cada modo de operação.

Finalmente, o projeto dos controladores de corrente do lado da rede, do lado do gerador e das tensões de barramento CC são apresentados, bem como um esquema de controle para eliminação das correntes circulantes entre os diferentes módulos conversores é derivado.

4.2 Capabilidade de potência de conversores conectados à rede

A crescente inserção de turbinas eólicas na matriz energética de alguns países europeus nas últimas décadas, fez com que os órgãos reguladores criassem normas rígidas para a conexão destas com a rede. O conjunto formado por essas normas, também conhecido por código de rede, é estabelecido localmente pela concessionária de energia (TSILI; PPATHANASSIOU, 2009). O objetivo destes códigos é de manter a continuidade e a qualidade da energia elétrica no ponto de conexão comum com a inserção de turbinas eólicas, além da suportabilidade destas turbinas a contingentes elétricos.

Um dos requisitos contidos nos códigos de rede impõe os limites de operação para potência ativa e reativa. A Figura 4.1 mostra a curva característica de potência ativa e reativa para a conexão de turbinas eólicas à rede segundo o código de rede (E.ON., 2008). As turbinas eólicas que satisfazem esse requisito, devem possuir no mínimo capacidade de processar potência ativa e reativa descrita pelo contorno da curva da Figura 4.1.

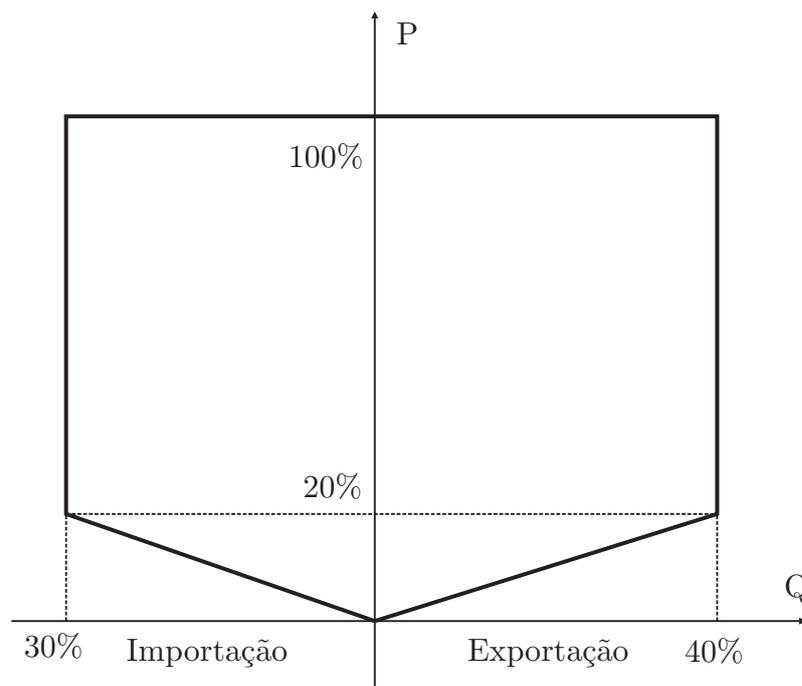


Figura 4.1 – Limites para a operação de turbinas eólicas conectadas à rede quanto ao processamento de potência ativa e reativa segundo (E.ON., 2008).

Por outro lado, conversores conectados à rede possuem uma capacidade limitada para processar potência ativa e reativa (CHINCHILLA et al., 2006), (JASKULSKI; PINHEIRO; MARIOTTO, 2007). Isto se deve principalmente aos limites de corrente e tensão, que serão descritos nas próximas subseções.

4.2.1 Limites de tensão dos conversores

A síntese tensões de saída de um conversor depende da tensão do barramento CC e da estratégia de modulação. Considere que a tensão dos terminais de saída de um conversor seja $V_i \angle \theta_i$, e que o conversor esteja conectado à rede através de uma reatância X como mostrado na Figura 4.2.

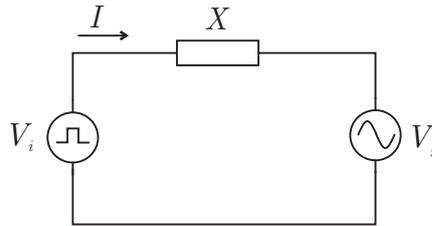


Figura 4.2 – Circuito equivalente ao conversor conectado à rede.

Nesta análise, são desprezadas as harmônicas de comutação produzidas pelo conversor, bem como a resistência do filtro. O fasor da corrente I pode ser escrito como

$$I = \frac{V_i - V_g}{jX}. \quad (4.1)$$

Admitindo que o ângulo do fasor da tensão da rede é zero, e θ_i representa o ângulo do fasor de tensão produzida pelo conversor, o fasor corrente I pode ser escrito como

$$I = \frac{V_i \cos(\theta_i) + jV_i \sin(\theta_i) - V_g}{jX}. \quad (4.2)$$

Separando em parte real e parte imaginária, tem-se que

$$I = \frac{V_i \sin(\theta_i)}{X} + j \frac{V_g - V_i \cos(\theta_i)}{X}. \quad (4.3)$$

A potência aparente do lado da rede é expressa por

$$S = V_g I^* = P + jQ. \quad (4.4)$$

Substituindo (4.3) em (4.4), a potência ativa e a potência reativa do lado da rede podem ser obtidas como segue:

$$\begin{aligned} P &= \frac{V_g V_i \sin(\theta_i)}{X}, \\ Q &= \frac{V_g V_i \cos(\theta_i) - V_g^2}{X}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Considere V_i como sendo a máxima tensão dos terminais de saída do inversor, conseqüentemente para a tensão da rede V_g e reatância X , os limites de potência ativa e reativa podem ser obtidos com θ_i assumindo valores $0 < \theta_i < 2\pi$. Alternativamente, a

partir de (4.5) é possível obter (4.6), cuja solução é um círculo no plano PQ

$$P^2 + \left(Q + \frac{V_g^2}{X}\right)^2 = \left(\frac{V_g V_i}{X}\right)^2, \quad (4.6)$$

com centro C e raio R descritos por:

$$C = \left(-\frac{V_g^2}{X}, 0\right), \quad (4.7)$$

$$R = \left(\frac{V_g V_i}{X}\right).$$

O *locus* de potência ativa e reativa que representa a curva de capacidade devido aos limites de tensão é mostrada na Figura 4.3, onde φ representa o fator de potência.

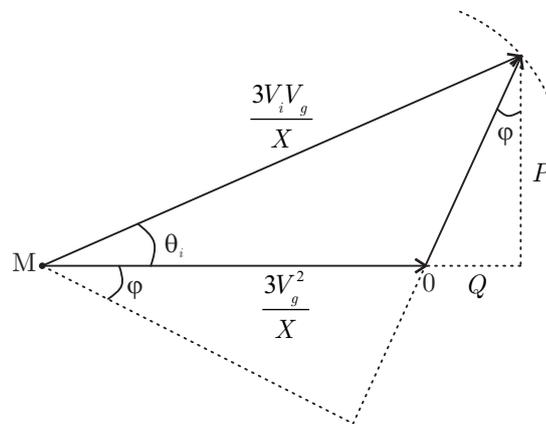


Figura 4.3 – Curva de capacidade devido aos limites de tensão.

As próximas subseções trazem as curvas de capacidade de potência de conversores conectados à rede devido a reatância do filtro de saída e tensão do barramento CC.

4.2.1.1 Limite de tensão dos conversores devido à reatância do filtro

A reatância do filtro de saída é um fator limitante para a transferência de potência para a rede. Quanto maior o filtro, mais restrita é a operação do conversor. A Figura 4.4 mostra a operação de um conversor conectado à rede com $V_g=1$ p.u. e $V_i=1,2$ p.u., enquanto que a impedância X é variada de 0,3 a 0,7 p.u. Note que, valores positivos de Q representam exportação de potência reativa para a rede e valores negativos representam importação de potência reativa da rede.

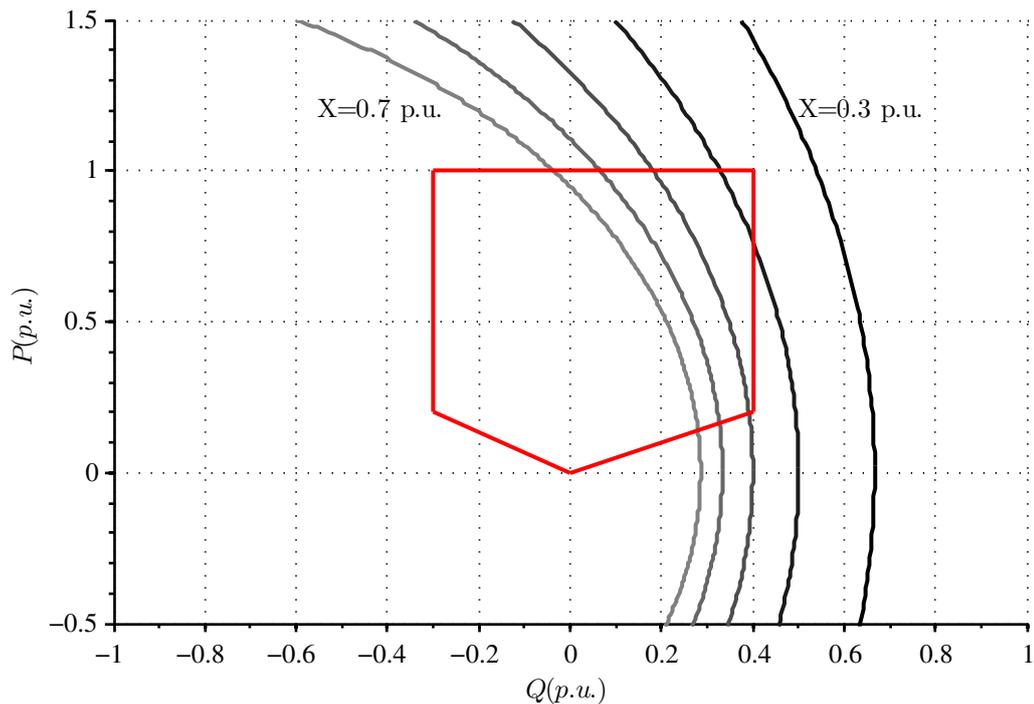


Figura 4.4 – Limites de potência ativa e reativa para a variação 0,3 a 0,7 p.u da reatância do filtro.

4.2.1.2 Limite devido à tensão do barramento CC

Como exemplo da influência da tensão do barramento CC sobre a curva de capacidade de conversores conectados à rede, a Figura 4.5 mostra a operação de um conversor conectado à rede com $V_g = 1$ p.u. e $X = 0,5$ p.u., enquanto que a tensão V_i é variada de 1 a 1,5 p.u.

4.2.2 Limites de corrente

A capacidade de corrente de semicondutores e seu projeto térmico limita a capacidade de potência dos conversores estáticos. A curva de capacidade devido aos limites de corrente de um conversor conectado à rede pode ser obtida por (4.8)

$$P^2 + Q^2 = (V_g I_{lim})^2, \quad (4.8)$$

onde I_{lim} é a máxima corrente eficaz de saída do conversor e V_g é a tensão de fase da rede.

Os limites de potência de um conversor conectado à rede com corrente $I_{lim} = 1,1$ p.u. e a tensão da rede V_g variando de 0,8 a 1,2 p.u., são mostrados no diagrama da Figura 4.6. Note que, quanto menor a tensão da rede, menor é a capacidade de transferência de potência ativa e reativa para a rede.

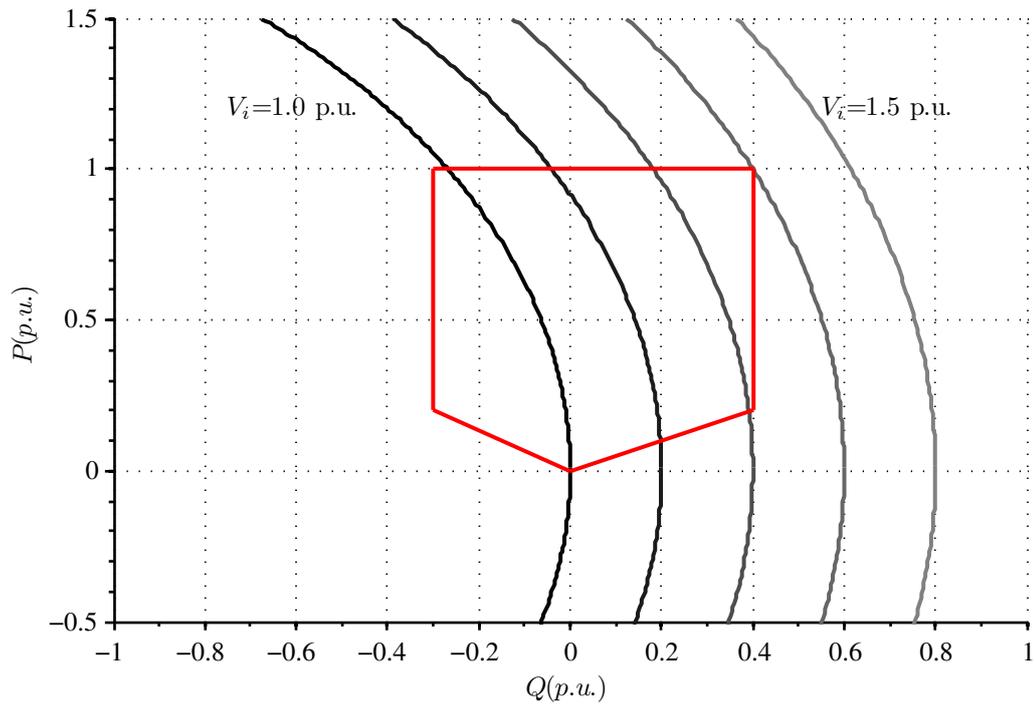


Figura 4.5 – Curvas de capacidade de potência quanto aos limites de tensão, para a variação 1.0 a 1.5 p.u de V_i e $X=0,5$ p.u.

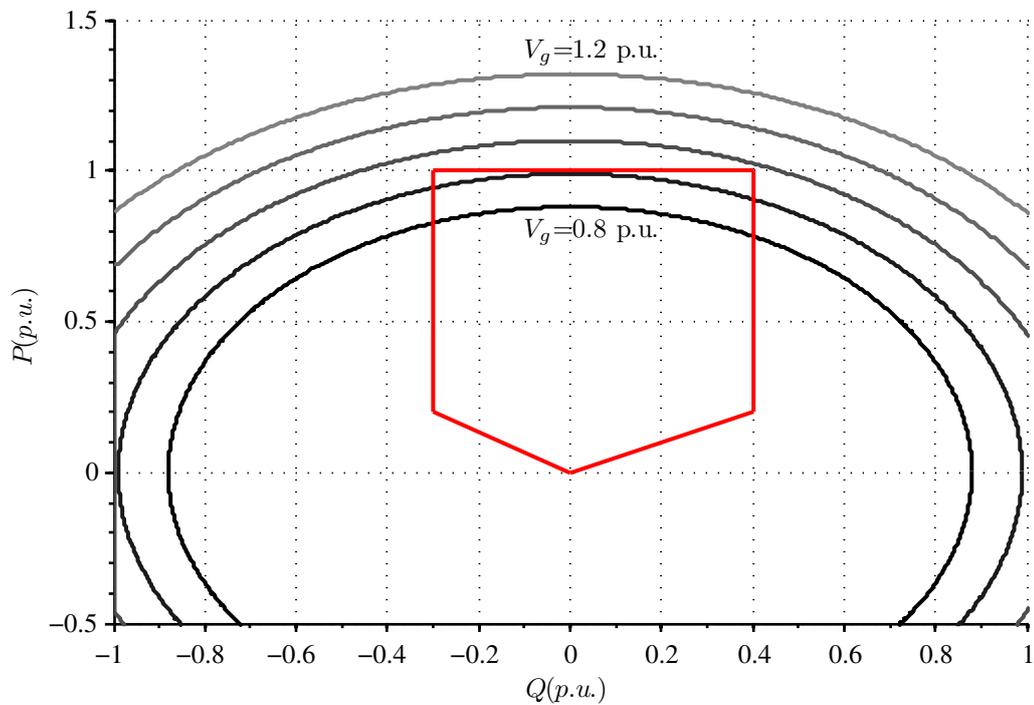


Figura 4.6 – Curvas de capacidade de potência quanto aos limites de corrente, para a variação 0,8 a 1,2 p.u de V_g e $X=0,5$ p.u.

4.3 Sistema de conversão de energia eólica proposto

Com o objetivo de expandir a capacidade de processamento potência de reativa de conversores conectados à rede, propõe-se a utilização de um arranjo flexível de conversores estáticos. A ideia consiste em utilizar módulos conversores *back-to-back* em paralelo, aqui nomeados de conversores duplos de potência, para o processamento de energia de sistemas de geração eólica para a conexão com a rede. Neste arranjo, interruptores adicionais de reconfiguração s_M , s_G e s_B são empregados, como mostra a Figura 4.7. Dentre as funções destes interruptores, destaca-se a possibilidade da conexão do conversor do lado do gerador à rede, cuja proposta é inovadora nesta Tese.

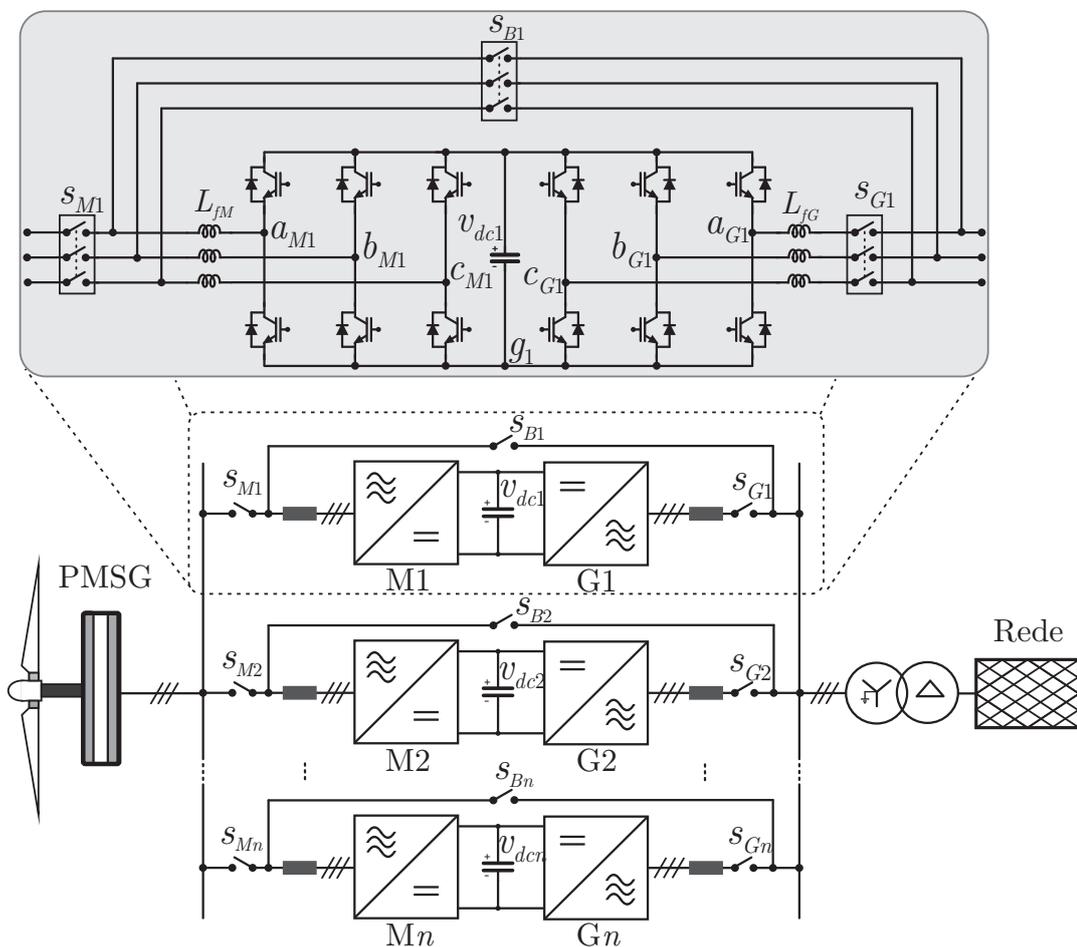


Figura 4.7 – Arranjo flexível de conversores estáticos proposto para WECS.

Cada módulo conversor duplo apresenta cinco modos de operação mostrados na Figura 4.8. Se os interruptores s_M , s_B e s_G estiverem abertos, os conversores do lado da rede e do lado do gerador estão desconectados, como mostra a Figura 4.8(a). Por outro lado, sempre que os interruptores s_M e s_G estiverem em condução e o interruptor s_B estiver aberto, o conversor do lado do gerador estará conectado ao gerador e o conversor do lado da rede estará conectado à rede, como ilustrado na Figura 4.8(b). De acordo

com a Figura 4.8(c), sempre que os interruptores s_B e s_G estiverem em condução e o interruptor s_M estiver aberto, ambos os conversores do lado da rede e do lado do gerador estarão conectados à rede elétrica. Caso os interruptores s_M e s_B estiverem abertos e o interruptor s_G estiver em condução, o conversor do lado do gerador estará desabilitado e o conversor do lado da rede estará conectado à rede como mostra a Figura 4.8(d). Finalmente, se os interruptores s_M e s_G estiverem abertos e o interruptor s_B estiver em condução, o conversor do lado da rede estará desabilitado e o conversor do lado do gerador estará conectado à rede, como mostra a Figura 4.8(e).

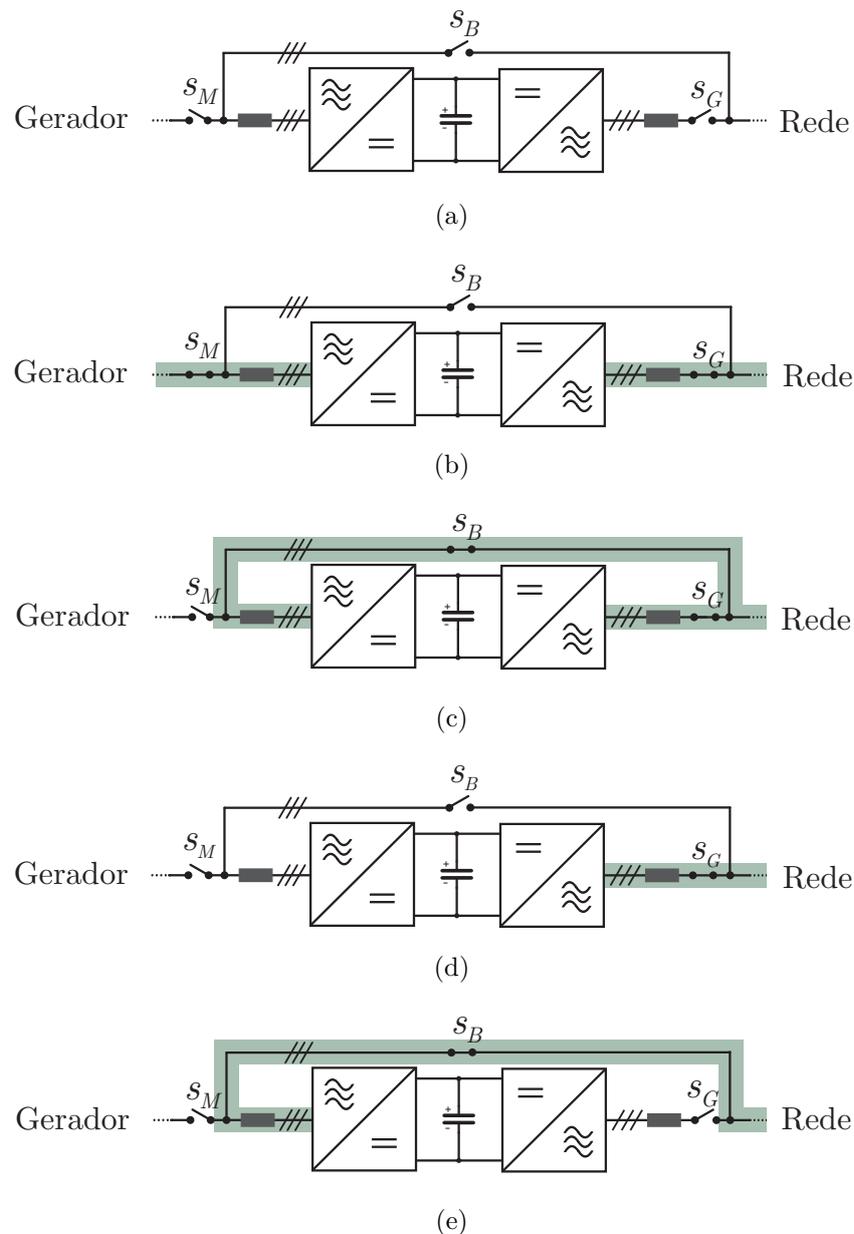


Figura 4.8 – Modos de operação de um conversor estático de potência duplo.

Desde que existam múltiplos módulos conversores duplos em paralelo, o arranjo flexível proposto apresenta diversos modos de operação. Ao todo, este arranjo apresenta

5^n modos de operação, onde n é o número de conversores duplos em paralelo. Entretanto, o arranjo flexível proposto apresenta modos de operação redundantes, ou seja, diferentes configurações de conversores em operação que resultam em mesma capacidade de potência. A escolha e seleção dos modos redundantes em função de fatores que objetivam equilibrar a vida útil dos módulos conversores de potência, será apresentada no Capítulo 5.

A Tabela 4.1 sumariza os modos de operação do arranjo flexível proposto para três conversores duplos em paralelo, isto é, $n=3$ incluindo os modos redundantes, onde N_M representa o número de conversores conectados ao gerador e N_G o número de conversores conectados à rede.

Tabela 4.1 – Modos de operação do arranjo flexível proposto com três conversores duplos em paralelo ($n=3$).

| Modo de Operação | Conversores conectados ao gerador | | Conversores conectados à rede | |
|------------------|-----------------------------------|--------------|-------------------------------|---|
| | N_M | Redundâncias | N_G | Redundâncias |
| OM0 | 0 | | 0 | |
| OM1 | 3 | {(M1,M2,M3)} | 3 | {(G1,G2,G3)} |
| OM2 (**) | 2 | {(Mx,My)} | 2 | {(Gx,Gy)} |
| OM3 (*) | 1 | {Mx} | 1 | {Gx} |
| OM4 (***) | 2 | {(Mx,My)} | 4 | {(Gx,Gy,Gz,Mz)} |
| OM5 (***) | 1 | {Mx} | 5 | {(Gx,Gy,Gz,My,Mz)} |
| OM6 (***) | 1 | {Mx} | 4 | {(Gx,Gy,Gz,My),(Gx,Gy,Gz,Mz), (Gx,Gy,Mz,My),(Gx,Gz,My,Mz)} |
| OM7 (***) | 1 | {Mx} | 3 | {(Gx,Gy,Gz),(Gx,Gy,My),(Gx,Gz,Mz), (Gx,My,Mz),(Gx,My,Gz),(Gx,Gy,Mz)} |
| OM8 (***) | 1 | {Mx} | 2 | {(Gx,Gy),(Gx,My),(Gx,Gz),(Gx,Mz)} |
| OM9 (***) | 2 | {(Mx,My)} | 3 | {(Gx,Gy,Gz),(Gx,Gy,Mz)} |
| OM10 | 0 | | 6 | {(G1,G2,G3,M1,M2,M3)} |
| OM11 (*) | 0 | | 1 | {Gx,Mx} |
| OM12 (**) | 0 | | 2 | {(Gx,Gy),(Gx,Mx),(Gx,My), (Gy,Mx),(Mx,My)} |
| OM13 (***) | 0 | | 3 | {(Gx,Gy,Mz),(Gx,My,Mz),(Gx,Mx,My), (Gx,Gy,Mx),(Gx,Mx,Mz),(Gx,Mx,Gz), (G1,G2,M3),(M1,M2,M3)} |
| OM14 (***) | 0 | | 4 | {(Gx,Gy,Gz,Mx),(Gx,Gy,Mz,Mx), (Gx,My,Mz,Mx),(Gx,Gy,Mx,Gy), (Gx,Gy,Mz,My)} |
| OM15 (***) | 0 | | 5 | {(Gx,Gy,Gz,Mx,My),(Gx,Gy,Mx,My,Mz)} |

onde em (*), $x \in \{1, 2, 3\}$,

em (**), $(x, y) \in \{(1, 2), (2, 3), (3, 1)\}$,

em (***), $(x, y, z) \in \{(1, 2, 3), (2, 3, 1), (3, 1, 2)\}$

De acordo com os níveis de potência ativa e reativa, o arranjo flexível com $n = 3$,

pode operar segundo os modos da Tabela 4.1, sumarizados a seguir:

- **Modo OM0-** Neste modo de operação, todos os conversores estão desconectados;
- **Modo OM1-** Neste modo, seis conversores estão em operação, onde três conversores estão conectados à rede e três conversores estão conectados ao gerador, sendo que todos os conversores possuem a capacidade de processar potência ativa e reativa;
- **Modo OM2-** Modo em que quatro conversores estão em operação, sendo dois conversores conectados à rede e dois conversores conectados ao gerador, onde a potência aparente processada pelo sistema fica limitada a $2/3$ da potência nominal;
- **Modo OM3-** Neste modo, estão em operação dois conversores, sendo um conversor conectado à rede e um conversor conectado ao gerador, onde a potência aparente limita-se a $1/3$ da potência nominal;
- **Modo OM4-** Para este modo de operação, seis conversores estão operando, sendo dois conversores conectados ao gerador e quatro conectados à rede. Neste caso, a potência ativa máxima fica limitada a $2/3$ da potência ativa nominal e a potência reativa máxima junto à rede que pode ser processada limita-se a $4/3$ da potência nominal;
- **Modo OM5-** Para este modo de operação seis conversores estão em funcionamento, sendo cinco conversores conectados à rede e um conectado ao gerador. A potência ativa limita-se a $1/3$ da potência nominal e a potência reativa junto à rede, limita-se a $5/3$ da potência nominal;
- **Modo OM6-** Neste modo de operação cinco conversores estão em operação, sendo quatro conectados à rede e um conectado ao gerador. A potência ativa limita-se a $1/3$ da potência nominal e a potência reativa fica limitada $4/3$ potência nominal do sistema de conversão;
- **Modo OM7-** Neste modo de operação, quatro conversores estão em operação, sendo três conectados à rede e um conectado ao gerador. A potência ativa limita-se a $1/3$ da potência nominal e a potência reativa fica limitada $4/3$ potência nominal do sistema de conversão;
- **Modo OM8-** Neste modo de operação, três conversores estão em operação, sendo dois conectados à rede e um conectado ao gerador. A potência ativa limita-se a $1/3$ da potência nominal e a potência reativa fica limitada $2/3$ potência nominal do sistema de conversão;

- **Modo OM9-** Neste modo de operação, cinco conversores estão em operação, sendo três conectados à rede e dois conectado ao gerador. A potência ativa limita-se a $2/3$ da potência nominal e a potência reativa fica limitada à potência nominal do sistema de conversão;
- **Modo OM10-** Neste modo de operação, seis conversores estão em operação e estão conectados à rede. O sistema não possui a capacidade de processar potência ativa e a potência reativa fica limitada ao dobro da potência nominal;
- **Modo OM11-** Neste modo de operação, um conversor está em operação e conectado à rede. O sistema não possui a capacidade de processar potência ativa e a potência reativa fica limitada a $1/3$ da potência nominal;
- **Modo OM12-** Neste modo de operação, dois conversores estão em operação e conectados à rede. O sistema não possui a capacidade de processar potência ativa e a potência reativa fica limitada a $2/3$ da potência nominal;
- **Modo OM13-** Neste modo de operação, três conversores estão em operação e conectados à rede. O sistema não possui a capacidade de processar potência ativa e a potência reativa fica limitada à potência nominal;
- **Modo OM14-** Neste modo de operação, quatro conversores estão em operação e conectados à rede. O sistema não possui a capacidade de processar potência ativa e a potência reativa fica limitada a $4/3$ da potência nominal;
- **Modo OM15-** Neste modo de operação, cinco conversores estão em operação e estão conectados à rede. O sistema não possui a capacidade de processar potência ativa e a potência reativa fica limitada a $5/3$ da potência reativa nominal.

Uma vez conhecido o procedimento para a obtenção das curvas de capacidade para um conversor conectado à rede, esse conceito pode ser estendido para múltiplos módulos conversores como é o caso do arranjo flexível proposto.

4.3.1 Limites de corrente dos conversores

Para o arranjo flexível proposto, cada modo de operação possui uma curva de capacidade quanto aos limites de corrente. As curvas de capacidade de potência considerando a corrente máxima I_{lim} , para os modos de operação da Tabela 4.1, com $n=3$ são dadas por (4.9).

$$\begin{aligned}
c_1 : P_T^2 + Q_T^2 - r^2 = 0, & & c_9 : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + (Q_T)^2 - r^2 = 0, \\
c_2 : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + \left(\frac{3}{2}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, & & c_{10} : \left(\frac{1}{2}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, \\
c_3 : (3P_T)^2 + (3Q_T)^2 - r^2 = 0, & & c_{11} : (3Q_T)^2 - r^2 = 0, \\
c_4 : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + \left(\frac{3}{4}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, & & c_{12} : \left(\frac{3}{2}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, \\
c_5 : (3P_T)^2 + \left(\frac{3}{5}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, & & c_{13} : Q_T^2 - r^2 = 0, \\
c_6 : (3P_T)^2 + \left(\frac{3}{4}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, & & c_{14} : \left(\frac{3}{4}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, \\
c_7 : (3P_T)^2 + Q_T^2 - r^2 = 0, & & c_{15} : \left(\frac{3}{5}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, \\
c_8 : (3P_T)^2 + \left(\frac{3}{2}Q_T\right)^2 - r^2 = 0, & &
\end{aligned} \tag{4.9}$$

onde, $r = V_g I_{lim} n$, P_T e Q_T são respectivamente a potência ativa e reativa por fase do arranjo flexível.

A Figura 4.9 apresenta as curvas de capacidade para os 15 modos de operação, com $nI_{lim}=1.1$ p.u., e a tensão da rede $V_g=1$ p.u. As curvas c_1 , c_2 e c_3 restringem igualmente a potência ativa e reativa, resultando em círculos. Por outro lado, as curvas c_4 , c_5 , c_6 , c_7 , c_8 e c_9 apresentam restrições que ampliam a capacidade de potência reativa, resultando em elipses. Já as curvas c_{10} , c_{11} , c_{12} , c_{14} e c_{15} representam linhas sobre o eixo Q_T , ou seja, o sistema possui capacidade apenas de processar potência reativa.

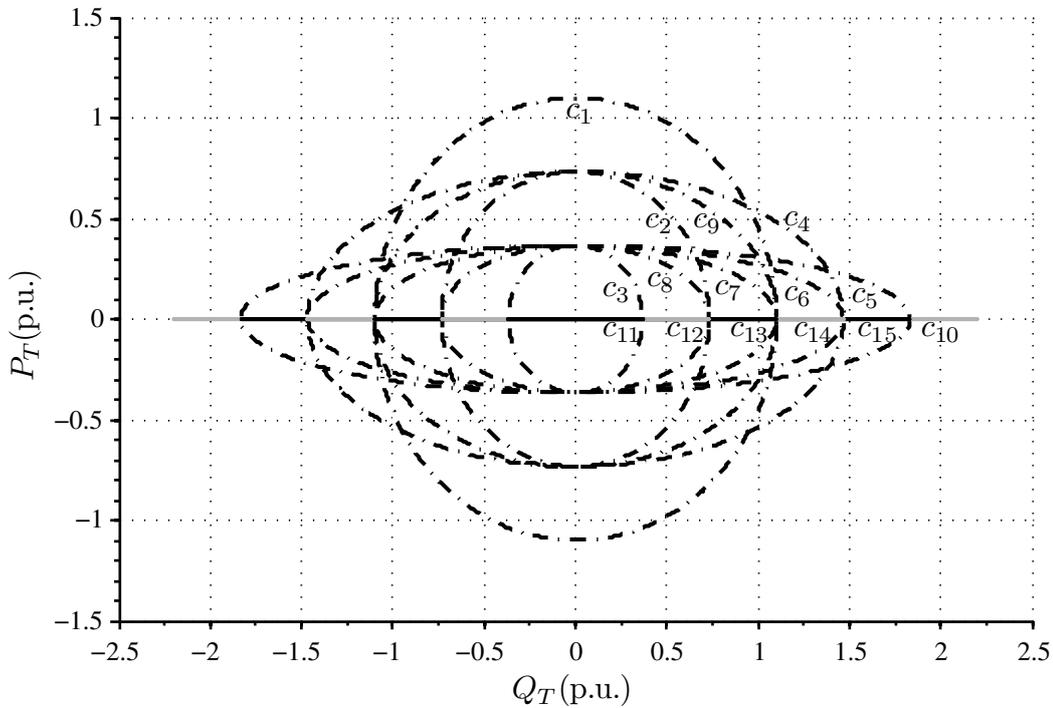


Figura 4.9 – Curvas de capacidade quanto aos limites de corrente para $n = 3$.

4.3.2 Limites de tensão dos conversores

A capacidade de processamento de potência ativa e reativa de conversores conectados à rede depende das tensões produzidas em seus terminais de saída, que está relacionada à impedância de filtro e da tensão de barramento CC, como demonstrado anteriormente. As curvas de capacidade quanto aos limites de tensão para os modos de operação do arranjo flexível de conversores podem ser descritas como (4.10):

$$\begin{aligned}
 c_{1v} : P_T^2 + \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)^2 - r_v^2 &= 0, & c_{9v} : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)^2 - r_v^2 &= 0, \\
 c_{2v} : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + \left[\frac{3}{2}\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, & c_{10v} : \left[\frac{1}{2}\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, \\
 c_{3v} : (3P_T)^2 + \left[3\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, & c_{11v} : \left[3\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, \\
 c_{4v} : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + \left[\frac{3}{4}\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, & c_{12v} : \left[\frac{3}{2}\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, \\
 c_{5v} : (3P_T)^2 + \left[\frac{3}{5}\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, & c_{13v} : \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)^2 - r_v^2 &= 0, \\
 c_{6v} : (3P_T)^2 + \left[\frac{3}{4}\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, & c_{14v} : \left[\frac{3}{4}\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, \\
 c_{7v} : (3P_T)^2 + \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)^2 - r_v^2 &= 0, & c_{15v} : \left[\frac{3}{5}\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, \\
 c_{8v} : (3P_T)^2 + \left[3\left(Q_T + \frac{V_g^2}{X}\right)\right]^2 - r_v^2 &= 0, & &
 \end{aligned}
 \tag{4.10}$$

onde $r_v = \frac{V_g V_i}{X}$. A Figura 4.10 mostra as curvas de capacidade definidas em (4.10).

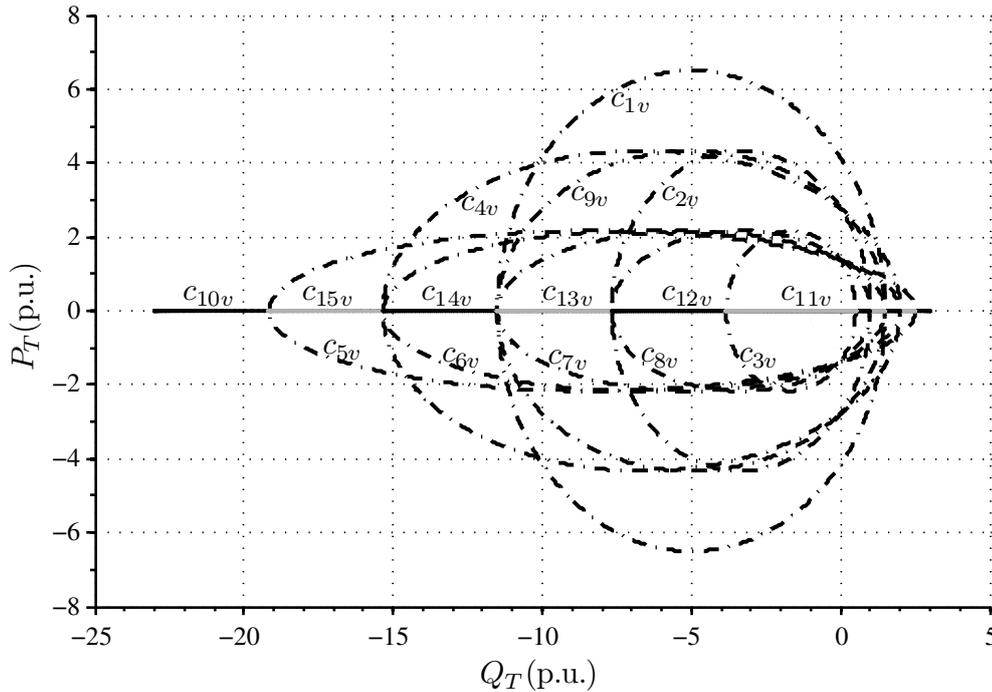


Figura 4.10 – Curvas de capacidade de potência quanto aos limites de tensão, para $V_g=1$ p.u., $V_i=1.3$ p.u. e $X=0.6$ p.u.

4.3.3 Seleção dos modos de operação

O filtro de saída de conversores conectados à rede deve ser projetado para atender os requisitos de limite de correntes harmônicas. Desde que os limites de tensão sejam satisfeitos por adequado filtro de saída e tensão do barramento CC, a seleção dos modos de operação pode ser definida em função das curvas de capacidade quanto aos limites de corrente. Entretanto, as curvas de capacidade quanto aos limites de corrente da Figura 4.9 estão sobrepostas, isto é, um dado ponto do plano $P_T \times Q_T$ pode pertencer a mais do que uma região limitada por tais curvas. Portanto, um critério deve ser definido para a escolha dos modos de operação. Neste trabalho é proposto selecionar o modo de operação que possui o menor número de módulos conversores ativos. Como resultado, os modos de operação são selecionados no plano $P_T \times Q_T$ como mostrado na Figura 4.11, para o arranjo flexível proposto com $n = 3$.

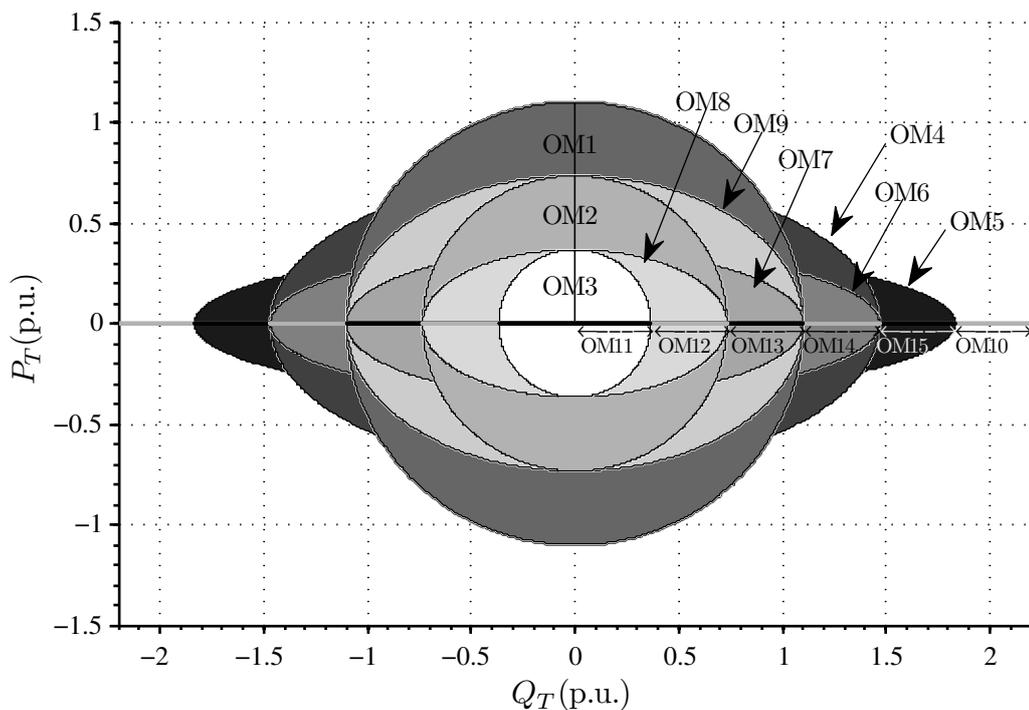


Figura 4.11 – Escolha dos modos de operação de acordo com o critério da menor número de módulos conversores de potência ativos.

Devido a oscilações de potência oriundas das variações na velocidade do vento, poderão ocorrer transições intermitentes entre dois modos de operação adjacentes. A fim de evitar um elevado número de transições entre os modos de operação nas regiões de fronteira, um mecanismo com histerese foi adotado. Este mecanismo consiste na definição de regiões de fronteira através de curvas inferiores (c_u) e superiores (c_i) dadas por (4.11). Tais curvas descrevem uma banda de histerese definida em função do valor percentual da potência nominal δ_h .

$$\begin{aligned}
c_{1u} \setminus c_{1l} &: [(1 \pm \delta_h) P_T]^2 + [(1 \pm \delta_h) Q_T]^2 - r^2 = 0 & c_{10u} \setminus c_{10l} &: [(1 + \frac{1}{2}\delta_h) \frac{1}{2}Q_T]^2 - r^2 = 0 \\
c_{2u} \setminus c_{2l} &: [(1 \pm \frac{3}{2}\delta_h) \frac{3}{2}P_T]^2 + [(1 \pm \frac{3}{2}\delta_h) \frac{3}{2}Q_T]^2 - r^2 = 0 & c_{11u} \setminus c_{11l} &: [(1 \pm 3\delta_h) 3Q_T]^2 - r^2 = 0 \\
c_{3u} \setminus c_{3l} &: [(1 \pm 3\delta_h) 3P_T]^2 + [(1 \pm 3\delta_h) 3Q_T]^2 - r^2 = 0 & c_{12u} \setminus c_{12l} &: [(1 \pm \frac{3}{2}\delta_h) \frac{3}{2}Q_T]^2 - r^2 = 0 \\
c_{4u} \setminus c_{4l} &: [(1 \pm \frac{3}{2}\delta_h) \frac{3}{2}P_T]^2 + [(1 \pm \frac{3}{4}\delta_h) \frac{3}{4}Q_T]^2 - r^2 = 0 & c_{13u} \setminus c_{13l} &: [(1 \pm \delta_h) Q_T]^2 - r^2 = 0 \\
c_{5u} \setminus c_{5l} &: [(1 \pm 3\delta_h) 3P_T]^2 + [(1 \pm \frac{3}{5}\delta_h) \frac{3}{5}Q_T]^2 - r^2 = 0 & c_{14u} \setminus c_{14l} &: [(1 \pm \frac{3}{4}\delta_h) \frac{3}{4}Q_T]^2 - r^2 = 0 \\
c_{6u} \setminus c_{6l} &: [(1 \pm 3\delta_h) 3P_T]^2 + [(1 \pm \frac{3}{4}\delta_h) \frac{3}{4}Q_T]^2 - r^2 = 0 & c_{15u} \setminus c_{15l} &: [(1 \pm \frac{3}{5}\delta_h) \frac{3}{5}Q_T]^2 - r^2 = 0 \\
c_{7u} \setminus c_{7l} &: [(1 \pm 3\delta_h) 3P_T]^2 + [(1 \pm \delta_h) Q_T]^2 - r^2 = 0 & & \\
c_{8u} \setminus c_{8l} &: [(1 \pm 3\delta_h) 3P_T]^2 + [(1 \pm \frac{3}{2}\delta_h) \frac{3}{2}Q_T]^2 - r^2 = 0 & & \\
c_{9u} \setminus c_{9l} &: [(1 \pm \frac{3}{2}\delta_h) \frac{3}{2}P_T]^2 + [(1 \pm 3\delta_h) 3Q_T]^2 - r^2 = 0 & &
\end{aligned} \tag{4.11}$$

A Figura 4.12 mostra uma curva de separação c entre dois modos de operação A e B tomados como exemplo, juntamente com uma curva inferior c_l e uma curva superior c_u de modo a formar um intervalo de histerese. Neste trabalho, δ_h foi definido como 0,03, ou seja, a banda de histerese é equivalente a 3% da potência nominal.

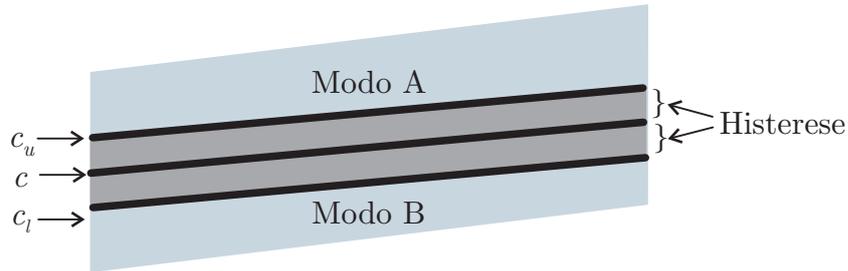


Figura 4.12 – Curvas superiores, inferiores e regiões de histerese para escolha do modo de operação.

Uma vez conhecidos os limites de operação do arranjo flexível de conversores, um método para a definição das referências de potência a ser processada por cada módulo conversor será proposto e detalhado na próxima seção.

4.3.4 Definição das referências de potência

As referências de potência são definidas a fim de distribuir igualmente as correntes entre os conversores conectados à rede e entre os conversores conectados ao gerador. Além disso, é assumido que não haja troca de potência reativa entre os diferentes módulos. Por conveniência, as perdas são ignoradas, ou seja, a potência ativa processada pelo conversor do lado do gerador é igual a potência ativa processada pelo conversor do lado da rede ($P_M = P_G$). Assumindo que a potência aparente dos conversores conectados à rede sejam

iguais, e que a potência aparente dos conversores conectados ao gerador sejam iguais, para o modo de operação OM5, por exemplo, em um arranjo flexível com $n=3$, as seguintes equações podem ser escritas:

$$\begin{aligned} P_{Gx}^2 + Q_{Gx}^2 &= Q_{Gy}^2 = Q_{Gz}^2 = Q_{My}^2 = Q_{Mz}^2, \\ Q_T &= Q_{Gx} + Q_{Gy} + Q_{Gz} + Q_{Gy} + Q_{Gz}, \\ P_T &= P_{Mx} = P_{Gx}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Portanto, as referências de potência ativa e reativa para os conversores no modo de operação OM5 são:

$$\begin{aligned} P_{Mx} &= P_T, \\ Q_{Gx} &= \frac{1}{15} \left(-Q_T + 4\text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 - 15P_T^2} \right), \\ Q_{Gy} = Q_{My} = Q_{Gz} = Q_{Mz} &= \frac{1}{4} (Q_T - Q_{Gx}). \end{aligned} \quad (4.13)$$

Já para o modo OM9 por exemplo, seguindo procedimento semelhante, as seguintes equações podem ser escritas:

$$\begin{aligned} P_{Mx} + P_{My} &= \frac{1}{2} P_T, \\ P_{Gx}^2 + Q_{Gx}^2 + P_{Gy}^2 + Q_{Gy}^2 &= Q_{Gz}^2, \\ Q_T &= Q_{Gx} + Q_{Gy} + Q_{Gz} + Q_{Gy} + Q_{Gz}. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Portanto, as referências de potência ativa e reativa para os conversores no modo de operação OM9 são:

$$\begin{aligned} P_{Mx} = P_{My} &= \frac{1}{2} P_T, \\ Q_{Gx} = Q_{Gy} &= \frac{1}{3} \left(2Q_T - \text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 + \frac{3}{4}P_T^2} \right), \\ Q_{Gz} &= Q_T - Q_{Gx} - Q_{Gy}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

De forma semelhante a apresentada para os modos OM5 e OM9, as referências de potência para todos os modos de operação podem ser obtidas. A Tabela 4.2 sumariza as referências para os modos de operação da Tabela 4.1.

Tabela 4.2 – Definição das referências de potência para todos os modos de operação do arranjo proposto para $n=3$.

| | |
|--|---|
| Modo OM1 | Modo OM2 |
| $P_{M1} = P_{M2} = P_{M3} = \frac{1}{3}P_T$ $Q_{G1} = Q_{G2} = Q_{G3} = \frac{1}{3}Q_T$ | $P_{Mx} = P_{My} = \frac{1}{2}P_T$ $Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{2}Q_T$ |
| Modo OM3 | Modo OM4 |
| $P_{Mx} = P_T$ $Q_{Gx} = Q_T$ | $P_{Mx} = P_{My} = \frac{1}{2}P_T$ $Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{4} \left(-\frac{P_T^2}{Q_T} + Q_T \right)$ $Q_{Mz} = Q_{Gz} = \frac{Q_T}{2} - Q_{Gx}$ |
| Modo OM5 | Modo OM6 |
| $P_{Mx} = P_T$ $Q_{Gx} = \frac{1}{15} \left(-Q_T + 4\text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 - 15P_T^2} \right)$ $Q_{Gy} = Q_{My} = Q_{Gz} = Q_{Mz} = \frac{1}{4} (Q_T - Q_{Gx})$ | $P_{Mx} = P_T$ $Q_{Gx} = \frac{1}{8} \left(-Q_T + 3\text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 - 8P_T^2} \right)$ $Q_{Gy} = Q_{My} = Q_{Gz} = \frac{1}{3} (Q_T - Q_{Gx})$ |
| Modo OM7 | Modo OM8 |
| $P_{Mx} = P_T$ $Q_{Gx} = \frac{1}{3}Q_T + \frac{2}{3}\text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 - 3P_T^2}$ $Q_{Gy} = Q_{My} = \frac{1}{2}(Q_T - Q_{Gx})$ | $P_{Mx} = P_T$ $Q_{Gx} = \frac{Q_T^2 - P_T^2}{2Q_T}$ $Q_{Gy} = Q_T - Q_{Gx}$ |
| Modo OM9 | Modo OM10 |
| $P_{Mx} = P_{My} = \frac{1}{2}P_T$ $Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{3} \left(2Q_T - \text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 + \frac{3}{4}P_T^2} \right)$ $Q_{Gz} = Q_T - Q_{Gx} - Q_{Gy}$ | $Q_{G1} = Q_{G2} = Q_G = \frac{1}{6}Q_T$ $Q_{M1} = Q_{M2} = Q_{M3} = \frac{1}{6}Q_T$ |
| Modo OM11 | Modo OM12 |
| $Q_{Gx} = Q_T$ | $Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{2}Q_T$ |
| Modo OM13 | Modo OM14 |
| $Q_{Gx} = Q_{Gy} = Q_{Gz} = \frac{1}{3}Q_T$ | $Q_{Gx} = Q_{Gy} = Q_{Gz} = \frac{1}{4}Q_T$ $Q_{Mx} = \frac{1}{4}Q_T$ |
| Modo OM15 | |
| $Q_{Gx} = Q_{Gy} = Q_{Gz} = \frac{1}{5}Q_T$ $Q_{Mx} = Q_{My} = \frac{1}{5}Q_T$ | |

4.4 Controle do arranjo flexível proposto

O arranjo flexível proposto é composto de módulos conversores de potência idênticos, cada um com uma unidade de controle local e uma unidade de controle central, como mostrado na Figura 4.13. As unidades de controle locais são responsáveis pelo controle das correntes do lado AC, incluindo as correntes circulantes e da tensão do barramento CC associada. Por outro lado, a unidade de controle central seleciona o modo de operação e determina a referência de potência reativa para os conversores conectados à rede, bem como as referências de corrente para os conversores conectados ao gerador. As próximas subseções descrevem em detalhes as unidades de controle local e central.

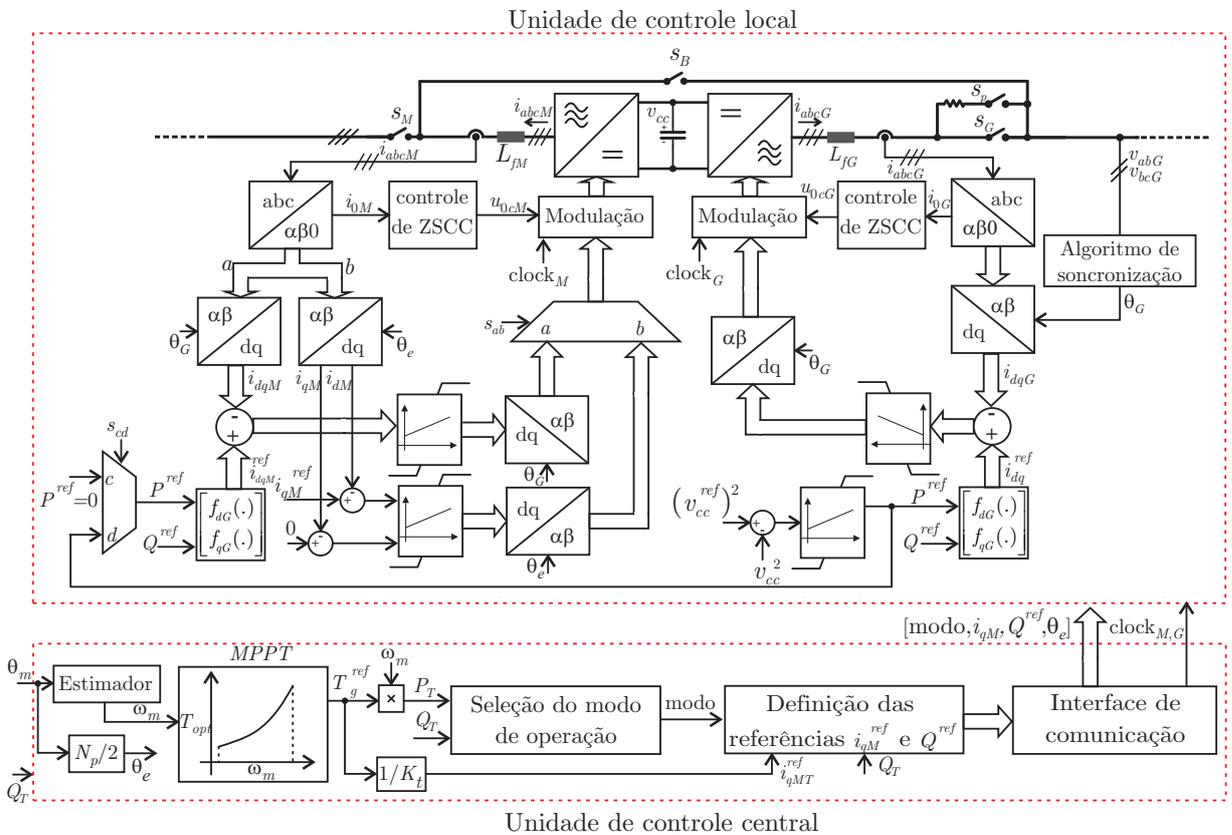


Figura 4.13 – Unidades de controle local e controle central do arranjo flexível de conversores proposto.

4.4.1 Unidade de controle central

As entradas da unidade de controle central são, a posição angular do rotor θ_m do PMSG e a referência de potência reativa para a rede Q_T . A partir da velocidade rotórica e das características estáticas da turbina, podem ser estabelecidas as referências de potência ativa P_T , como será explorado em detalhes no Capítulo 5. Na região de extração

de máxima potência do vento, por meio de um algoritmo MPPT (*maximum power point tracking*), a referência de torque eletromagnético T_g^{ref} e a referência de potência ativa P_T podem ser obtidas. Por sua vez, o algoritmo de MPPT adotado neste trabalho utiliza a constante ótima K_{opt} para definir o torque como função da velocidade mecânica (YAZDANI; IRAVANI, 2006). Assim, a referência de torque T_g^{ref} resultante do MPPT pode ser escrita como

$$T_g^{ref} = K_{opt}\omega_m^2, \quad (4.16)$$

onde ω_m é a velocidade mecânica do PMSG em *rad/s*. O torque eletromagnético do PMSG pode ser expresso como

$$T_g = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} [\psi_{pm} i_{qM} + (L_{dM} - L_{qM}) i_{dM} i_{qM}], \quad (4.17)$$

onde N_p é o número de pólos e ψ_{pm} é o fluxo magnético do ímã permanente. Para um PMSG com $L_{dM} = L_{qM}$, a constante K_t que relaciona o torque eletromagnético com a corrente em quadratura i_{qM} é dada por

$$K_t = \frac{3}{4} N_p \psi_{pm}. \quad (4.18)$$

A partir de T_g e ω_m , a potência ativa total P_T pode ser obtida. Uma vez conhecidas P_T , Q_T , o modo de operação é definido como descrito na seção anterior. As referências de potência reativa do lado da rede e as correntes de referência do lado do gerador para cada módulo conversor de potência são enviadas por meio de comunicação serial para as unidades de controle locais como mostrado na Figura 4.13. Além disso, a unidade central envia os sinais de *clock* para sincronizar e defasar as portadoras das unidades locais, a fim de reduzir as componentes harmônicas nas correntes do lado do gerador e do lado da rede, resultantes da comutação PWM dos conversores.

4.4.2 Unidade de controle local

As unidades locais realizam o controle das correntes do lado da rede, do gerador e correntes circulantes, bem como o controle da tensão do barramento CC. Para o controle das correntes do lado da rede e do gerador, o referencial em eixos síncronos com controladores do tipo proporcional-integral foram utilizados (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998), desde que estes resultam em erro nulo em regime permanente para as componentes de corrente na frequência fundamental, além de requererem poucos parâmetros a serem sintonizados.

Geralmente, quando um conversor é conectado à rede, seu referencial é sincronizado com o vetor de sequência positiva das tensões da rede (CARDOSO et al., 2008; BLAABJERG et al., 2006; RODRÍGUEZ et al., 2011). Para a obtenção dos sinais de sin-

cronismo, neste trabalho foi utilizado o método referência síncrona de sequência positiva normalizada proposto por (CAMARGO; PINHEIRO, 2006) e descrito no Anexo A.

Uma vez obtidos os sinais de sincronismo utilizados nas transformações de coordenadas $\alpha\beta$ -dq, a referência de corrente de eixo direto pode ser utilizada para controle da tensão do barramento CC, enquanto que o eixo em quadratura define a potência reativa do lado da rede. Por outro lado, quando um conversor é conectado ao gerador, seu referencial é sincronizado com a posição do fluxo rotórico. Como resultado, definindo a referência de eixo direto igual a zero, é possível controlar o torque eletromagnético com a corrente mínima necessária (KRISHMAN, 2010). É importante mencionar que o conversor do lado do gerador pode ser conectado tanto ao gerador, como mostra as Figuras 4.8(a) e 4.8(b), ou conectado à rede, como na Figura 4.8(e), dependendo do modo de operação. Dois seletores S_{ab} e S_{cd} , mostrados na Figura 4.13, são usados para configurar a unidade de controle local dependendo do modo de operação. S_{ab} define se o referencial síncrono para o controle do conversor do lado do gerador é a posição angular do rotor ou o vetor de sequência positiva das tensões da rede. Por outro lado, o seletor S_{cd} define se o barramento CC é controlado pelo conversor do lado do gerador (no modo de operação da Figura 4.8(e)), ou pelo conversor do lado da rede (no modo de operação das Figuras 4.8(b), 4.8(c) e 4.8(d)). Além disso, f_{dG} e f_{qG} , mostrados na Figura, 4.13 relacionam as referências de potência ativa e reativa com as correntes em eixos síncronos, e que podem ser escritos como:

$$f_{dG}(\cdot) = \frac{2 P^{ref}}{3 v_{dG}}, \quad (4.19)$$

$$f_{qG}(\cdot) = \frac{2 Q^{ref}}{3 v_{dG}}. \quad (4.20)$$

4.4.3 Circuito equivalente em coordenadas $dq0$ do arranjo flexível proposto

O referencial em eixos síncronos permite o controle das correntes circulantes independente das correntes de eixo direto e quadratura. A Figura 4.14 mostra o circuito equivalente $dq0$ derivado nos Apêndices A e B, para o arranjo flexível proposto no modo de operação OM1, onde há n conversores duplos conectados à rede e ao gerador. De forma semelhante, circuitos equivalentes podem ser obtidos para os demais modos de operação. Os controladores de corrente devem assegurar a operação estável para todos os modos de operação.

Uma vez conhecidos os circuitos equivalentes em coordenadas $dq0$, pode ser realizado o projeto dos controladores das correntes da rede, do gerador, circulantes, bem como da tensão do barramento CC, como será descrito a seguir.

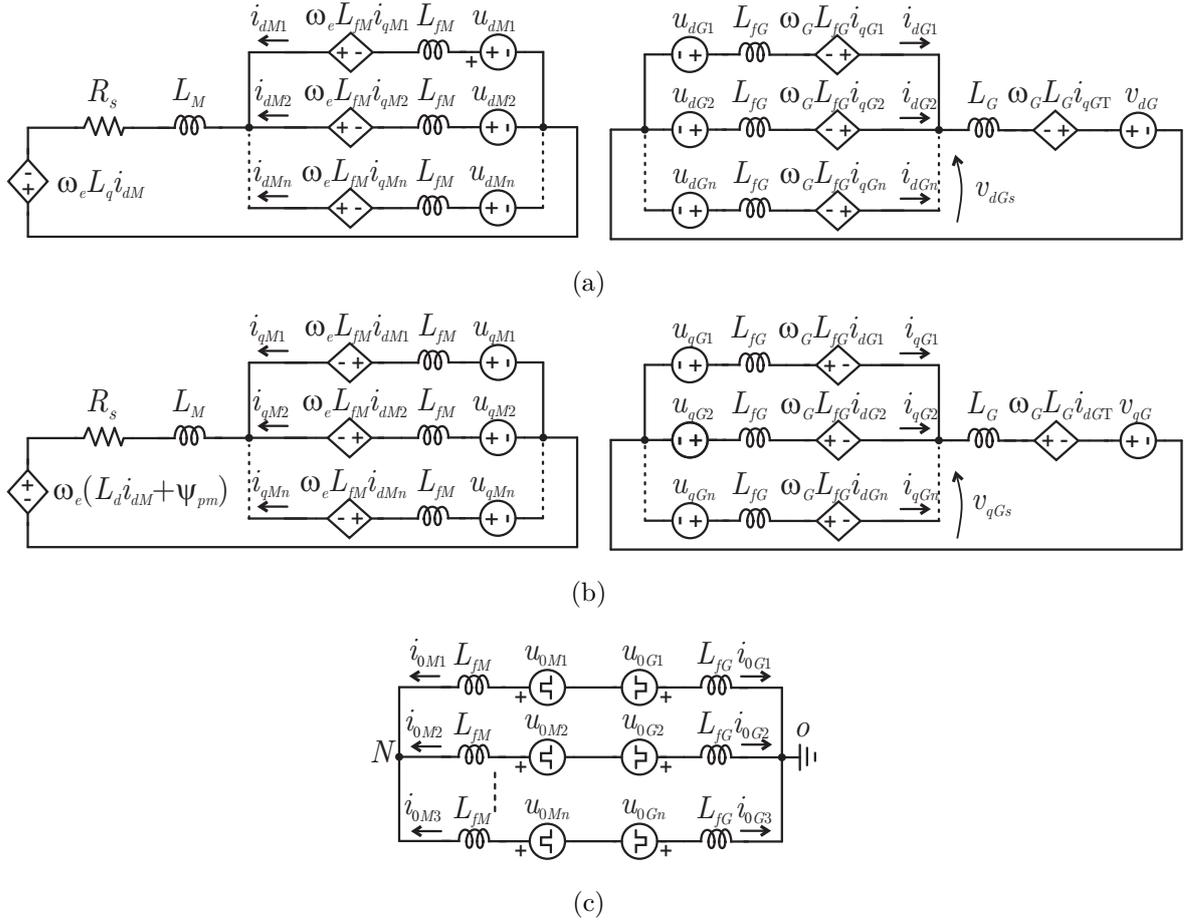


Figura 4.14 – Circuito equivalente de n conversores em paralelo em coordenadas $dq0$ para o modo de operação OM1, (a) coordenada d , (b) coordenada q , (c) coordenada 0 .

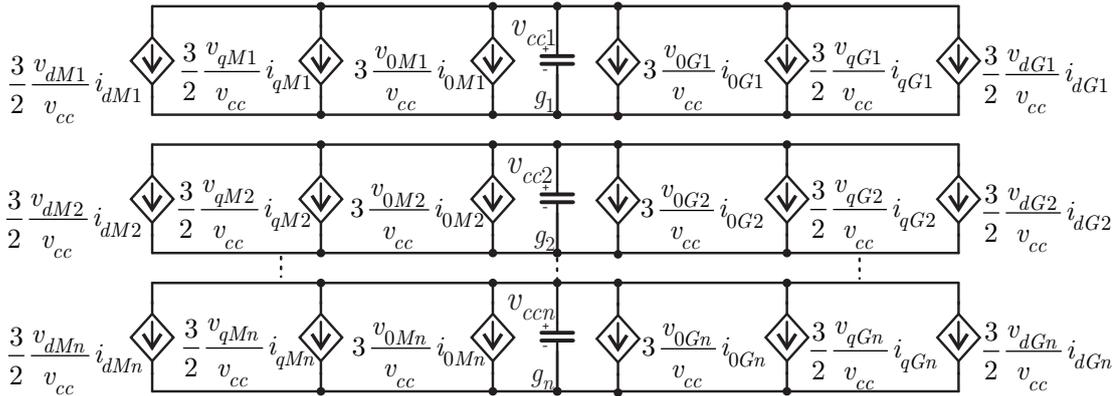


Figura 4.15 – Circuito equivalente do barramento CC em coordenadas $dq0$.

4.4.4 Controle das correntes do lado da rede

Para o projeto dos controladores de corrente nos eixos direto e quadratura, cada conversor é considerado como uma unidade independente. A função de transferência do

modelo de corrente será representada por $G_p = 1/sL$, onde L é a indutância é composta pelo indutor de filtro, ou seja, $L = L_{fG}$. A função de transferência da planta e do controlador do tipo proporcional-integral, respectivamente são dadas por:

$$G_p(s) = \frac{1}{R + sL}, \quad (4.21)$$

$$G_{pi}(s) = \frac{K_{Pi} + K_{Ii}}{s}, \quad (4.22)$$

onde L é composta pela indutância de filtro e indutância da rede, ou seja, $L = L_{fG} + L_G$. Considere que R , formada pela resistência do filtro indutivo mais a resistência da rede elétrica no ponto de conexão é muito menor que impedância, podendo essa ser desprezada. Desta forma, a função de transferência do controlador e planta em malha fechada, com realimentação unitária pode ser escrita por

$$G_{MFi}(s) = \frac{\frac{K_{Pi}}{L}s + \frac{K_{Ii}}{L}}{s^2 + \left(\frac{K_{Pi}}{L}\right)s + K_{Ii}}. \quad (4.23)$$

Esta função de transferência pode ser aproximada a um conhecido modelo de referência de 2ª ordem

$$G_{MFi} = \frac{\frac{K_{Pi}}{L}s + \frac{K_{Ii}}{L}}{s^2 + \frac{K_{Pi}}{L}s + K_{Ii}} \approx \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (4.24)$$

Os ganhos K_{Pi} e K_{Ii} podem ser determinados pelo método da banda passante como descrito no Anexo B, e são dados por:

$$\begin{aligned} K_{Pi} &= \frac{2\xi\omega_b L}{\sqrt{2\xi^2+1+\sqrt{(1+2\xi^2)^2+1}}}, \\ K_{Ii} &= \frac{\omega_b^2 L}{2\xi^2+1+\sqrt{(1+2\xi^2)^2+1}}. \end{aligned} \quad (4.25)$$

Onde ξ e ω_b são o coeficiente de amortecimento e a banda passante. Para o sistema de controle em questão, foi definido $\xi = 1$ e $\omega_b = 2000$ rad/s.

4.4.5 Controle da tensão do barramento CC

A tensão do barramento CC é controlada pelo respectivo conversor conectado à rede. Se o conversor do lado da rede estiver conectado à rede, este é responsável pelo controle do barramento CC. Caso o conversor do lado da rede estiver desconectado, e o conversor do lado do gerador estiver conectado à rede, o segundo será responsável pelo controle da respectiva tensão do barramento CC, cuja escolha é definida pelo seletor S_{cd} mostrado na Figura 4.13.

O projeto do controlador é baseado na equação dinâmica do balanço das potências

do circuito da Figura 4.15. A equação linear que descreve a variação da energia do capacitor pode se escrita como

$$\frac{1}{2}C \frac{dv_{cc}^2}{dt} = -P_G - P_M, \quad (4.26)$$

onde P_G representa a potência associada ao conversor conectado à rede, e P_M representa a potência associada ao conversor conectado ao gerador, caso este esteja presente. Para desenvolver o projeto do controlador da tensão do barramento CC e obter uma equação linear que descreva a variação da energia no capacitor, é utilizada como variável a grandeza v_{cc}^2 , a qual está diretamente relacionada com a energia. A Figura 4.16 mostra o diagrama com a malha de controle simplificada para a variável v_{cc}^2 .

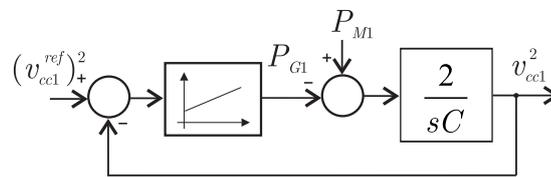


Figura 4.16 – Malha de controle simplificada para v_{cc}^2 .

A potência ativa entregue pelo conversor conectado à rede resulta do produto escalar entre o vetor de corrente de saída e o vetor de tensão em eixos síncronos, ou seja

$$P_G = \frac{3}{2} (v_{dG}i_{dG} + v_{qG}i_{qG}). \quad (4.27)$$

Considerando que as tensões da rede sejam equilibradas e apresentam somente componentes na frequência fundamental, em eixos síncronos o alinhamento da norma das tensões com o eixo d das tensões da rede pelo algoritmo de sincronismo apresentado no Apêndice A, implica que $v_{qG} = 0$. A equação (4.26) pode ser reescrita como

$$\frac{1}{2}C \frac{dv_{cc}^2}{dt} = -\frac{3}{2} (v_{dG}i_{dG}) - P_M - 3(v_{0G}i_{0G}). \quad (4.28)$$

A função de transferência que representa a dinâmica da tensão do barramento CC pode ser obtida desprezando a parcela P_M , associada ao conversor conectado ao gerador, e da parcela referente à potência de sequência zero, que podem ser consideradas como distúrbio, ou seja

$$G_{cc}(s) = \frac{v_{cc}^2(s)}{P_G} = -\frac{2}{sC}. \quad (4.29)$$

Para o controle de v_{cc}^2 , é utilizado um controlador do tipo proporcional-integral, já que o sistema pode ser tratado como um problema de regulação, ou seja, o controlador deve ter capacidade de rastrear referências do tipo degrau de modo que

$$P_G = \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) (v_{ccr}^2(s) - v_{cc}^2(s)). \quad (4.30)$$

A partir da função de transferência de (4.29), juntamente com o controlador PI, chega-se à seguinte função de transferência de malha fechada

$$G_{MFcc}(s) = \frac{\frac{2K_{pc}}{C}s + \frac{2K_{ic}}{C}}{s^2 + \frac{2K_{pc}}{C}s + \frac{2K_{ic}}{C}}, \quad (4.31)$$

onde K_{pc} e K_{ic} são respectivamente o ganho proporcional e o ganho integral do controlador PI. O projeto do controlador PI pode ser feito através do método da banda passante, onde os ganhos podem ser escritos como:

$$K_{Pc} = \frac{\xi_{cc}\omega_{cc}C}{\sqrt{2\xi_{cc}^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi_{cc}^2)^2 + 1}}, \quad (4.32)$$

$$K_{Ic} = \frac{\omega_{cc}^2 C}{2 \left(2\xi_{cc}^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi_{cc}^2)^2 + 1} \right)},$$

onde ξ_{cc} e ω_{cc} são o amortecimento e a banda passante respectivamente, desejados para o sistema de controle, e C é a capacitância equivalente do barramento do CC.

A Figura 4.17 mostra o diagrama de blocos contendo os controladores das correntes de eixo direto e quadratura para o conversor do lado da rede, bem como o controlador para o barramento CC. Tendo em vista que, em eixos síncronos a potência reativa é obtida pelo produto escalar da tensão pela corrente, como mostrado em (4.33), a referência de corrente para o eixo em quadratura pode ser obtida conforme mostrado no diagrama da Figura 4.17(b), ou seja

$$Q_G = \frac{3}{2} (v_{dG}i_{qG} + v_{qG}i_{dG}). \quad (4.33)$$

Uma vez que, as dinâmicas associadas à malha de controle de corrente são muito mais rápidas quando comparadas com a malha de tensão, pode-se afirmar que durante o transitório do controle da tensão do barramento CC, os estados associados às correntes já convergiram para as suas referências, isto é, $i_{dG} = i_{dG}^{ref}$ e $i_{qG} = i_{qG}^{ref}$.

As funções de transferência da Figura 4.17, obtidas a partir do modelo no Apêndice A são dadas por:

$$G_{pa} = \frac{(n-1)L_G + L_{fG}}{s(L_{fG} + L_G n)L_{fG}}, \quad (4.34)$$

$$G_{pb} = -\frac{L_G}{s(L_{fG} + L_G n)L_{fG}}.$$

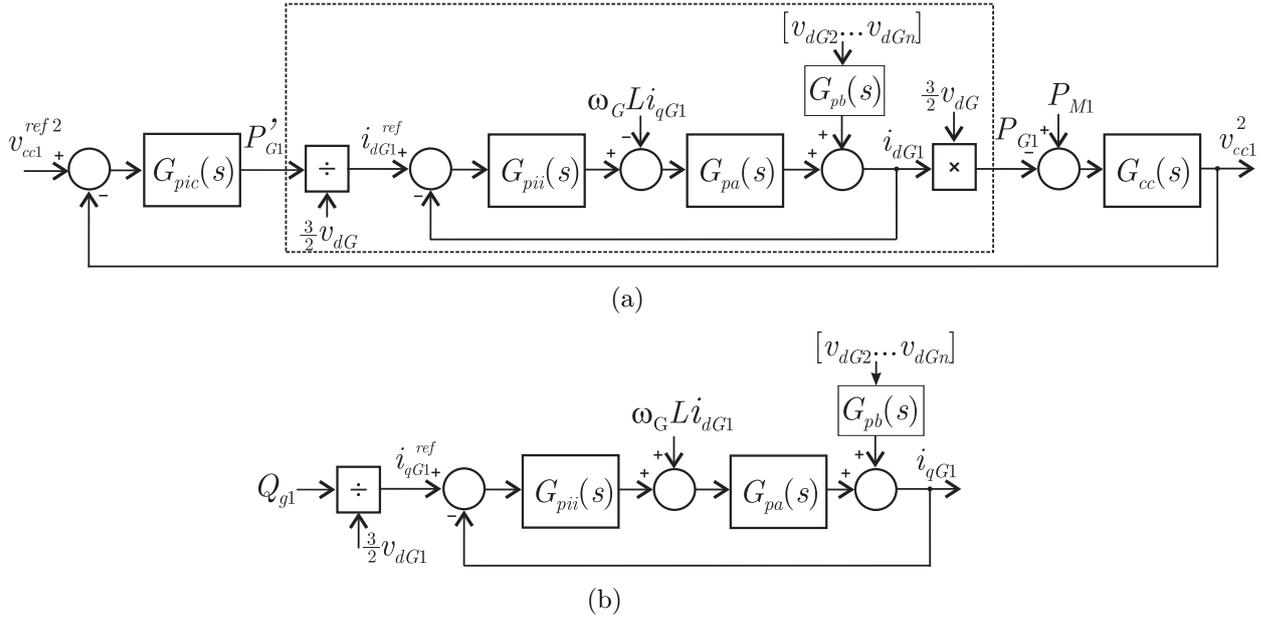


Figura 4.17 – Controladores de corrente de eixo direto e quadratura para o conversor do lado da rede e controlador do barramento CC.

4.4.6 Controle das correntes do lado do gerador

O modelo elétrico do gerador síncrono de ímãs permanentes em coordenadas síncronas dq é apresentado no Apêndice B, onde a partir deste modelo podem ser projetados os controladores de corrente. O modelo dinâmico do PMSG na forma de equações de estado é dado por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{dM}} & \frac{\omega_e L_{qM}}{L_{dM}} \\ -\frac{\omega_e L_{dM}}{L_{qM}} & -\frac{R_s}{L_{qM}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dM}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qM}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dM} \\ v_{qM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_{pm}}{L_{qM}} \end{bmatrix} \omega_e. \quad (4.35)$$

Este modelo apresenta acoplamentos que são maiores a medida que aumenta a velocidade do gerador. Para o projeto dos controladores, geralmente os termos de acoplamento são considerados constantes. Dentre as diversas estratégias de controle para o PMSG orientados no fluxo rotórico podem ser citadas (KRISHMAN, 2010): (i) controle de eixo direto nulo, (ii) fator de potência unitário, (iii) fluxo estático constante, (iv) conjugado máximo por unidade de corrente, (v) maximização de eficiência elétrica.

Nesta Tese foi empregado o controle de eixo direto nulo, onde a referência de corrente neste eixo é nula, enquanto que a referência de corrente para o eixo em quadratura é proporcional à referência de torque. O procedimento de projeto dos controladores PI para as correntes do lado do gerador pode ser realizado de forma semelhante ao projeto dos controladores para as correntes do lado rede. A Figura 4.18 mostra os controladores de corrente de eixo direto e quadratura do gerador. Note que, na representação mostrada pelo diagrama de blocos foram desprezados os acoplamentos existentes do modelo.

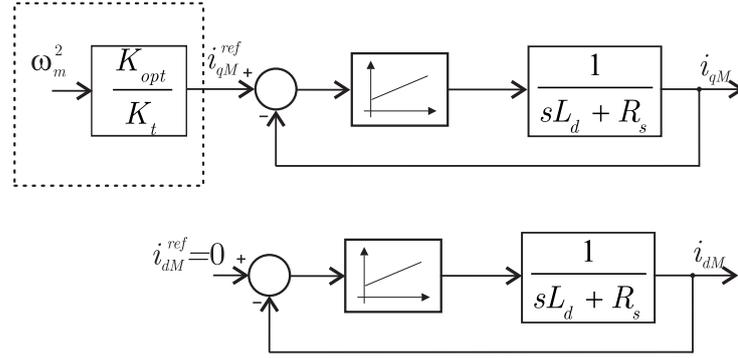


Figura 4.18 – Controle das correntes do PMSG em eixos síncronos.

A referência de corrente de eixo em quadratura é proveniente do algoritmo de maximização de potência, que possui como entrada a velocidade do gerador medida.

4.4.7 Controle das correntes circulantes de sequência zero

O arranjo flexível de conversores proposto apresenta caminhos para as correntes circulantes de sequência zero (ZSCC) que dependem do modo de operação. Para mitigar tais correntes, uma estratégia de controle, mostrada na Figura 4.19 é proposta. Nesta estratégia, cada módulo conversor de potência controla a corrente de sequência zero de saída, contribuindo para a modularidade do sistema. A fim de evitar um cancelamento de pólos e zeros no eixo imaginário, os controladores não devem ter pólos sobre a origem, desde que $i_{0G1} \dots i_{0Gn}$ e $i_{0M1} \dots i_{0Mn}$ são linearmente dependentes. A função de transferência do controlador adotado para mitigar as correntes circulantes é

$$C_0(s) = \frac{b_o}{s + a_o}. \quad (4.36)$$

O modelo dinâmico do circuito de sequência zero depende do modo de operação do arranjo flexível. A fim de investigar o desempenho do controlador de sequência zero sob os diferentes modos de operação, bem como sua capacidade de rejeitar um distúrbio u_{dist} resultante de não-idealidades dos conversores, uma representação em espaço de estados de ZSCC e do controlador proposto é obtido. Vamos assumir o modo de operação OM1 e a seguinte representação em espaço de estados para o circuito equivalente da Figura 4.20(a) é obtida:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_p(t) &= \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p(t) + \mathbf{B}_p \mathbf{u}_c(t), \\ \mathbf{y}_p(t) &= \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p(t), \end{aligned} \quad (4.37)$$

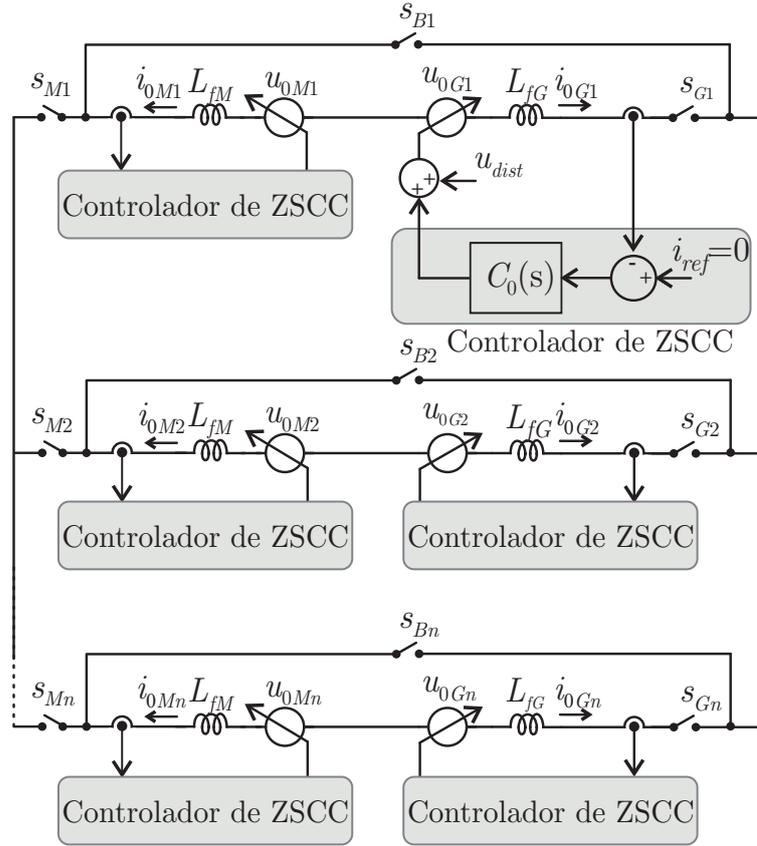


Figura 4.19 – Diagrama de controle das correntes de sequência zero.

e que o controlador de correntes circulantes possa ser expresso por:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_c(t) &= \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{e}(t) \\ \mathbf{y}_c(t) &= \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(t)\end{aligned}\quad (4.38)$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_p &= [i_{01} \quad i_{02}]^T, \\ \mathbf{y}_p &= [i_{0G1} \quad i_{0G2} \quad i_{0G3} \quad i_{0M1} \quad i_{0M2} \quad i_{0M3}]^T, \\ \mathbf{C}_p &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{B}_p &= \frac{1}{3(L_{fG} + L_{fM})} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -2 & 1 & 1 \\ -1 & 2 & 1 & -2 & 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{u}_c &= [u_{0G1} \quad u_{0G2} \quad u_{0M1} \quad u_{0M2}]^T.\end{aligned}\quad (4.39)$$

Além disso, $\mathbf{A}_p = 0$, $\mathbf{A}_c = -a_o \mathbf{I}_{6 \times 6}$, $\mathbf{C}_c = b_o \mathbf{I}_{6 \times 6}$, $\mathbf{B}_c = \mathbf{I}_{6 \times 6}$ e $\mathbf{e} = \mathbf{I}_{ref} - \mathbf{y}_p$. De maneira similar, para os demais modos de operação da Figura 4.20, as representações podem ser obtidas. A representação em espaço de estados do circuito de sequência zero e os controladores em malha fechada é obtida combinando (4.37) e (4.38), isto é

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_p \\ \dot{\mathbf{x}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{B}_p \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p & \mathbf{B}_p \mathbf{C}_c \\ -\mathbf{B}_c \mathbf{C}_p & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p \mathbf{D}_c \\ \mathbf{B}_c \end{bmatrix} \mathbf{I}_{ref} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p \\ 0 \end{bmatrix} u_{dist}. \quad (4.40)$$

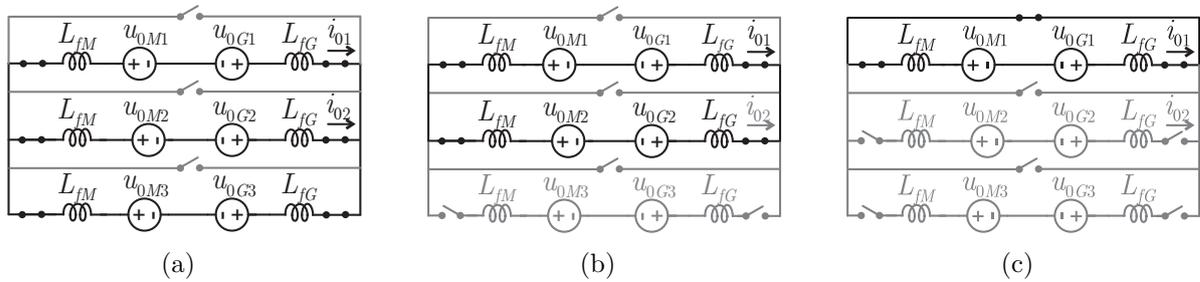


Figura 4.20 – Circuito equivalente de sequência zero para os diferentes modos de operação: (a) OM1, (b) OM2, (c) OM12.

A Figura 4.21 mostra a resposta em frequência do controle das correntes de sequência zero para os modos de operação da Figura 4.20, onde pode ser visto que a resposta em frequência não depende do modo de operação. Os parâmetros dos controladores são $a_o = 1 \times 10^3$ e $b_o = 1 \times 10^4$. Por outro lado, a Figura 4.22 mostra a rejeição de distúrbio pela estratégia de controle em malha fechada. Nota-se uma boa rejeição do distúrbio nos diferentes modos de operação e quanto maior o número de módulos, maior é a atenuação.

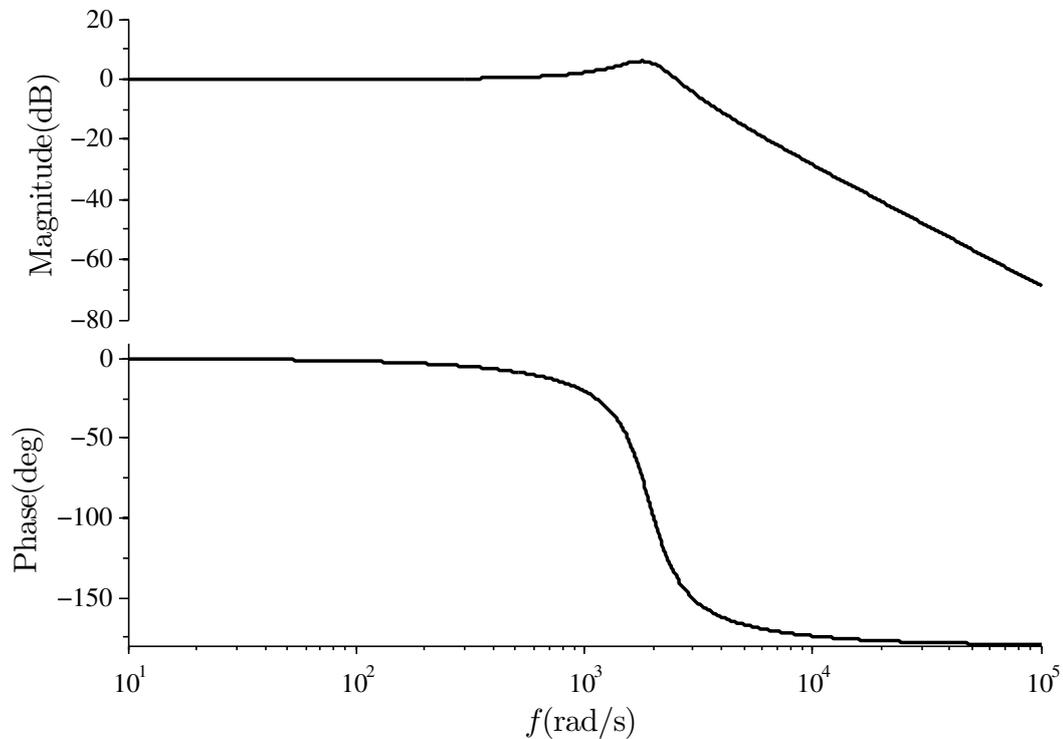


Figura 4.21 – Resposta em frequência do controle das correntes de sequência zero para os modos de operação da Figura 4.20, $i_{0G1}(s)/i_{ref}(s)$.

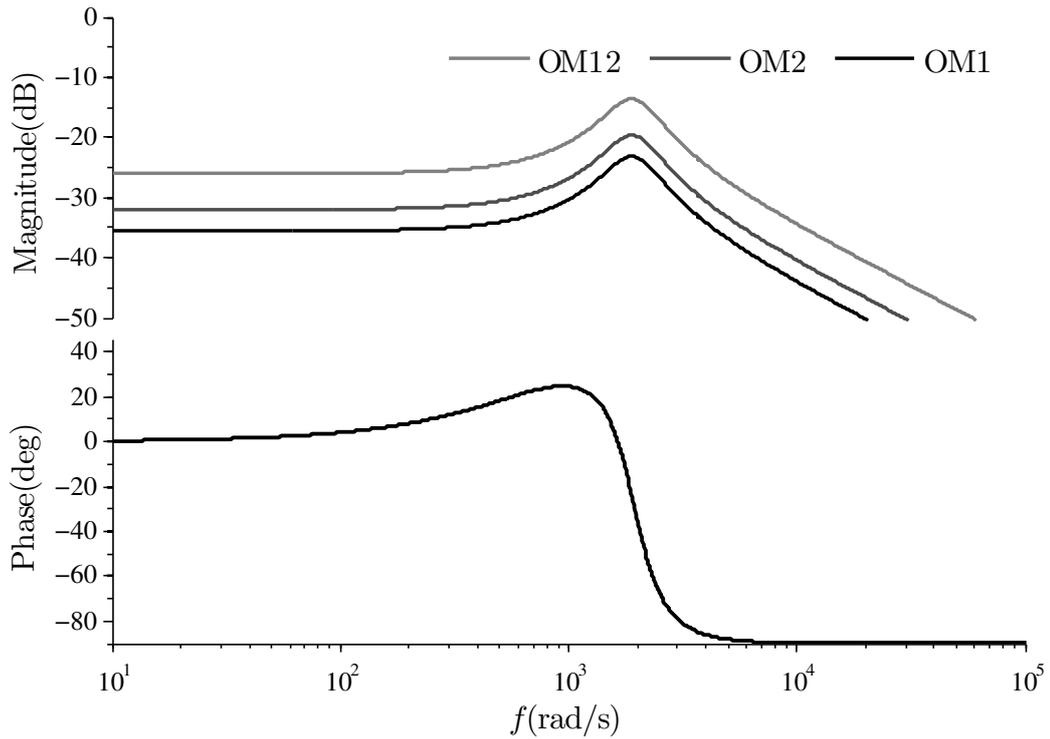


Figura 4.22 – Rejeição de distúrbio em malha fechada da estratégia de controle das correntes de seqüência zero, $i_{0G1}(s)/u_{dist}(s)$.

4.4.8 Estratégia de modulação

Para o apropriado cancelamento de componentes harmônicos das correntes de saída, os sinais portadores para a geração dos sinais PWM, em cada módulo conversor deve ser defasado (MILLER; BEECHNER; SUN, 2007; ZHANG et al., 2010). Neste trabalho, a defasagem das portadoras é definida como

$$\theta_Q = \frac{2\pi}{N_Q}, \quad (4.41)$$

onde N_Q é o número de conversores ativos com $Q = \{M^*, G^*\}$, e M^* representa o número de conversores ativos conectados ao gerador, G^* representa os conversores ativos conectados à rede e θ_Q a defasagem em *rad* entre as portadoras de N_Q módulos conversores. Conseqüentemente, os sinais PWM de comando dos interruptores de potência são obtidos pela comparação dos sinais modulantes v_{ag} , v_{bg} , v_{cg} com as portadoras. Assim, os sinais modulantes para cada perna do conversor trifásico relacionam-se com os sinais de controle $\alpha\beta$, de acordo com (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999), pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0^* + u_{0c} \end{bmatrix}, \quad (4.42)$$

onde v_0^* é a tensão de modo comum, e v_{0c} é a ação de controle das correntes circulantes de sequência zero. Para assegurar que o conversor opera na região linear, os sinais modulantes devem estar entre os limites dos sinais portadores, isto é

$$0 \leq v_{ag} \leq v_{dc}, \quad 0 \leq v_{bg} \leq v_{dc}, \quad 0 \leq v_{cg} \leq v_{dc}. \quad (4.43)$$

A partir destas desigualdades, é possível definir uma região para os possíveis valores de v_0^* que asseguram a máxima utilização do barramento CC, ou seja

$$1 + \min\{R_a, R_b, R_c\} \geq v_0^* + u_{0c} \geq \max\{R_a, R_b, R_c\}, \quad (4.44)$$

onde

$$R_a = -v_\alpha; \quad R_b = \frac{1}{2}(v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta); \quad R_c = \frac{1}{2}(v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta). \quad (4.45)$$

Sem perda de generalidade, neste trabalho v_0^* pode ser definido como

$$v_0^* = \frac{1}{2}(\max\{R_a, R_b, R_c\} + 1 + \min\{R_a, R_b, R_c\}). \quad (4.46)$$

A Figura 4.23 mostra a estratégia de modulação proposta.

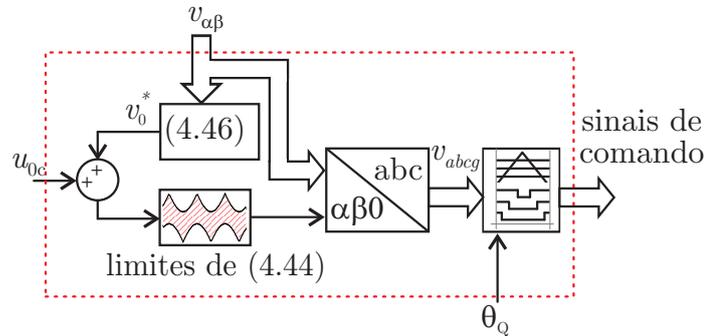


Figura 4.23 – Diagrama de blocos da modulação proposta.

Toda vez que o arranjo flexível utilizar uma perna por fase em cada conversor, a estratégia de modulação pode ser implementada tal qual como mostra o diagrama da Figura 4.23. Por outro lado, quando forem empregadas mais de uma perna por fase, emprega-se os conceitos propostos no Capítulo 2.

4.5 Implementação discreta dos controladores

A implementação de estratégias de controle em um processador digital de sinais, requer que os controladores estejam no domínio de tempo discreto. Esta seção apresenta a implementação discreta dos controladores apresentados anteriormente em tempo contínuo.

Dentre as diversas possibilidades de discretização de controladores, a discretização do tipo *Forward Euler* foi empregada. Neste método, a substituição da variável s por z ocorre da seguinte forma

$$s = \frac{z - 1}{T_s}. \quad (4.47)$$

Substituindo (4.47) na equação do controlador PI chega a

$$G_{pi}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p + \frac{K_I T_s}{z - 1}. \quad (4.48)$$

A equação de diferenças do controlador de (4.48) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} x_c(k+1) &= x_c(k) + e(k)T_s, \\ u(k) &= K_P e(k) + K_I x_c(k). \end{aligned} \quad (4.49)$$

onde x_c é o estado associado ao controlador PI discreto.

A Figura 4.24 mostra o diagrama de blocos do controlador PI na forma discreta, incluindo o atraso de transporte inerente à implementação digital.

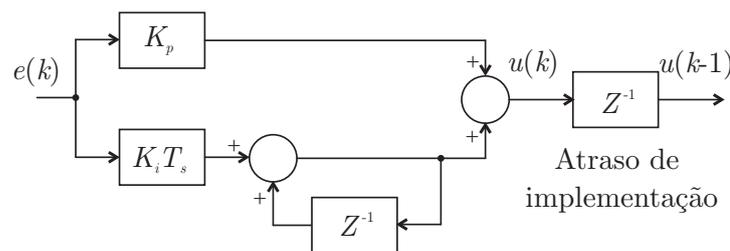


Figura 4.24 – Representação em diagrama de blocos de um controlador PI digital.

4.6 Análise da contribuição do arranjo flexível proposto para restauração da tensão no ponto de conexão com a rede

As tensões de um sistema elétrico de potência devem ser mantidas em níveis aceitáveis (geralmente menor que $\pm 20\%$ do valor nominal) nas diversas barras em condições normais de operação. Por outro lado, um sistema pode sofrer instabilidade de tensão quando uma perturbação, aumento da demanda de carga ou uma mudança nas condições de operação, resulta em uma progressiva e incontrolável queda ou elevação de tensão (KUNDUR, 1993). A instabilidade de tensão está associada às situações de adversidade, aos quais um sistema elétrico está submetido, tais como: linhas de transmissão sobrecarregadas, fontes insuficientes de potência reativa e transmissão de potência, por meio de longas distâncias. Neste sentido, o arranjo flexível de conversores proposto pode colaborar para a estabilidade de tensão e dar suporte para mantê-la em níveis aceitáveis.

Considerando que as tensões da rede são equilibradas e sem a presença de harmôni-

cos, o alinhamento com o vetor das tensões medida, resulta em $v_{qGs} = 0$ (modelo elétrico em coordenadas síncronas da Figura 4.14). Assim, o modelo dinâmico da potência processada pelo arranjo flexível de conversores junto à rede é dado por:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{g}(\mathbf{u}, \mathbf{w}), \\ \mathbf{y} &= \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{w}),\end{aligned}\quad (4.50)$$

onde os vetores de referência, distúrbio associado à tensão da rede e saída são:

$$\begin{aligned}\mathbf{w} &= [v_{dG} \quad v_{qG}]^T, \\ \mathbf{u} &= [P_T^{ref} \quad Q_T^{ref}]^T, \\ \mathbf{y} &= [P_T \quad Q_T]^T.\end{aligned}\quad (4.51)$$

Ainda, os vetores funções não lineares de (4.50) são

$$\mathbf{g}(\mathbf{u}, \mathbf{w}) = \mathbf{B}_{dqT} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \frac{P_T^{ref}}{v_{dGs}(\mathbf{x}, \mathbf{w})} \\ \frac{2}{3} \frac{Q_T^{ref}}{v_{dGs}(\mathbf{x}, \mathbf{w})} \end{bmatrix} + \mathbf{F}_{dqT} \begin{bmatrix} v_{dG} \\ v_{qG} \end{bmatrix}\quad (4.52)$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{w}) = v_{dGs}(\mathbf{x}, \mathbf{w}) \mathbf{C}_{dqT} \mathbf{x},\quad (4.53)$$

onde $v_{dGs}(\mathbf{x}, \mathbf{w})$ é expressa por

$$v_{dGs}(\mathbf{x}, \mathbf{w}) = L_G \frac{d_{dGT}}{dt} - \omega_G L_G i_{qGT} + v_{dG}.\quad (4.54)$$

Além disso, para o caso de dois conversores conectados à rede, tem-se que:

$$\mathbf{A}_{dqT} = \begin{bmatrix} -\frac{K_p}{2L_G + L_{Gf}} & \omega_G & \frac{K_i}{2L_G + L_{Gf}} & 0 \\ -\omega_G & -\frac{K_p}{2L_G + L_{Gf}} & 0 & \frac{K_i}{2L_G + L_{Gf}} \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix},\quad (4.55)$$

$$\mathbf{F}_{dqT} = -\frac{2}{2L_G + L_{Gf}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,\quad (4.56)$$

$$\mathbf{B}_{dqT} = \begin{bmatrix} \frac{k_p}{2L_G + L_{Gf}} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{k_p}{2L_G + L_{Gf}} & 0 & 1 \end{bmatrix}^T,\quad (4.57)$$

$$\mathbf{C}_{dqT} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.\quad (4.58)$$

A fim de se obter a operação do sistema em regime permanente quanto às potências ativa e reativa, faz-se $\dot{\mathbf{x}}$ em (4.50), que assim resulta:

$$\begin{aligned} P_T &= \frac{2}{3}v_{dG_s}i_{dGT}^{ref}, \\ Q_T &= \frac{2}{3}v_{dG_s}i_{qGT}^{ref}. \end{aligned} \quad (4.59)$$

Por outro lado, a partir do modelo elétrico em coordenadas síncronas da Figura 4.14, pode-se obter uma equação que relaciona as tensões da rede com as tensões no ponto de conexão:

$$\begin{aligned} v_{dG_s} &= L_G \frac{di_{dGT}}{dt} - \omega_G L_G i_{qGT} + v_{dG}, \\ 0 &= L_G \frac{di_{qGT}}{dt} + \omega_G L_G i_{dGT} + v_{qG}. \end{aligned} \quad (4.60)$$

Multiplicando ambos os lados de (4.60) por v_{dG_s} , e definindo que o módulo das tensões no ponto de conexão seja v_G , podem ser estabelecidas as seguintes relações dessa tensão com a potência ativa e reativa:

$$\begin{aligned} v_{dG_s}^2 &= -\frac{2}{3}\omega_G L_G Q_T + v_{dG}v_{dG_s}, \\ 0 &= \frac{2}{3}\omega_G L_G P_T + v_{qG}v_{dG_s}, \\ v_G^2 &= v_{dG}^2 + v_{qG}^2. \end{aligned} \quad (4.61)$$

A partir de (4.61), podem ser traçadas as curvas que relacionam a potência reativa com a tensão no ponto de conexão comum - PCC, para um sistema de conversão de energia eólica conectado à rede, como mostra a Figura 4.25. Para exemplificar o efeito da potência reativa sobre a tensão no ponto de conexão, toma-se como exemplo três impedâncias de rede, cuja a relação entre a potência de curto circuito e potência nominal são equivalentes a 5, 8 e 18 respectivamente. Considera-se que o sistema esteja processando 15% da potência ativa nominal, e que nessas condições o arranjo flexível proposto possui a capacidade de processar 170% de potência reativa com relação à potência nominal. Por outro lado, um sistema convencional de conversão de energia, sob a mesma condição de potência ativa teria aproximadamente 95% de capacidade de processamento de potência reativa.

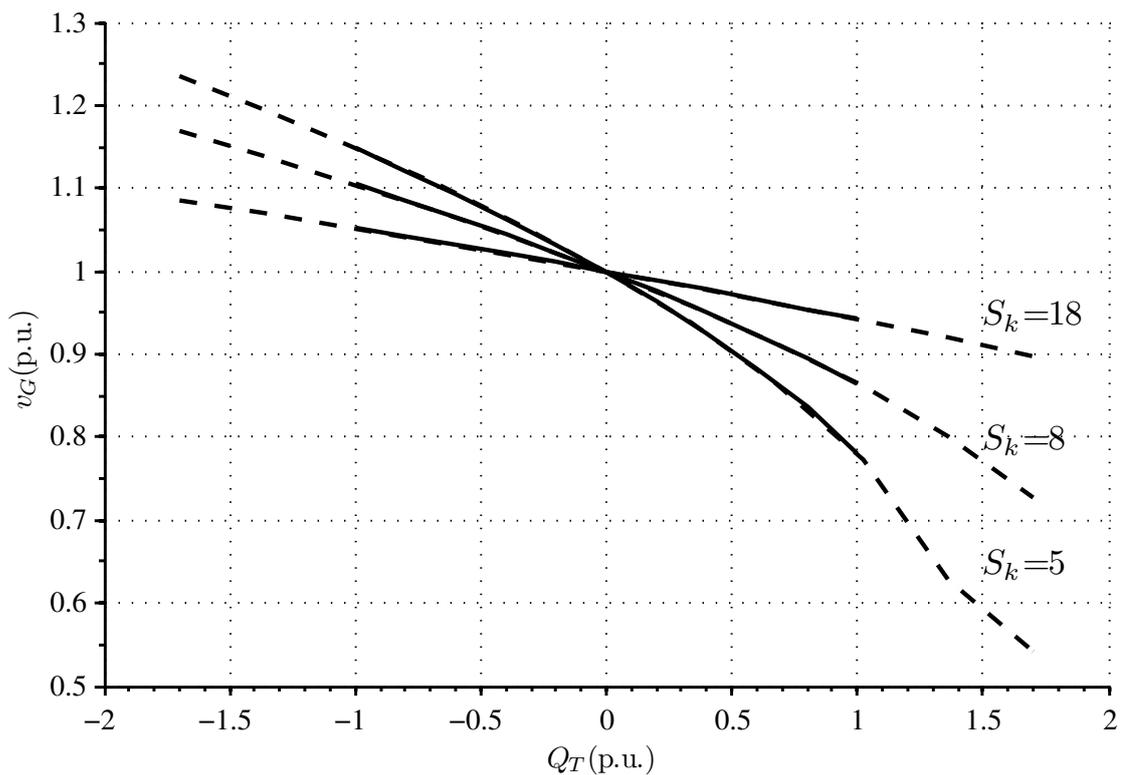


Figura 4.25 – Curvas $Q_T \times v_G$, para três diferentes relações entre potência de curto-circuito da rede e potência nominal, $S_k=5,8$ e 18.

De acordo com a Figura 4.25, as linhas tracejadas relacionam a potência reativa e a tensão no PCC para o caso do arranjo flexível de conversores, e as linhas contínuas representam um sistema convencional de conversão de energia. Nota-se que o arranjo proposto permite uma maior excursão da tensão no ponto de conexão, chegando a 24% acima do valor nominal, para o caso da rede fraca (menor relação entre a potência de curto circuito e a potência nominal). Já em um sistema convencional de conversão de energia eólica, esse valor não passa dos 15% nessas condições.

4.7 Operação do arranjo flexível de conversores

A unidade central e cada unidade local do arranjo flexível de conversores proposto dispõem de um processador digital de sinais - DSP. A adequada operação do sistema, depende da coordenação entre entrada e saída de operação dos módulos conversores, bem como a efetiva comunicação entre o DSP da unidade central e cada DSP da unidade local como será descrito a seguir.

4.7.1 Comunicação entre unidade central e unidades locais

A operação do arranjo flexível de conversores depende da adequada comunicação entre a unidade central e as unidades locais. É importante ressaltar que, para reduzir a quantidade de meios condutores, a comunicação serial é uma alternativa interessante. Além disto, o protocolo de comunicação deve ter uma taxa de transferência de dados que possibilite comunicação em tempo real, pois as variáveis devem chegar ao destino com tempo máximo equivalente um período de amostragem. Para tanto, na implementação da comunicação foi escolhido o protocolo eCAN (*Enhanced Controller Area Network*) que utiliza barramento RS 485 e pode atingir taxas de transmissão de dados em torno de 1 Mbit/s. O processador DSP TMSF28335, utilizado na implementação possui o *hardware* eCAN intrínseco ao dispositivo, desta forma, cabe ao programador realizar as tarefas de escrita e leitura em registradores disponíveis. Algumas das características do pacote de dados ou *frame* são mostradas a seguir.

4.7.2 *Frame* de dados da comunicação

O protocolo eCAN possui *Frames* ou pacotes de informação cujo comprimento podem chegar a 131 bits no tamanho padrão e 156 bits no tamanho estendido. Cada *frame* é composto por:

- *start bit*(1 bit)-determina o início da transmissão do *Frame*;
- *Identifier bits*(11 bits)-identifica o destinatário da informação;
- *Control bits*(6 bits)-defini o tamanho da mensagem;
- *Data field*(0-8 bytes)-conteúdo da mensagem;
- *CRC bits*(16 bits)-utilizado para conferir se não houve perda de informação na transmissão;
- *End-of-frame bits*(1 bit)-determina o fim da transmissão do *Frame*.

Assim, o tamanho total das variáveis que são enviadas da unidade central para cada unidade local, não deve ultrapassar oito bytes. Por sua vez, a quantidade de bits da parte inteira e parte decimal de uma palavra que representa esta variável, deve ser compatível com sua faixa dinâmica. Assim, foi atribuído o tamanho em bits de modo que não resulte em significativos erros de quantização, não extrapole sua faixa dinâmica e não exceda o tamanho da mensagem disponível pelo protocolo. Supondo uma variável representada por uma palavra de n bits com um bit de sinal e k bits de parte fracionária, os valores máximos

possíveis para esta variável devem pertencer ao intervalo $\{-(2^{n-1} - 1)2^{-k}, (2^{n-1} - 1)2^{-k}\}$, e sua precisão é descrita por 2^{-k} .

A Tabela 4.3 mostra o tamanho das palavras atribuídas para representar as variáveis envolvidas na comunicação entre unidade a central e as unidades locais. Nesta Tabela, a variável modo pode assumir as oito possibilidades de modos de operação. A variável funçãoG assume, duas possibilidades: conversor do lado da rede conectado à rede ou desconectado da rede. Por outro lado, a variável funçãoM, assume três possibilidades, conversor do lado do gerador conectado ao gerador, conectado à rede ou desconectado. Já a variável defasagem, pode assumir até oito valores de defasagem entre as portadores utilizada na estratégia de modulação.

Tabela 4.3 – Atribuição de tamanho às variáveis envolvidas na comunicação entre unidade central e unidades locais.

| Variável | Nº total de bits | Bit de sinal | Nº de bits da parte decimal |
|-------------|------------------|--------------|-----------------------------|
| Q_M^{ref} | 10 | 1 | 8 |
| Q_G^{ref} | 10 | 1 | 8 |
| i_{qrefM} | 10 | 1 | 8 |
| θ_e | 10 | 0 | 9 |
| modo | 4 | 0 | 0 |
| funçãoG | 2 | 0 | 0 |
| funçãoM | 2 | 0 | 0 |
| defasagem | 3 | 0 | 0 |

4.7.3 Operação do módulo conversor duplo de potência

A fim de reduzir as transições abruptas de potência em ambos os lados do conversor duplo de potência, foi definido um padrão de eventos em que as unidades de controle locais devem seguir durante as trocas de modos de operação. Assim, as unidades de controle locais ao receberem a informação de troca de modo de operação, a partir da unidade de controle central, realizam os procedimentos necessários segundo uma escala temporizada de eventos. A Figura 4.26 mostra os instantes referentes aos eventos relativos à operação do módulo conversor duplo.

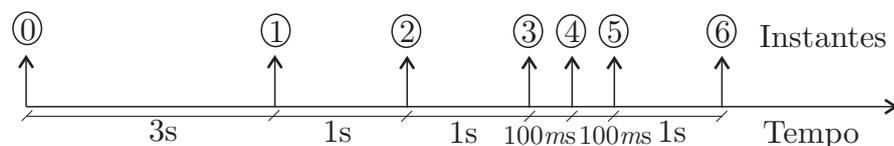


Figura 4.26 – Diagrama ilustrativo das etapas de operação do módulo conversor de potência.

Estes eventos foram classificados em: Quanto aos eventos associados ao conversor do lado da rede (G):

- (i) Conexão à rede, (ii) Desconexão da rede;

Quanto aos eventos associados ao conversor do lado do gerador (M):

- (i) Conexão ao gerador, (ii) Desconexão do gerador, (iii) Conexão à rede, (iv) Desconexão da rede, (v) Desconexão do gerador e conexão à rede, (vi) Desconexão da rede e conexão ao gerador.

4.7.3.1 Conexão de um módulo conversor (G) à rede

O instante ① corresponde ao início da pré-carga do barramento CC que caracteriza-se pelo fechamento do interruptor de pré-carga. Por meio do resistor em série com esse contactor e os diodos em anti-paralelo aos IGBTs, a tensão é elevada a um valor próximo à tensão de pico de linha da rede, de forma não-controlada. No instante ② o interruptor de pré-carga é aberto e o interruptor principal s_G é fechado. Durante o instante ② ao instante ③, a tensão do barramento é levada ao seu valor nominal em rampa de forma controlada pelo conversor PWM. Este procedimento é realizado para que correntes transitórias de partida sejam reduzidas. Do instante ③ até o instante ④, a unidade de controle local varia a referência de potência reativa em rampa do valor nulo até o valor estabelecido pela unidade central.

4.7.3.2 Desconexão de um módulo (G) à rede

Ao receber a informação da unidade de controle central que um módulo conversor conectado a rede será desconectado, a unidade de controle local aguarda o intervalo entre os instantes ④-⑤. Após este intervalo, é iniciada a rampa de redução da potência reativa. No instante ⑤, o conversor (G) é inibido e o interruptor s_G é aberto.

4.7.3.3 Conexão de um módulo (M) ao gerador

A unidade de controle local certifica-se que o conversor (G) esteja conectado à rede e a tensão do barramento corresponde ao valor nominal no instante ④, desinibi o módulo conversor (M) e aciona o interruptor s_M . Do instante ⑤ ao instante ⑥, a unidade local incrementa em rampa a referência de corrente do gerador partindo de zero até o valor estabelecido pela unidade central.

4.7.3.4 Desconexão de um módulo (M) do gerador

A unidade de controle local ao receber a informação da unidade central de desconexão do módulo conversor (M) no instante ①, aguarda até o instante ⑤. Neste instante é decrementada a referência de corrente do gerador até zero no instante ⑥, onde o módulo conversor (M) é inibido e o interruptor s_M é aberto.

4.7.3.5 Conexão de um módulo (M) à rede quando o conversor (G) está desabilitado

A unidade de controle local, ao receber a informação que o módulo conversor (M) deve ser conectado à rede e que o módulo e que (G) está desabilitado, realiza o procedimento de pré-carga no instante ① pelo fechamento do interruptor de pré-carga. No instante ②, o interruptor de pré-carga é aberto e o interruptor principal s_G é fechado. Durante o instante ② ao instante ③, a tensão do barramento é levada ao seu valor nominal em rampa de forma controlada pelo conversor M. Do instante ⑤ até o instante ⑥, a unidade de controle local varia a referência de potência reativa em rampa, do valor nulo até o valor estabelecido pela unidade central. Caso o conversor (G) esteja habilitado anteriormente ao instante ①, a unidade de controle local efetua a desconexão do conversor (G) da rede e posteriormente conecta o conversor (M) à rede sem efetuar à pré-carga do barramento CC.

4.7.3.6 Conversor (M) é desconectado do gerador e conectado à rede

No instante ②, a unidade local certifica-se que o conversor (G) está conectado à rede e inicia a rampa de redução da referência das correntes do lado do gerador até o instante ③ em que o conversor (M) é desabilitado. No instante ③, o interruptor s_M é aberto e no instante ④ o interruptor s_B é fechado. No instante ⑤, o conversor (M) é habilitado e é iniciada a rampa de potência reativa que leva a referência de zero até o valor nominal no instante ⑥.

4.7.3.7 Conversor (M) é desconectado da rede e é conectado ao gerador

A unidade de controle local no instante ② inicia a rampa de redução de referência de potência reativa que termina no instante ③ onde o conversor (M) é desabilitado. No instante ③, o interruptor s_B é aberto e no instante ④ o interruptor s_M é fechado. No

instante ⑤, o conversor (M) é habilitado e é iniciada a rampa de corrente do gerador, que leva a referência de zero até o valor estabelecido pela unidade central, onde no instante ⑥ passa a operar no novo modo de operação.

4.8 Sumário

Neste Capítulo foram derivadas as curvas de capacidade de conversores conectados à rede quanto aos limites de corrente e tensão. Estes limites foram traçados em função da variação do filtro de saída, da tensão da rede e da tensão do barramento CC, bem como da capacidade de condução dos dispositivos semicondutores de potência.

O arranjo flexível de conversores proposto foi apresentado neste Capítulo, onde todos os modos de operação foram descritos, bem como as curvas de capacidade quanto ao processamento de potência ativa e reativa para cada modo. Uma das principais vantagens desse sistema, é que o processamento de potência reativa pode ser expandido quando a potência ativa processada é menor que a nominal, como demonstrado nos diversos modos de operação.

Para que os conversores distribuam igualmente a potência aparente processada, foram definidas as referências de potência reativa para os conversores conectados à rede e corrente de eixo em quadratura para os conversores conectados ao gerador.

Além disso, o projeto dos controladores de corrente do lado da rede, do lado do gerador e das tensões de barramento CC, bem como o controle para eliminação das correntes circulantes entre os diferentes módulos foram apresentados. Os conversores do lado do gerador possuem dois controladores de corrente que são selecionados, de acordo com as duas condições: (i) módulo conversor (M) conectado ao gerador, (ii) módulo conversor (M) conectado à rede. Além disso, foram exemplificados os benefícios da capacidade de processamento de potência reativa sobre as tensões da rede, para dadas condições de potência de curto-circuito local.

5 ESCOLHA DOS MODOS REDUNDANTES DE OPERAÇÃO DO ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES

5.1 Introdução

O arranjo flexível de conversores proposto apresenta diversos modos de operação redundantes, ou seja, modos de operação que envolvem diferentes configurações de conversores e que resultam em uma capacidade de processamento de potência ativa e reativa equivalente. Caso a utilização destes modos redundantes não seja distribuída adequadamente, poderá ocorrer uma disparidade com relação ao envelhecimento dos módulos conversores. Como resultado, o final da vida útil de alguns módulos conversores poderá ocorrer de forma antecipada com relação aos outros, fato este indesejável para a confiabilidade do sistema de conversão de energia eólica. O estudo da confiabilidade de módulos conversores de potência, por sua vez, está relacionado aos ciclos térmicos aos quais os dispositivos semicondutores estão submetidos.

Neste sentido, torna-se importante uma metodologia para a escolha dos modos de operação redundantes. Para realizar a escolha dos modos redundantes, neste Capítulo, é proposta a determinação de um índice de uso ou degradação dos módulos conversores. Para a obtenção deste índice, é determinada a potência extraída por uma turbina eólica, a partir da velocidade do vento e do modelo estático desta turbina. Além disso, determina-se a potência processada por cada módulo conversor, bem como as perdas associadas aos dispositivos semicondutores, para o cálculo da temperatura de junção destes dispositivos. Para a determinação do índice de deterioração, são utilizados algoritmos de *Rainflow* e a regra de *Palmegren-Miner* para a contagem e classificação dos ciclos térmicos. Assim, com tal índice, é possível se obter uma estimativa da vida útil de cada módulo conversor e, por meio desta estimativa, é realizada a escolha do modo de operação redundante de modo que todos os módulos conversores alcancem aproximadamente o final de sua vida

útil de forma conjunta.

5.2 Estimativa da vida útil de módulos semicondutores de potência

Um dos principais fatores que levam à degradação de dispositivos semicondutores é a variação térmica sobre estes, ou seja, a variação da temperatura de junção do dispositivo. Esta variação térmica provoca esforços mecânicos nas conexões e pontos de solda do encapsulamento (THEBAUD et al., 2000), (MERMET-GUYENNET; PERPINA; PITON, 2007), (WAGENITZ et al., 2011), (SCHMIDT; SCHEUERMANN, 2012). Estes esforços mecânicos podem ocasionar a ruptura destas conexões e a falha do dispositivo semicondutor. Na literatura (SMET et al., 2011), são propostos métodos para definir uma estimativa da vida útil de dispositivos semicondutores.

A temperatura de junção dos dispositivos semicondutores de potência está relacionada com a potência dissipada sob forma de calor. Por sua vez, a potência dissipada sob forma de calor é proveniente das perdas de condução, comutação e recuperação reversa associadas a operação do dispositivo semicondutor de potência. Com a variação de temperatura de junção dos dispositivos semicondutores de potência, um índice associado a degradação aos módulos semicondutores é determinado. Neste trabalho, para a obtenção deste fator de degradação, as seguintes etapas são definidas:

- Síntese de séries temporais de vento;
- Obtenção da potência extraída do vento por meio do modelo estático da turbina;
- Definição da potência processada por cada módulo conversor nos diferentes modos de operação do arranjo flexível;
- Obtenção da temperatura de junção dos semicondutores por meio do modelo de perdas dos dispositivos;
- Determinação dos picos e dos vales da temperatura de junção;
- Contagem dos ciclos e meio-ciclos térmicos por meio do algoritmo *Rainflow* (MATSUSHI; ENDO, 1968);
- Cálculo do número de ciclos para falhas;
- Determinação da fração de dano ou fator de degradação de cada módulo conversor, por meio da regra de *Palmegren-Miner* (MINER, 1945).

5.2.1 Síntese de séries temporais de vento

Séries temporais de vento são medidas ou estimativas de velocidade do vento sequenciais em dado determinado período de tempo. Um dos objetivos da síntese de séries temporais de vento, neste trabalho, é para juntamente com o modelo estático da turbina determinar a potência processada pelo sistema de conversão de energia eólica.

Neste trabalho é utilizado um modelo de velocidade de vento uni-direcional equivalente para cálculo de potência média em intervalos de 10 min (IEC-61400-12-1, 2005), (MARTINS, 2010). Para obtenção deste modelos de velocidade do vento uni-direcional, duas bases de tempo são adotadas: a de longo prazo com a distribuição de Rayleigh (IEC-61400-12-1, 2005) e outra em curto prazo para a síntese da turbulência do vento com o modelo de von Karman (DEVELOPMENT..., 1997), (MARTINS, 2010).

5.2.1.1 Distribuição de Rayleigh

A distribuição de Weibull é uma distribuição de probabilidade, descrita por

$$f_v(\bar{v}_\omega) = \frac{k}{a} \left(\frac{\bar{v}_\omega}{a} \right)^{(k-1)} e^{-\left(\frac{\bar{v}_\omega}{a}\right)^k}, \quad (5.1)$$

onde k é o fator de forma, a é um parâmetro, v_a é a velocidade média anual e \bar{v}_ω é a velocidade média do vento em intervalos de 10 min. A distribuição de Rayleigh é um caso particular de distribuição de Weibull com fator de forma $k = 2$ e $a = \frac{2}{\sqrt{\pi}}$, mostrada em (5.2).

$$f_r(\bar{v}_\omega) = \frac{\pi \bar{v}_\omega}{2v_a^2} e^{-\frac{\pi}{4} \left(\frac{\bar{v}_\omega}{v_a}\right)^2}. \quad (5.2)$$

A Figura 5.1 mostra a função densidade de probabilidade (FDP) da distribuição de Rayleigh em função da velocidade média do vento \bar{v}_ω para diferentes valores de velocidade média anual v_a .

A produção anual de energia (AEP) pode ser obtida a partir da distribuição de Rayleigh (5.2) e da curva de potência da turbina eólica $P(v)$, ou seja

$$AEP = N_h \int_{v_{\text{cut-in}}}^{v_{\text{cut-off}}} f_r(\bar{v}_\omega) P(\bar{v}_\omega) d\bar{v}, \quad (5.3)$$

onde: N_h é o número de horas em um ano ≈ 8760 , $v_{\text{cut-in}}$ é a velocidade do vento a partir da qual a turbina gera energia e $v_{\text{cut-off}}$ é a máxima velocidade em que a turbina permanece conectada à rede.

Segundo o procedimento descrito em (IEC-61400-12-1, 2005) a produção anual de energia pode ser calculada a partir valores discretos de velocidade do vento dividida por

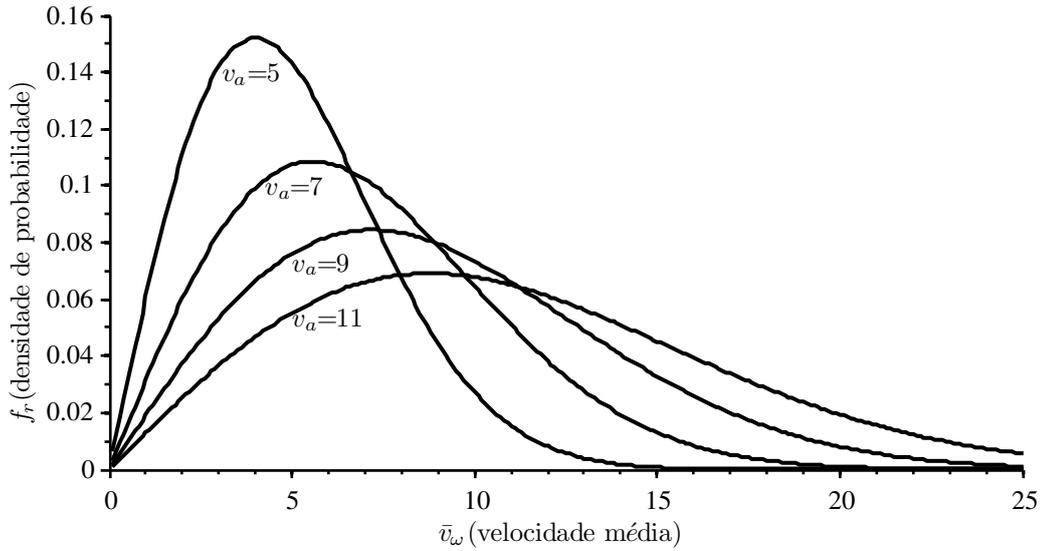


Figura 5.1 – Distribuição de Rayleigh para diferentes valores de velocidade média anual v_a .

faixas e potência extraídas do vento, isto é

$$AEP = N_h \sum_{i=1}^{N_b} [F(V_i) - F(V_{i-1})] \left(\frac{P(V_{i-1}) - P(V_i)}{2} \right), \quad (5.4)$$

onde N_b é o número de faixas (*bins*), \bar{V}_i é a velocidade média normalizada do vento na faixa i , P_i é a potência média normalizada média da faixa i e

$$F(\bar{V}) = 1 - e^{\left(-\frac{\pi}{4} \left(\frac{\bar{V}}{v_a}\right)^2\right)}, \quad (5.5)$$

onde $F(\bar{V})$ é a densidade de probabilidade acumulada.

5.2.1.2 Modelo de turbulência

Geralmente, para a análise da série temporal de ventos considera-se duas componentes: a de longo prazo, representada pela velocidade média \bar{v} e a de curto prazo representada pela turbulência de vento $v_t(t)$

$$v_w(t) = \bar{v} + v_t(t). \quad (5.6)$$

O sinal $v_t(t)$ por sua vez é composto pela soma de duas parcelas

$$v_t(t) = r_{wnF}(t) + k_\sigma \bar{v}, \quad (5.7)$$

onde k_σ é o coeficiente de turbulência longitudinal, que é obtido por medições de vento e pode ser especificado pelas características do terreno (STANNARD; BUMBY, 2007).

Para a geração da turbulência, defini-se um ruído gaussiano constituído por duas variáveis aleatórias r_1 e $r_2 \in \{0, 1\}$, com distribuição uniforme, ou seja

$$r_{wn}(t) = \sqrt{-2\ln(r_1)}\text{sen}(2\pi r_2). \quad (5.8)$$

Para a obtenção do sinal $r_{wnF}(t)$, a variável randômica r_{wm} deve passar pelo filtro de von Karman (STANNARD; BUMBY, 2007). A função de transferência do filtro de von Karman, que permite a implementação recursiva (NICHITA et al., 2002) é dada por (5.9)

$$G_{karman}(s) = K_F \frac{(m_1 T_F s + 1)}{(T_F s + 1)(m_2 T_F s + 1)}, \quad (5.9)$$

onde: $m_1 = 0,4$ e $m_2 = 0,25$. O ganho do filtro de von Karman K_F depende constante de tempo T_F e da frequência de amostragem T_s (MARTINS, 2010), isto é

$$K_F = \sqrt{\frac{2\pi T_F}{B(x, y) T_s}}, \quad (5.10)$$

onde $B(x, y)$ é a função beta de Euler, que segundo (STANNARD; BUMBY, 2007), $B(1/2, 1/3) = 8$. por sua vez, a constante de tempo T_F está relacionada com as características locais representadas pelo comprimento de turbulência e é inversamente proporcional à velocidade média do vento:

$$T_F = \frac{L}{\bar{v}}. \quad (5.11)$$

O comprimento da turbulência L pode ser aproximado a $L \approx 6,5h$, onde h é a altura da torre da turbina (STANNARD; BUMBY, 2007). Uma vez definida a síntese da série temporal de velocidade do vento, por meio do modelo estático da turbina a potência processada pelo sistema de conversão eólica pode ser determinada, como será descrito a seguir.

5.2.2 Modelo estático da turbina

O modelo estático de uma turbina eólica envolve aspectos construtivos e descreve a relação entre velocidade do vento e torque mecânico desenvolvido no eixo. Por consequência, tem-se a potência processada pela turbina.

Primeiramente, a potência mecânica P_m extraída do vento é definida por

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R_o^2 C_p(\lambda, \beta) v_w^3, \quad (5.12)$$

sendo R_o o raio das pás da turbina eólica em m , ρ a densidade atmosférica em kg/m^3 , v_w a velocidade do vento em m/s , β o ângulo de passo das pás em graus, λ a relação de

velocidade na ponta das pás ou *tip speed ratio* (TSR) dado por

$$\lambda = R_o \frac{\omega_t}{v_w}, \quad (5.13)$$

onde ω_t é a velocidade da turbina em *rad/s*.

Por sua vez, o coeficiente de potência $C_p(\lambda, \beta)$, relaciona a potência aerodinâmica de entrada da turbina com a potência cinética do vento. Como a extração da energia eólica se dá pela redução da velocidade do vento ao interagir com as pás da turbina, a conversão da energia é limitada, pois a velocidade de saída do vento da turbina não é nula. Pelas leis da conservação do fluxo de massa, a conversão da energia depende da relação entre a velocidade do vento de entrada e saída do rotor da turbina. Desta forma, o coeficiente máximo que pode ser atingido, definido como o limite de Betz corresponde a $C_{pmax} = 0,593$. Este limite estabelece a máxima potência eólica que pode ser convertida em potência mecânica por uma turbina ideal. Por outro lado, em uma turbina real o coeficiente $C_p(\lambda, \beta)$ representa o perfil aerodinâmico da turbina eólica e pode ser expresso por

$$C_p(\lambda) = a_1 \left[a_2 \left(\frac{1}{\lambda} - a_9 \right) - a_6 \right] e^{-a_7 \left(\frac{1}{\lambda} - a_9 \right)}, \quad (5.14)$$

quando o ângulo de passo β é considerado nulo. Em um sistema de conversão de energia eólica é de grande importância que a extração da máxima potência do vento seja realizada (HEIER, 2006). Nos métodos de rastreamento do ponto de máxima potência, a velocidade da turbina deve ser ajustada conforme a velocidade do vento v_w para manter λ em seu valor ótimo (YAZDANI; IRAVANI, 2006). O valor ótimo de λ , λ_{opt} , é obtido de $\frac{d}{d\lambda} C_p(\lambda) = 0$. O conjugado mecânico do gerador T_m pode ser escrito como

$$T_m = \frac{1}{2} \rho \pi R_o^5 \frac{C_p(\lambda)}{(G\lambda)^3} \omega_m^2, \quad (5.15)$$

onde G é a relação da caixa de engrenagens dado por $T_t = GT_m$ e T_t é o torque da turbina. Portanto, para o ponto de operação ótimo em que $\lambda = \lambda_{opt}$, a referência de conjugado para o gerador é

$$T_{m_{opt}} = K_{opt} \omega_m^2, \quad (5.16)$$

onde

$$K_{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R_o^5 \frac{C_p(\lambda_{opt})}{(\lambda_{opt})^3}. \quad (5.17)$$

A constante K_{opt} é determinada pelas características da turbina eólica, que envolvem as curvas de potência, para diferentes velocidades do vento v_w . Tendo em vista que $P_m = T_t \omega_t$, a expressão (5.16) pode ser reescrita como

$$P_{m_{opt}} = K_{opt} \omega_m^3. \quad (5.18)$$

A Tabela 5.1 apresenta as constantes descritas em (5.14).

Tabela 5.1 – Constantes do coeficiente de desempenho.

| a_1 | a_2 | a_6 | a_7 | a_9 |
|-------|-------|-------|-------|--------|
| 0.64 | 135.4 | 13.2 | 18.4 | -0.003 |

A Figura 5.2 mostra as curvas de potência para diferentes velocidades do vento v_ω e a potência ótima. Nesta Figura também são apresentados os modos de operação típicos em uma turbina.

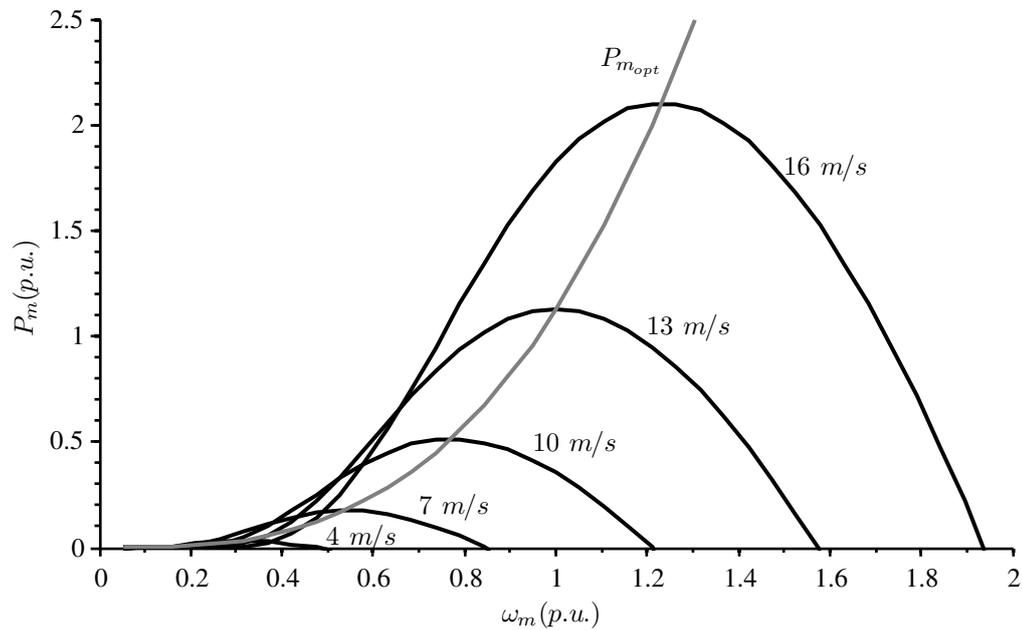


Figura 5.2 – Curvas de potência mecânica P_m e potência ótima $P_{m_{opt}}$ em função da velocidade mecânica para diferentes velocidades do vento.

A operação das turbinas eólicas quanto a extração de potência é determinada basicamente por quatro regiões distintas, onde estas correspondem à faixas de velocidade do vento. A primeira região corresponde a uma velocidade em que a turbina é projetada para começar a operar, sendo que esta velocidade corresponde aproximadamente a 3 m/s. Já a segunda região, corresponde em condições normais de operação a região de máxima extração de potência definida por (5.18), que para os dados da turbina em questão, esta região compreende velocidades do vento entre 3 m/s a 13 m/s. A terceira região corresponde a região de limitação de potência, ou seja a potência da turbina é limitada em valor constante a fim de manter a integridade mecânica da turbina, que neste caso compreende velocidades do vento entre 13 m/s a 25 m/s. Finalmente, a quarta região corresponde a velocidade do vento que ocorre o desligamento da turbina para que não ocorram avarias na turbina por esforços mecânicos. A Figura 5.3 mostra as quatro regiões de uma operação da turbina eólica.

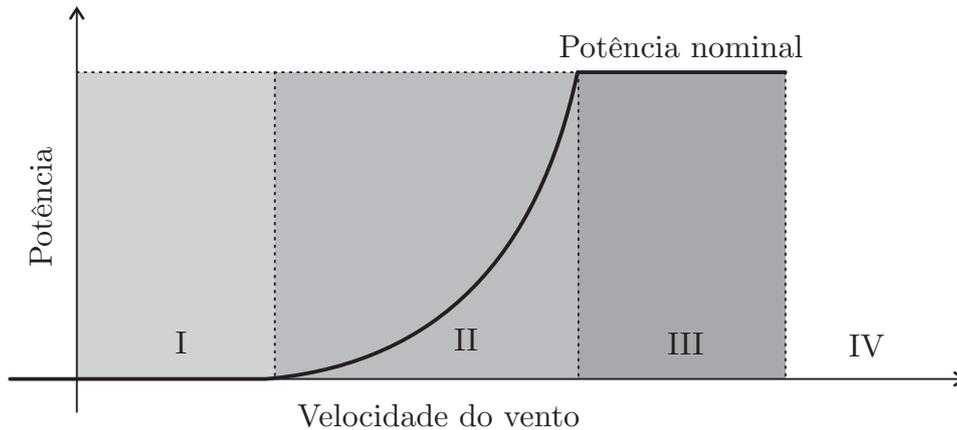


Figura 5.3 – Regiões de operação de uma turbina eólica.

Uma vez conhecida a potência extraída pela turbina, podem ser obtidas as potências processadas por cada módulo conversor do arranjo flexível de conversores. Após definida a potência processada por cada módulo conversor, são computadas as perdas dos dispositivos semicondutores para determinação da temperatura de junção.

5.2.3 Obtenção da temperatura de junção dos semicondutores

Os módulos conversores processam a potência definida pelas referências estabelecidas em cada modo de operação do arranjo flexível proposto. A partir destas referências de potência para cada módulo conversor e das perdas de condução e comutação dos dispositivos semicondutores, a temperatura de junção destes pode ser estabelecida. A Figura 5.4 mostra o circuito térmico unidimensional utilizado para computo da temperatura de junção do dispositivo semicondutor de potência.

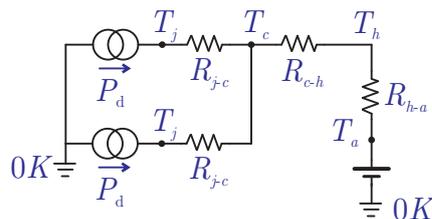


Figura 5.4 – Modelo térmico de unidimensional de semicondutores.

Os valores de R_{jc} (resistências de junção-encapsulamento do diodo e do IGBT) e R_{c-h} (resistência de encapsulamento-dissipador) podem ser extraídas do *datasheet* do dispositivo semicondutor. O valor de R_{h-a} (resistência encapsulamento-ambiente) é um parâmetro que depende do projeto térmico do dissipador. Como neste trabalho não foi abordado tal projeto, o valor R_{h-a} foi definido para que quando o conversor atinga a máxima potência dissipada em perdas, o valor de temperatura de junção T_j seja equivalente a 80% do valor da temperatura de junção limite designado pelo fabricante do semicondutor.

A temperatura máxima de encapsulamento pode ser definida por

$$T_{c-max} = 0.8T_{j-max} + R_{j-c}P_{max}. \quad (5.19)$$

O valor de R_{h-a} pode ser computado por

$$R_{h-a} = \frac{T_{c-max} - T_a}{P_{IGBT-max} + P_{DIOODO-max}} - R_{c-h}. \quad (5.20)$$

Com todos os valores das resistências do modelo disponíveis, a temperatura de encapsulamento pode ser computada em função da potência processada pelo módulo conversor em toda a faixa linear de operação.

$$T_c = (R_{c-h} + R_{h-a})(P_{IGBT-max} + P_{DIOODO-max}) + T_a \quad (5.21)$$

Finalmente, a temperatura de junção do IGBT pode ser obtida da seguinte forma:

$$T_j = T_c + R_{j-c}P_{IGBT} \quad (5.22)$$

A Figura 5.5 mostra a curva de temperatura de junção T_j do dispositivo FZ600R12KE3 em função de potência processada em um módulo de potência de 1MW, com três pernas em paralelo.

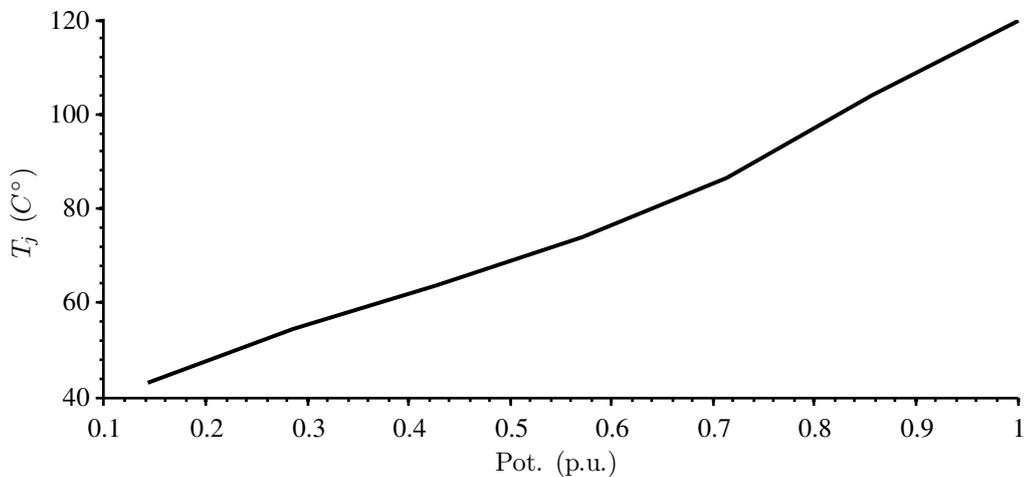


Figura 5.5 – Temperatura de junção T_j do IGBT em função da potência processada por um módulo conversor de 1MW.

As variações de temperatura no dispositivo semiconductor ocasiona o seu envelhecimento e dano. O algoritmo *Rainflow* é utilizado para contagem dos ciclos térmicos, como descrito a seguir.

5.2.4 Algoritmo *Rainflow* para a contagem de ciclos e meio-ciclos térmicos

O algoritmo *Rainflow* foi desenvolvido originalmente por (MATSUISHI; ENDO, 1968) e é largamente utilizado para a contagem de variações de amplitude em diversas aplicações tais como fadiga mecânica e térmica de elementos (GLINKA; KAM, 1987), (DOWNING; SOCIE, 1982). Este algoritmo reduz um histórico de variações com amplitudes variáveis em um conjunto de dados de amplitude fixa. Originalmente, o algoritmo leva este nome devido a uma analogia do histórico de variações de amplitude ao fluxo de água nos telhados orientais do tipo *pagoda*. O objetivo do algoritmo *Rainflow*, neste trabalho, é estabelecer a contagem de ciclos e meio ciclos de variações térmicas da temperatura de junção de dispositivos semicondutores. As regras práticas para os algoritmos *Rainflow* são estabelecidas em (ASTME1049-85, 2011) e são descritas a seguir. Considere que X denota um intervalo de amplitude atual (diferença entre pico e vale), Y denota o intervalo anterior adjacente a X e S denota o ponto de início de contagem. O valor médio de cada ciclo é computado pela média entre pico e vale respectivos ao ciclo. Estas regras podem ser sumarizadas como descrito abaixo:

1. Leia o próximo pico ou vale. Se este for o último ponto vá para o passo 6;
2. Se houver menos que três pontos vá para passo 1. Forme intervalos de amplitude X e Y utilizando os três recentes picos e vales que não foram descartados;
3. Compare o valor absoluto de X e Y
 - (a) Se $X < Y$, vá para o passo 1.
 - (b) Se $X \geq Y$, vá para o passo 4.
4. Se Y contem o ponto de início S , vá para o passo 5, caso contrário, conte o intervalo Y como um ciclo, descarte o pico e o vale de Y e vá para o passo 2;
5. Conte o intervalo Y como meio-ciclo, descarte o primeiro ponto (pico ou vale) de Y , mova o ponto de início para o segundo ponto em Y , e vá para o passo 2;
6. Conte cada intervalo que não foi previamente contado como meio ciclo.

A Figura 5.6 mostra um exemplo de histórico de variações de amplitude segundo (ASTME1049-85, 2011). Já a Tabela 5.2 mostra os dados resultantes do algoritmo *Rainflow* segundo (ASTME1049-85, 2011), para o exemplo de histórico de variações de amplitude da Figura 5.6. Esta Tabela traz a contagem de ciclos, meio-ciclos e as valores médios de cada evento.

Por meio do algoritmo *Rainflow*, um histórico de amplitudes variáveis de temperatura de junção do dispositivo semicondutor é agrupado a fim de formar um histórico de amplitudes fixas, cujos dados são apresentados de acordo com Tabela a 5.2.

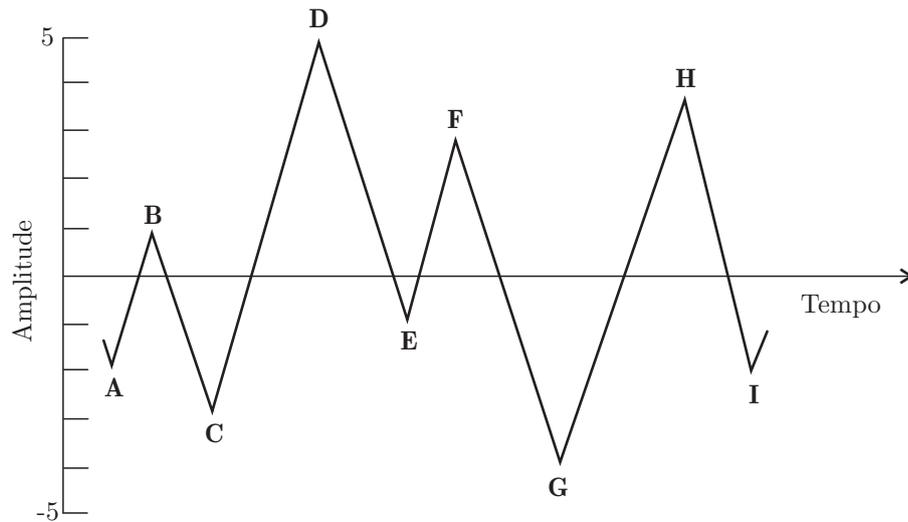


Figura 5.6 – Exemplo de histórico de variações de amplitude segundo (ASTME1049-85, 2011).

Tabela 5.2 – Dados resultantes do algoritmo *Rainflow* segundo (ASTME1049-85, 2011).

| Faixa | Ciclos | Meio-ciclos | Eventos | Médias |
|-------|--------|-------------|---------|--------|
| 10 | 0 | 0 | | |
| 9 | 0 | 1 | D-G | 0,5 |
| 8 | 0 | 2 | C-D;G-H | 0;1 |
| 7 | 0 | 0 | | |
| 6 | 0 | 1 | H-I | 1 |
| 5 | 0 | 0 | | |
| 4 | 1 | 1 | B-C;E-F | -1;1 |
| 3 | 0 | 1 | A-B | -0,5 |
| 2 | 0 | 0 | | |
| 1 | 0 | 0 | | |

5.2.5 Testes de *Power Cycling*

Para obter a predição aproximada do tempo de vida de semicondutores de potência são utilizados os testes de *Power Cycling*. Estes testes consistem na aplicação de corrente no dispositivo semicondutor até que seja atingida determinada temperatura de junção. Posteriormente, o dispositivo é desligado até que o mesmo atinja um novo valor de temperatura mais baixo que o anterior. Isto é feito durante o número de vezes necessário para que haja alteração nas características do semicondutor ou até mesmo que ocorra a danificação e este deixe de operar (MERMET-GUYENNET; PERPINA; PITON, 2007). Desta forma, algumas informações importantes são extraídas, como por exemplo o número de ciclos para falhas N_f de um dispositivo semicondutor para dada variação de temperatura de junção ΔT_j . Este número representa de forma aproximada o número de ciclos térmicos que o dispositivo é capaz de suportar durante sua vida útil.

A predição da vida útil de módulos semicondutores requer uma aproximação estatística em grupos de amostras. Em (HELD et al., 1997), foi realizado um estudo com ensaios para a determinação do número de ciclos para falhas em função da variação da temperatura de junção do semiconductor, onde a Figura 5.7 mostra as curvas resultantes destes ensaios.

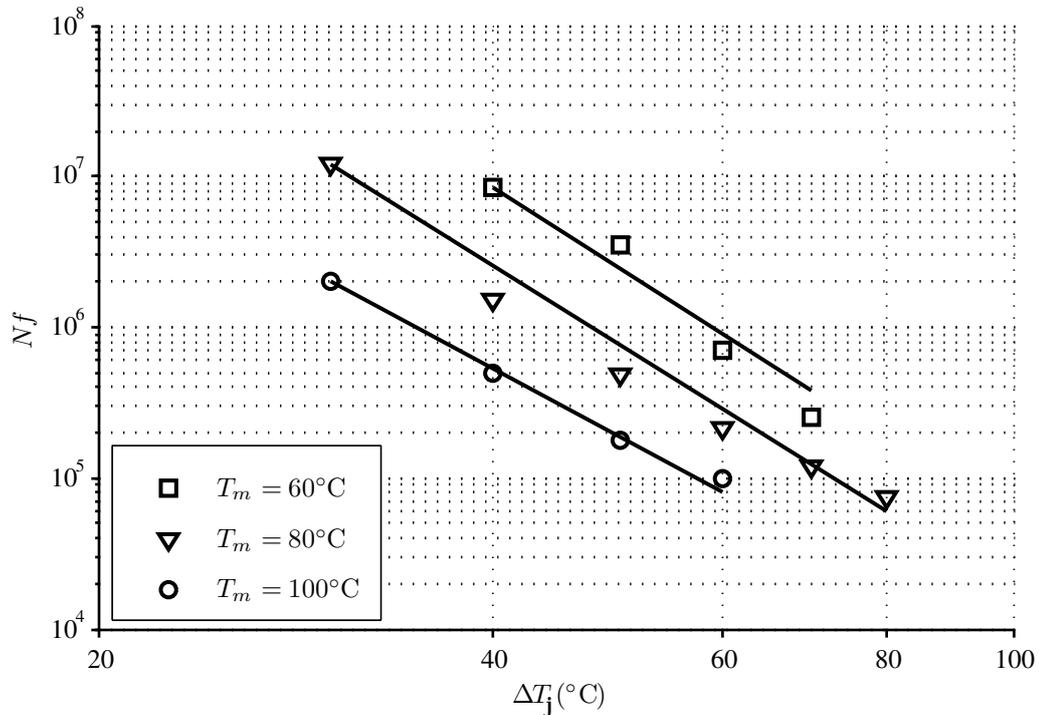


Figura 5.7 – Número de ciclos para falhas N_f em função de ΔT_j .

O número de ciclos para falhas N_f em função da variação da temperatura de junção ΔT_j , com base nos dados obtidos experimentalmente pode ser escrito por (5.23)

$$N_f = A \cdot \Delta T_j^\alpha \cdot \exp\left(\frac{E_a}{k_B T_m}\right), \quad (5.23)$$

onde k_B é a constante de Boltzmann (8.314 J/mol.K), as constantes $A = 640$, $\alpha = -5$ e E_a representam a energia de ativação ($7.8 \cdot 10^4 \text{ Jmol}^{-1}$). É importante salientar que ΔT_j não é um parâmetro suficiente pra estimar o tempo de vida dos dispositivos. Um segundo parâmetro como sendo a temperatura média T_m deve ser considerado para a análise.

5.2.6 Regra de Palmegren-Miner

No estudo de resistência dos materiais, a deterioração de um material por fadiga é composta pelo efeito das deformações de amplitudes variáveis. Com o objetivo de acumular os danos causados aos materiais durante sua vida útil, e estimar o número de ciclos de deformação que este material suporta em função da amplitude das deformações,

utiliza-se a regra de *Palmegren-Miner* (MINER, 1945).

Por outro lado, na análise da confiabilidade de semicondutores de potência, esta regra pode ser utilizada para estimar a vida útil destes dispositivos, onde os ciclos de temperatura de junção são computados, e assim o número de ciclos para falhas é determinado (MUSALLAM et al., 2008), (BRYANT et al., 2008). Utilizando as curvas da Figura 5.7, um número de ciclos para falha N_f é encontrado em função da amplitude de temperatura deste ciclo. A operação de n_f ciclos térmicos com amplitude ΔT_j , produz uma fração de dano expressa por D , ou seja

$$D = \frac{n_f}{N_f}. \quad (5.24)$$

Desde que o algoritmo *Rainflow* determine uma gama de número de ciclos n_f com dadas amplitudes, ficam definidas diversas frações de dano, uma para cada amplitude de temperatura de junção. Desta forma, uma provável falha no dispositivo é esperada quando o somatório de frações de dano exceda a unidade, ou seja, durante a operação do dispositivo tem-se que

$$D_1 + D_2 + D_3 + \dots + D_{(i-1)} + D_i < 1. \quad (5.25)$$

Como resultado desta regra, pode-se encontrar o dano total D_T em função do somatório das frações de danos com diferentes amplitudes de temperatura, ou seja:

$$D_T = \sum_{i=1}^n \frac{n_{fi}}{N_{fi}}, \quad (5.26)$$

onde n_i é o número de ciclos i computados, com amplitude ΔT_j e N_i é o número de ciclos que provocaria a ruptura sob a mesma amplitude de temperatura. Neste trabalho, será computado o fator D para cada módulo conversor. Quanto maior for este fator, mais próximo do final da vida útil o módulo estará.

Foram estabelecidos dois índices de degradação: o primeiro D_T , definido por índice individual de degradação de cada módulo conversor de potência e o segundo D_{TC} , como sendo o índice coletivo de degradação, isto é

$$D_{TC} = \sum_{i=1}^{N_G} D_{Ti} + \sum_{i=1}^{N_M} D_{Ti}, \quad (5.27)$$

onde N_G é número de conversores conectados à rede e N_M é o número de conversores conectados ao gerador. O primeiro índice, computado individualmente quantifica a degradação de cada módulo conversor. O índice coletivo D_{TC} é a soma dos índices individuais de cada módulo conversor que esteja operando em dado modo de operação do arranjo flexível. Desta forma, como critério de escolha do modo de operação, busca-se utilizar o modo redundante e menor índice coletivo e que inclua o conversor com menor índice individual. Esta escolha é feita sempre que é necessária a troca de modo de opera-

ção devido uma mudança do ponto de operação com relação a potência processada pelo sistema de conversão de energia eólica.

5.2.7 Resultados

Com o objetivo de verificar o bom desempenho do método de escolha dos modos redundantes, resultados de simulação foram obtidos. Foi estabelecida uma série temporal com velocidade média anual de $v_a = 8$ m/s, $k_\sigma=0,16$, $L=650$ m mostrada na Figura 5.8. O modelo estático de uma turbina de 2,4 MW foi empregado, com comprimento das pás de $R_o=43.9$ m, $K_{opt}=300631$, e velocidade nominal do vento de 13 m/s.

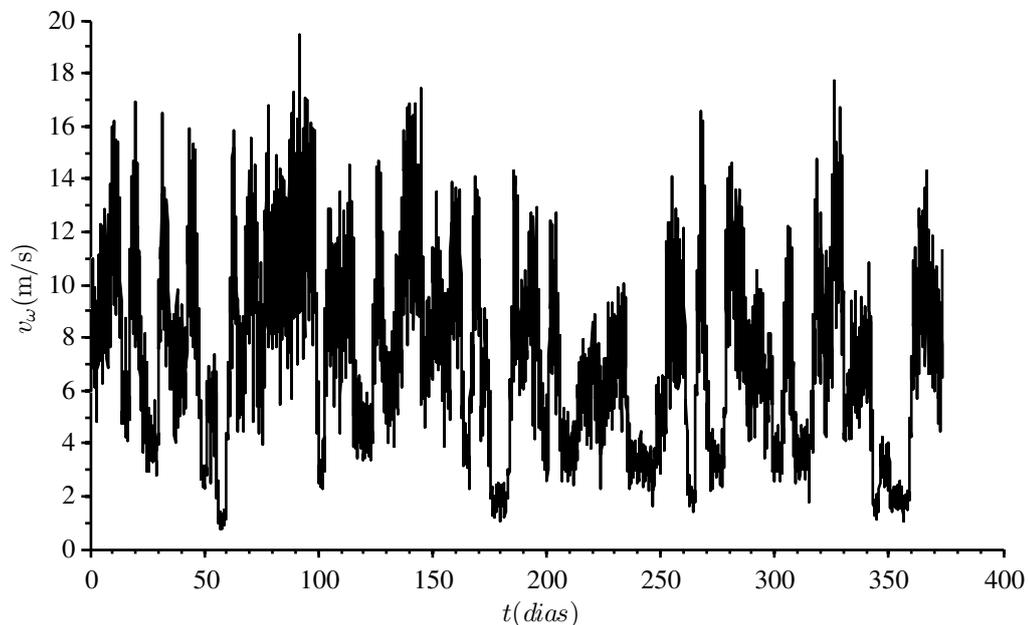


Figura 5.8 – Série temporal de vento $v_a = 8$ m/s, $k_\sigma=0,16$, $L=650$.

A Figura 5.9 mostra a potência em p.u. extraída do vento por esta turbina eólica durante um ano. Esta potência foi determinada, com base no modelo estático da turbina e os pontos de velocidade do vento da série temporal da Figura 5.8.

A Figura 5.10 mostra o dano acumulado D dos módulos conversores de potência em um ano, utilizando o algoritmo proposto. Note que, todos os conversores ao final do período, apresentam índices D iguais. Deste modo, todos os conversores apresentam o tempo de vida semelhante.

Já a Figura 5.11 mostra o dano acumulado D dos módulos conversores de potência, onde não são explorados todos modos redundantes do arranjo flexível proposto. Esta forma de utilização do arranjo flexível leva a uma desigualdade do índices D_T ao longo do período considerado. Assim, o tempo de vida dos módulos conversores se torna desigual e há probabilidade dos módulos conversores terem duração diferentes, vindo a falhar em

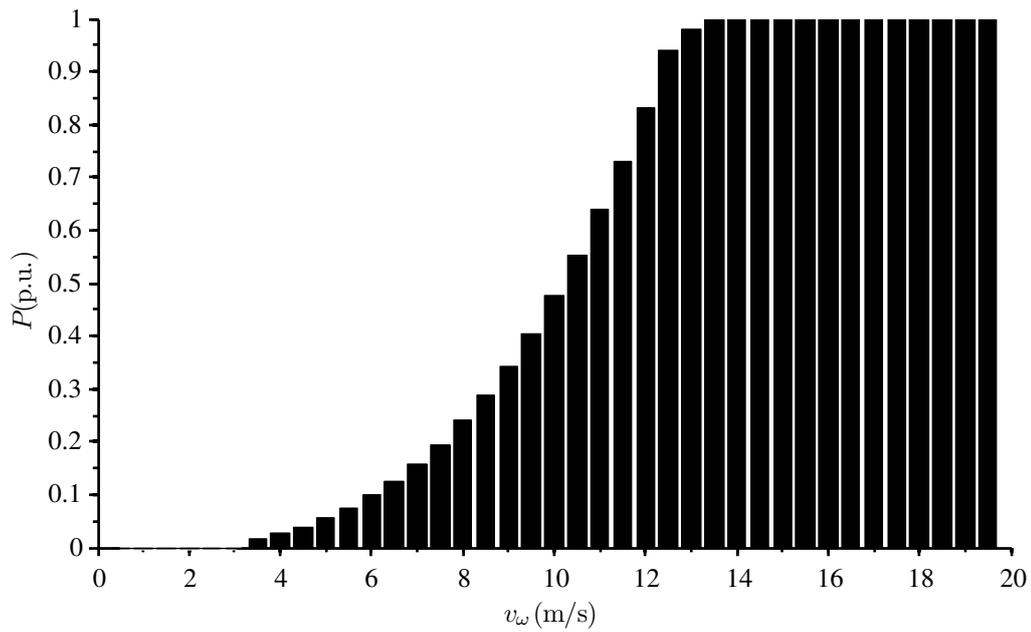


Figura 5.9 – Potência em p.u. absorvida pela turbina.

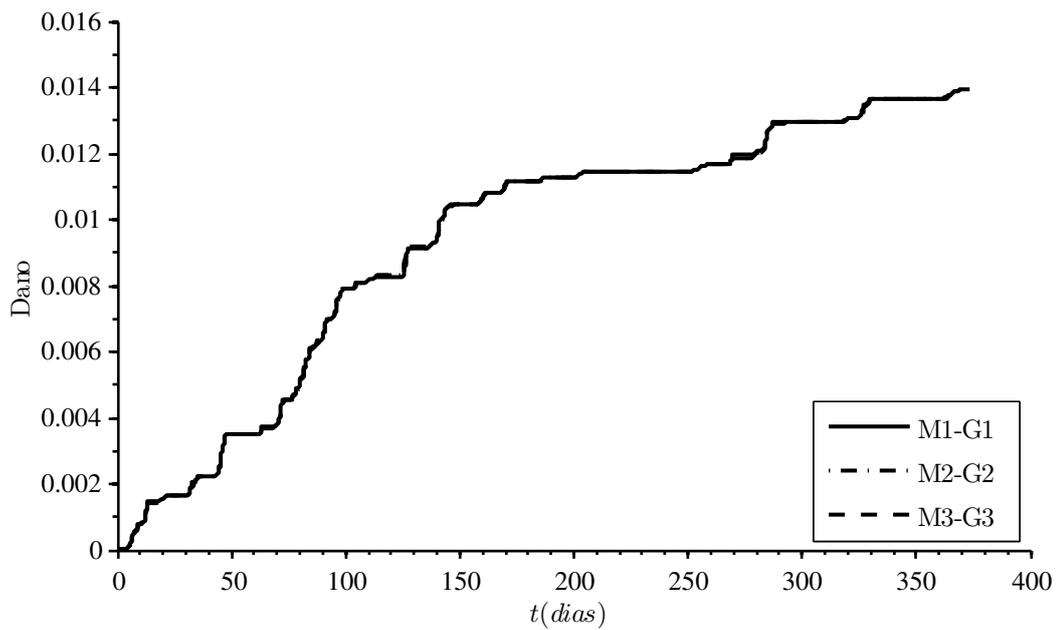


Figura 5.10 – Fração de dano dos módulos semicondutores de potência utilizando a metodologia proposta.

períodos distintos uns dos outros.

A Figura 5.12 mostra o dano acumulado D dos módulos conversores de potência em um ano, utilizando uma forma aleatória de definir a utilização dos modos redundantes. Esta forma aleatória de escolha, apesar de não fazer com que os índices D diverjam ao longo do período, também não garantem a distribuição igualitária.

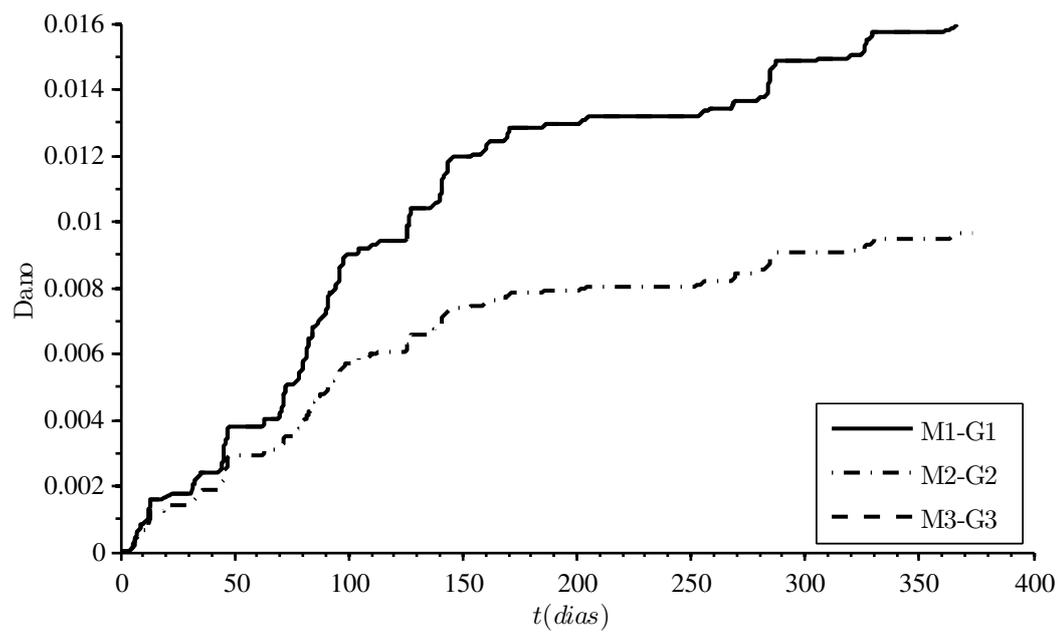


Figura 5.11 – Fração de dano dos módulos semicondutores de potência, onde não são explorados de forma adequada a utilização dos modos redundantes.

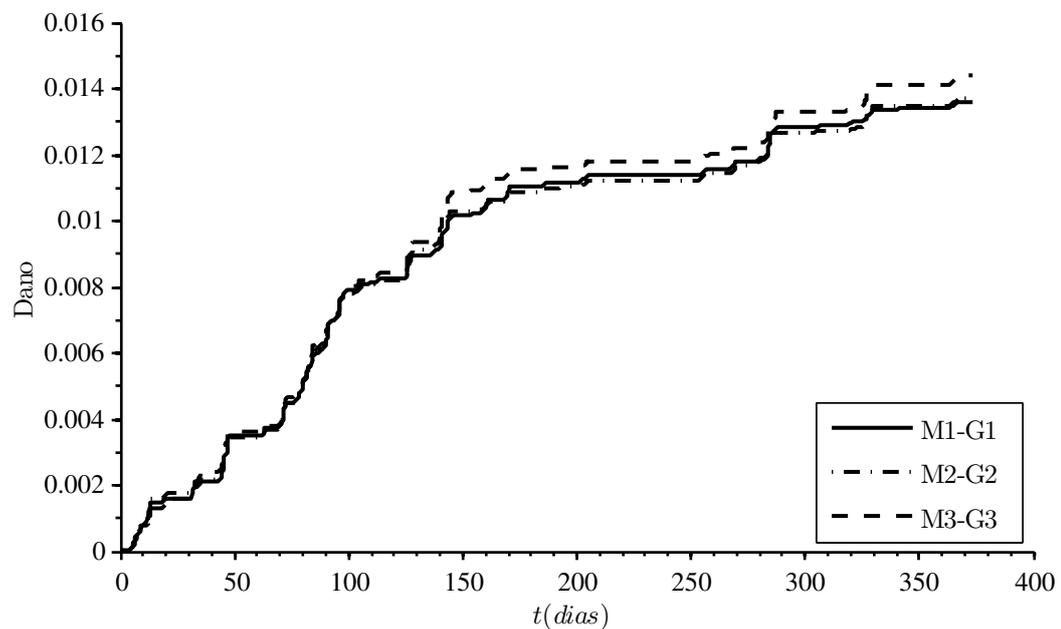


Figura 5.12 – Fração de dano dos módulos semicondutores de potência com utilização aleatória dos modos de operação redundantes.

5.3 Sumário

Este Capítulo apresentou uma metodologia para a escolha dos modos redundantes de operação do arranjo flexível de conversores proposto, com a finalidade de aproximar a vida útil dos módulos conversores. As variações térmicas dos semicondutores foram estimadas com base na potência processada por cada módulo conversor e no modelo de perdas dos dispositivos. Estas variações térmicas foram classificadas por meio do algoritmo de contagem *Rainflow*. Uma vez conhecidas as curvas que relacionam o número de ciclos para falhas com as variações de temperatura dos dispositivos semicondutores, é computado e agrupado um conjunto de ciclos para falhas de cada módulo conversor do arranjo flexível. Com a regra de *Palmegren-Miner*, determina-se o número de ciclos para falhas de cada módulo conversor. Finalmente, é escolhido o modo de operação redundante que apresente os conversores com o menor número de ciclos para falhas.

Os resultados demonstraram que adotando a metodologia proposta, o dano acumulado para cada módulo conversor é igual aos dos demais módulos conversores ao longo do tempo. Assim, por meio desta metodologia, presume-se que a vida útil de cada módulo conversor será teoricamente equivalente a dos demais módulos conversores. A escolha dos modos redundantes não levando em consideração o real desgaste dos módulos conversores poderá acarretar na falha precoce de algum módulo conversor em detrimento dos demais.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS A PARTIR DO ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES

6.1 Introdução

A fim de validar o desenvolvimento teórico e demonstrar o desempenho do arranjo flexível de conversores proposto, resultados experimentais a partir de uma bancada experimental são apresentados neste capítulo. A bancada experimental utilizada para a obtenção dos resultados será apresentada, onde suas características e principais partes serão abordadas em detalhadas.

Como parte dos resultados experimentais, será demonstrado o comportamento em regime permanente do arranjo flexível de conversores quanto ao processamento de potência ativa e reativa. Além disso, será apresentado conteúdo harmônico das correntes de saída do lado da rede, em diversos modos de operação do arranjo flexível de conversores. Ainda, os resultados demonstrarão o bom funcionamento transitório do arranjo durante a troca de modos de operação.

6.2 Bancada experimental

A bancada experimental é constituída de um arranjo flexível com dois conversores duplos de potência, cujos parâmetros são dados na Tabela 6.1. As Figuras 6.1 e 6.2 mostram fotos da bancada experimental montado em laboratório. Para a emulação da turbina eólica, um motor de indução é acoplado mecanicamente ao gerador síncrono de ímãs permanentes. O motor de indução é acionado por um inversor que frequência, onde neste é definida a velocidade mecânica a ser imposta no conjunto acoplado mecanicamente.

Na Figura 6.2(a) é mostrada a frente de um dos gabinetes da Figura 6.1. Neste gabinete estão alocadas a unidade de controle central e a unidade de controle local 1. A unidade de controle central é composta pela placa de aquisição de sinais provenientes dos sinais mecânicos de posição do gerador e de um processador digital de sinais. Já a unidade de controle local é composta por um DSP juntamente com toda a instrumentação formada por placas de medições da tensão da rede, da tensão do barramento CC, bem como das correntes do lado da rede e do lado do gerador



Figura 6.1 – Foto da bancada experimental.

Além disso, neste gabinete estão alocados o conversor duplo de potência e os circuitos de acionamento dos dispositivos semicondutores de potência, os interruptores auxiliares e circuitos de proteção, como mostrado na Figura 6.2(b). Os parâmetros da turbina eólica emulada em laboratório são apresentados na Tabela 6.1 onde R_o é o raio das pás,

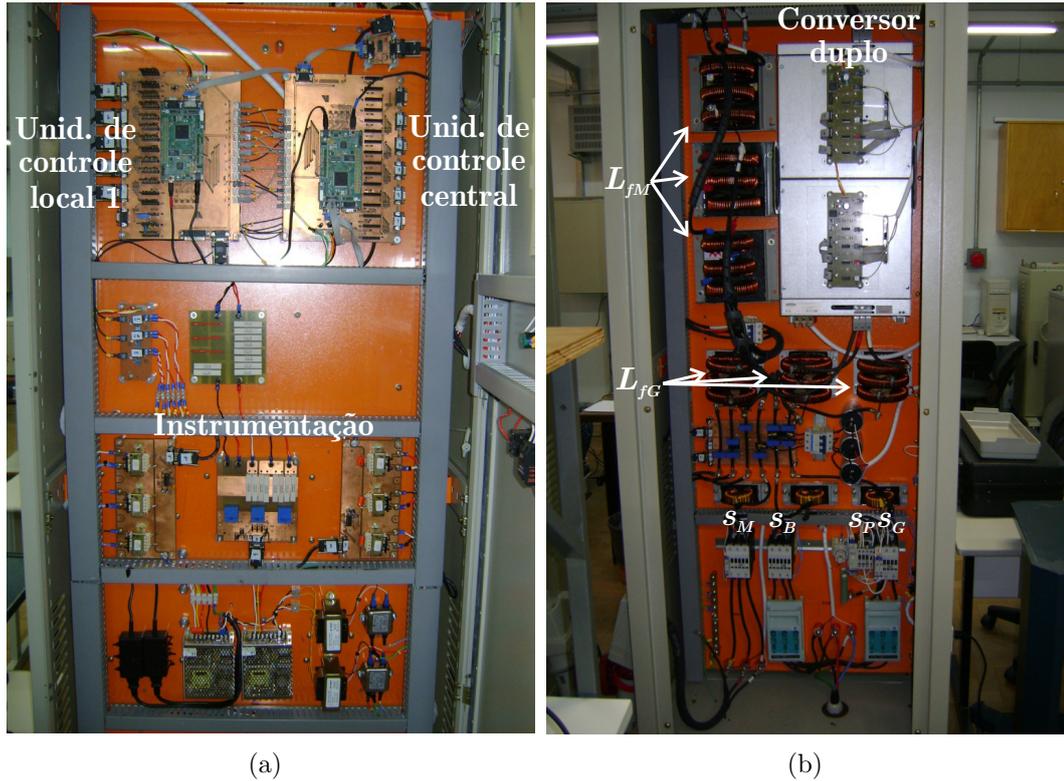


Figura 6.2 – Foto da unidade 1 da bancada experimental: (a) Frente, (b) Verso.

G é o ganho da caixa de engrenagens, ρ é a densidade do ar, V_{un} é a velocidade nominal do vento e $V_{wcut-in}$ é a velocidade do vento mínima.

6.3 Resultados experimentais

A partir da bancada experimental descrita na subseção anterior, resultados experimentais foram obtidos a fim de demonstrar: (i) o desempenho dinâmico do arranjo flexível durante a troca de modos de operação, (ii) o desempenho em regime permanente quanto ao processamento de potência ativa e reativa e (iii) o conteúdo harmônico das correntes de saída. A operação do arranjo flexível com dois conversores duplos quanto à seleção dos modos de operação, bem como referências de potência são descritas no Apêndice C.

O desempenho do arranjo flexível em termos de processamento de potência ativa e reativa é mostrado nas Figuras 6.3, 6.4, 6.5. A Figura 6.3 mostra os resultados experimentais para o ensaio de potência reativa onde as referências arbitrariamente foram selecionadas como 0,4, 0,7, 1,4 e 2 p.u. Esta escolha resulta nos modos de operação OM5, OM6, OM7 e OM8 respectivamente. É possível notar que o arranjo flexível distribui igualmente a potência reativa entre os módulos conversores e a potência resultante é estabelecida de acordo com a referência.

Por outro lado, a Figura 6.4 mostra os resultados experimentais para o ensaio

Tabela 6.1 – Dados da bancada experimental.

| PMSG | |
|--------------------------------------|-------------------------|
| Potência nominal | 10 kW |
| Tensão nominal | 220 V |
| Número de pólos | 24 |
| Velocidade nominal | 650 rpm |
| L_d | 1.845 mH |
| L_q | 1.845 mH |
| ψ_{pm} | 0.2501 wb |
| R_s | 13 m Ω |
| K_{opt} | 0.03078 |
| K_t | 4.5018 |
| Parâmetros da turbina eólica | |
| R_o | 2.28 m |
| G | 1.46 |
| ρ | 1.225 kg/m ³ |
| V_{wn} | 13 m/s |
| $V_{wcut-in}$ | 4 m/s |
| K_{opt} | 0.03078 |
| Parâmetros dos conversores e da rede | |
| Tensão nominal | 220 V |
| Frequência nominal | 60 Hz |
| Frequência de comutação | 4.8 kHz |
| Tensão do barramento CC | 420 V |
| Impedância do ponto de conexão | 300 μ H/ 0.023 p.u. |
| Filtros de saída $L_{fG}=L_{fM}$ | 2.7 mH/ 0.21 p.u. |

de potência ativa e reativa. A referência de potência ativa foi definida como 0,1 p.u., enquanto que a referência de potência reativa foi definida como: 0,3, 0,6 e 1,2, que resulta nos modos de operação OM2, OM4 e OM3 respectivamente.

Já a Figura 6.5 mostra os resultados experimentais para o ensaio de potência ativa. A referência de potência ativa resulta do algoritmo de MPPT cuja velocidade mecânica é mostrada no topo da Figura. Esta referência de potência resulta nos modos de operação OM2 e OM1. Note que, há uma transição suave de potência entre estes modos de operação. O pequeno distúrbio de potência ativa, visto durante o início do modo OM2 e durante a transição de OM2 para OM1, se deve à carga dos capacitores do barramento CC.

A Figura 6.6 mostra os resultados para o arranjo flexível processando potência ativa no modo de operação OM1. Note que, o fator de potência unitário é assegurado e as correntes circulantes de sequência zero são mitigadas. A Figura 6.7, por sua vez,

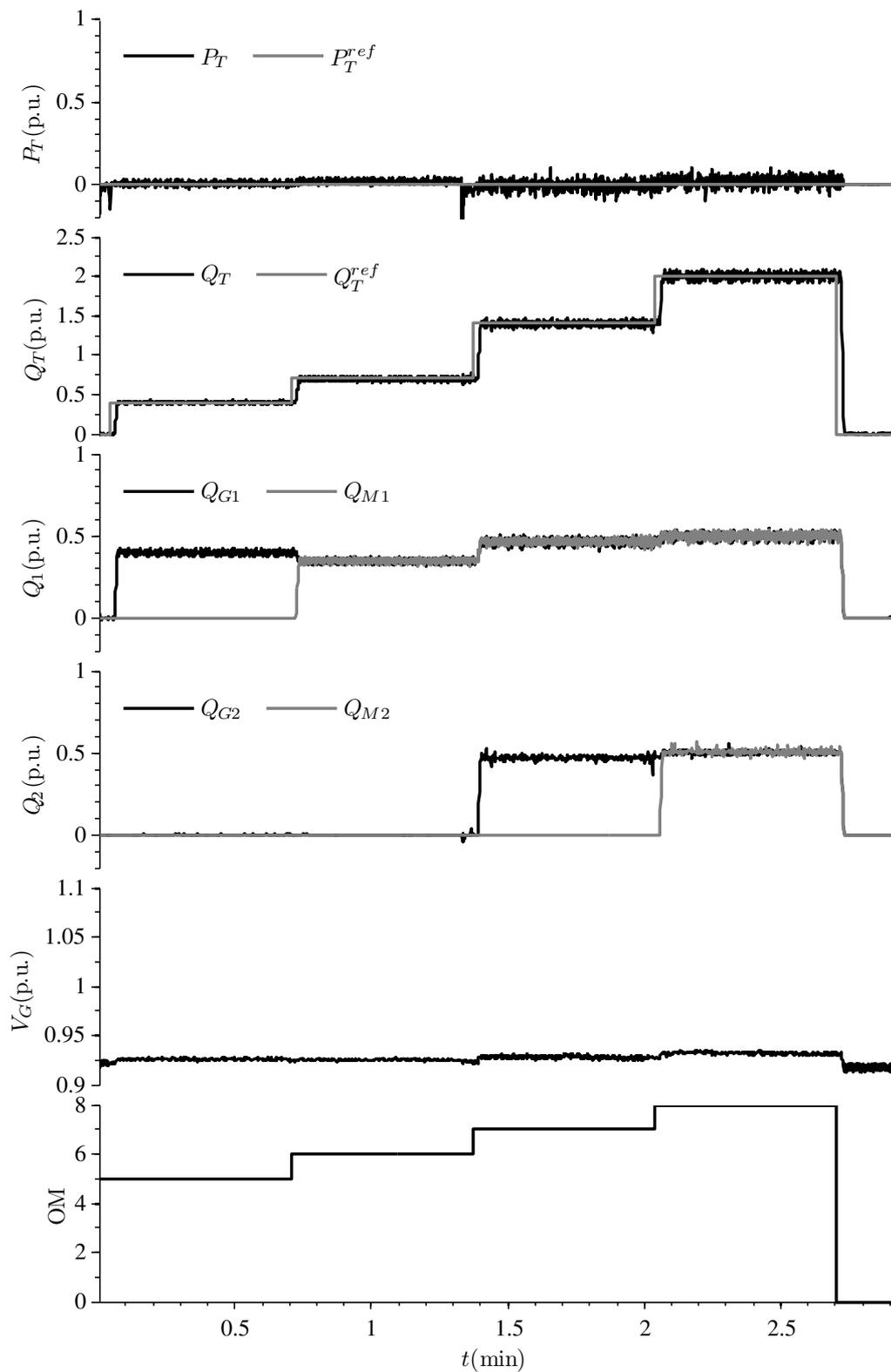


Figura 6.3 – Resultados experimentais para o arranjo flexível proposto nos modos de operação: OM5, OM6, OM7, OM8.

mostra a transição entre os modos de operação OM1 e OM3 para o arranjo flexível de conversores estáticos. No primeiro instante, as referências de potência são definidas como

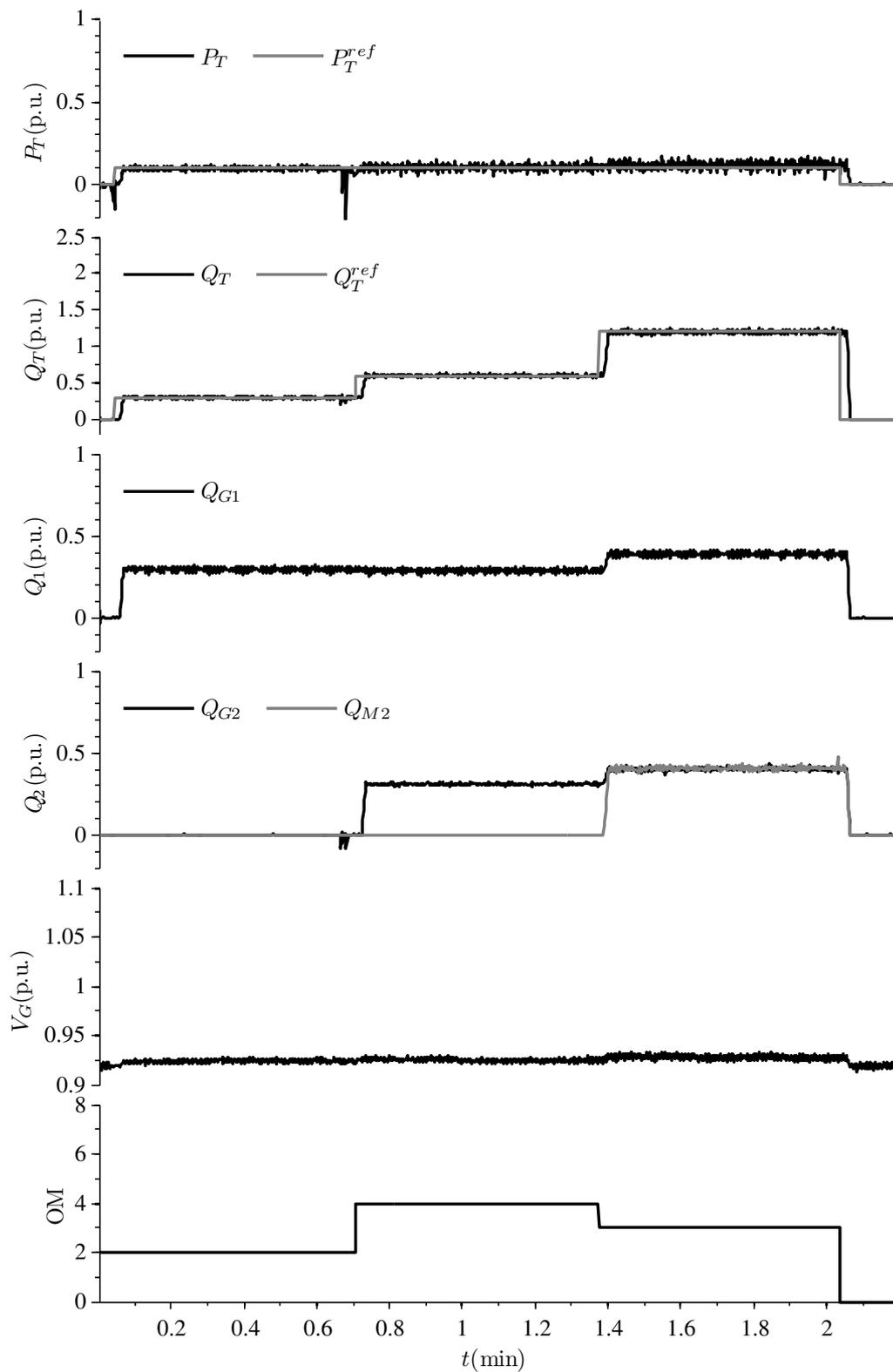


Figura 6.4 – Resultados experimentais para o arranjo flexível proposto nos modos de operação: OM2, OM4 e OM3.

$P_T=0,35$ p.u. e $Q_T=0,95$ p.u. e o arranjo flexível opera no modo de operação OM1, onde os módulos conversores de potência $G1$ e $G2$ estão conectados à rede e os módulos conversores

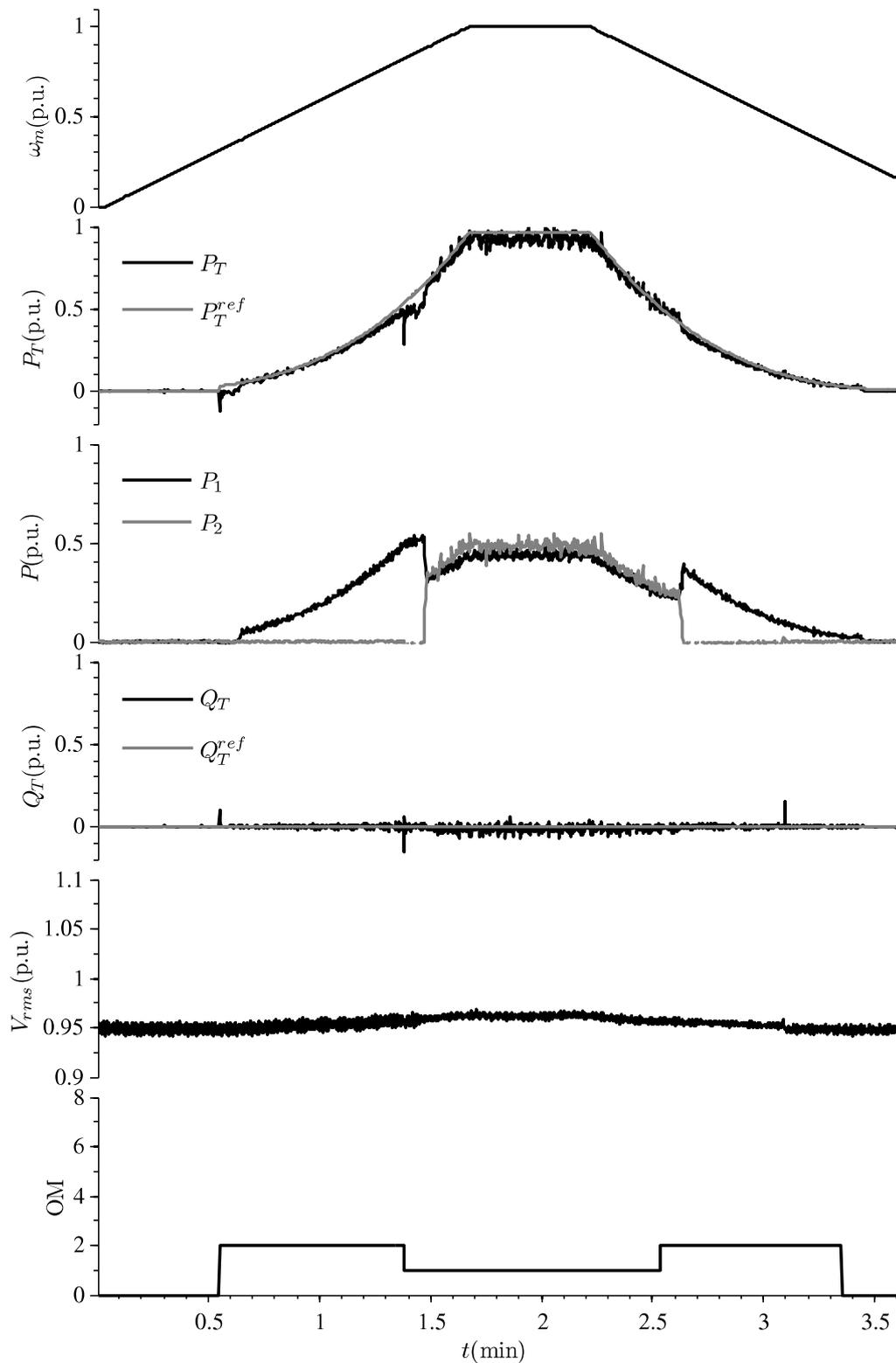


Figura 6.5 – Resultados experimentais para o arranjo flexível proposto nos modos de operação OM2 e OM1.

de potência $M1$ e $M2$ estão conectados ao PMSG. Posteriormente, as referências são definidas como $P_T=0,35$ p.u. e $Q_T=1,2$ p.u. e o arranjo flexível passa a operar no modo

OM3. Entre os dois modos de operação, há um intervalo de transição onde o conversor $M2$ é desconectado do PMSG e é conectado à rede. Note que, as correntes do lado da rede e do lado do PMSG não apresentam transições abruptas.

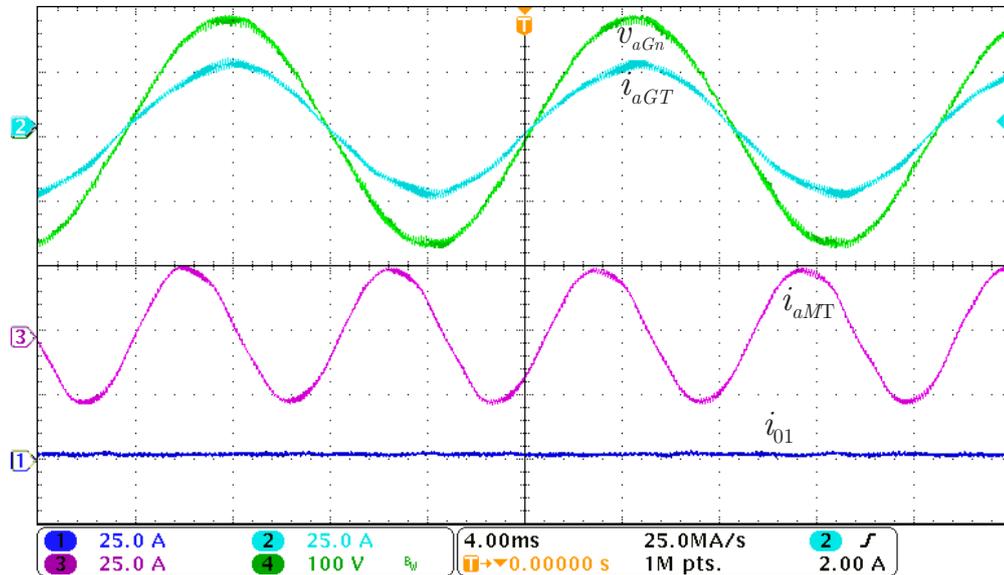


Figura 6.6 – Resultados experimentais para potência ativa para o arranjo de conversores proposto no modo de operação OM1.

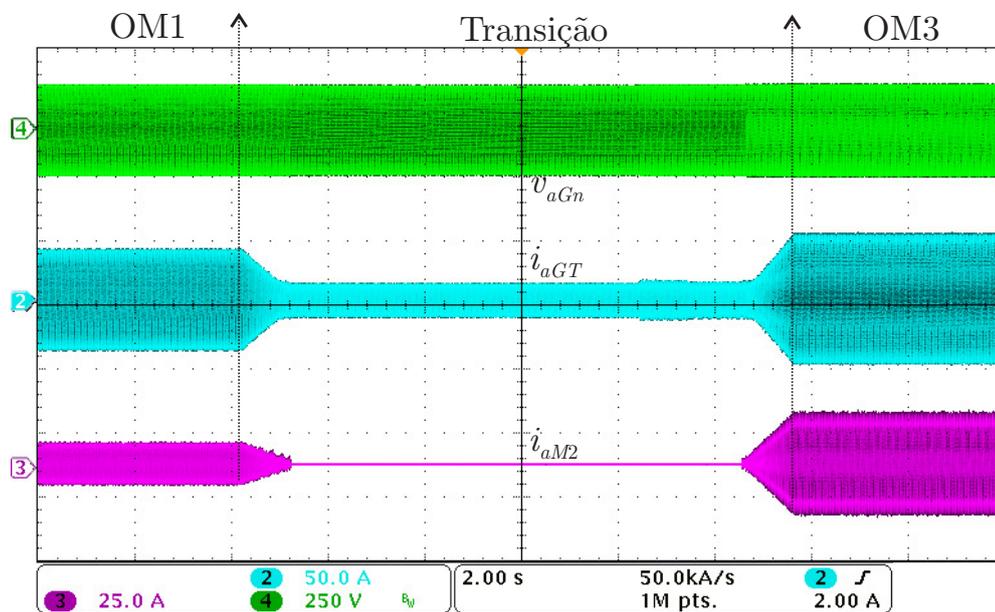


Figura 6.7 – Transição entre os modos de operação OM1 e OM3.

A Figura 6.8 mostra o transitório de conexão com a rede do conversor G1. Pode-se notar os eventos associados à operação do arranjo descritos anteriormente: fechamento do interruptor de pré-carga, fechamento do interruptor principal, rampa de carga da tensão do barramento CC e subida em rampa das correntes de saída do conversor.

A Figura 6.9 mostra o transitório de conexão e desconexão do conversor G1 com

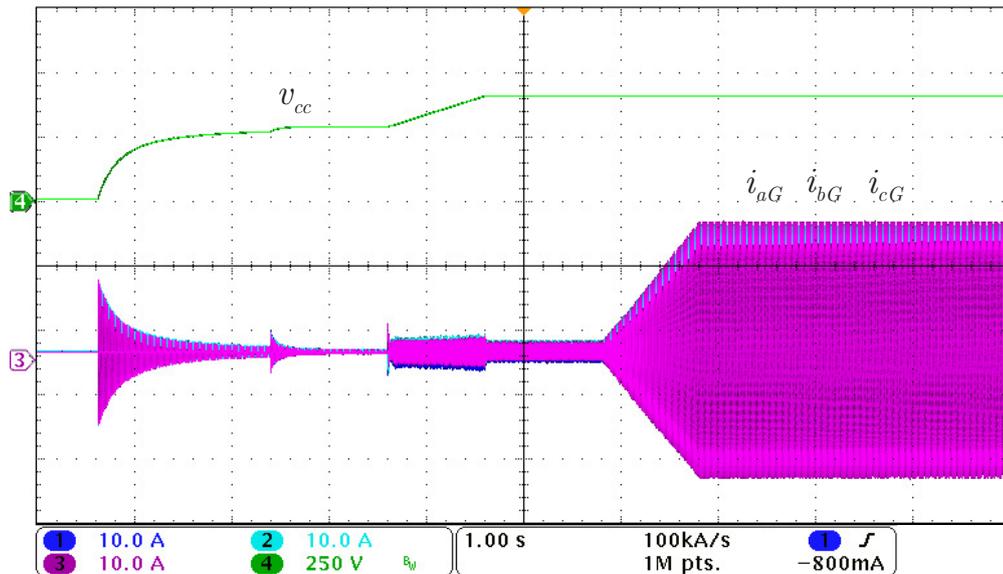


Figura 6.8 – Transitório de partida do conversor conectado à rede: Tensão do barramento CC, Correntes do conversor

a rede, e mostra a tensão do barramento CC e as correntes do conversor durante o modo de operação OM2.

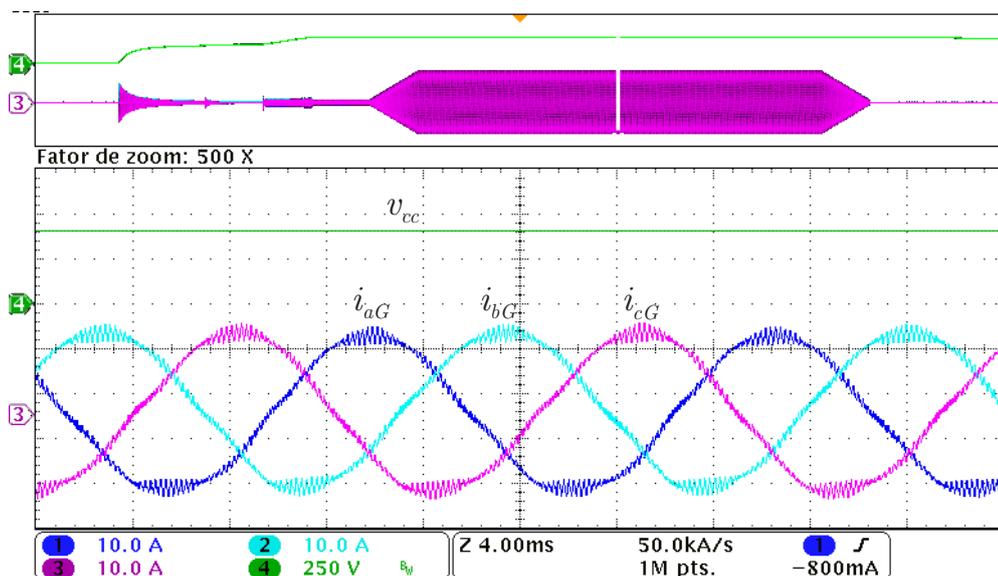


Figura 6.9 – Tensão do barramento CC e correntes do conversor conectado à rede no modo de operação OM2.

A Figura 6.10 mostra a rejeição de distúrbio em malha fechada pelo controlador de corrente circulante de sequência zero, quando o arranjo flexível está no modo de operação OM1. Pode ser visto uma boa rejeição de distúrbio, e as correntes circulantes são mitigadas.

A Figura 6.11 mostra as correntes de saída do conversores do lado da rede i_{aG1} e i_{aG2} e a corrente total da rede i_{aGT} para os modos de operação OM5, OM6, OM7 do arranjo

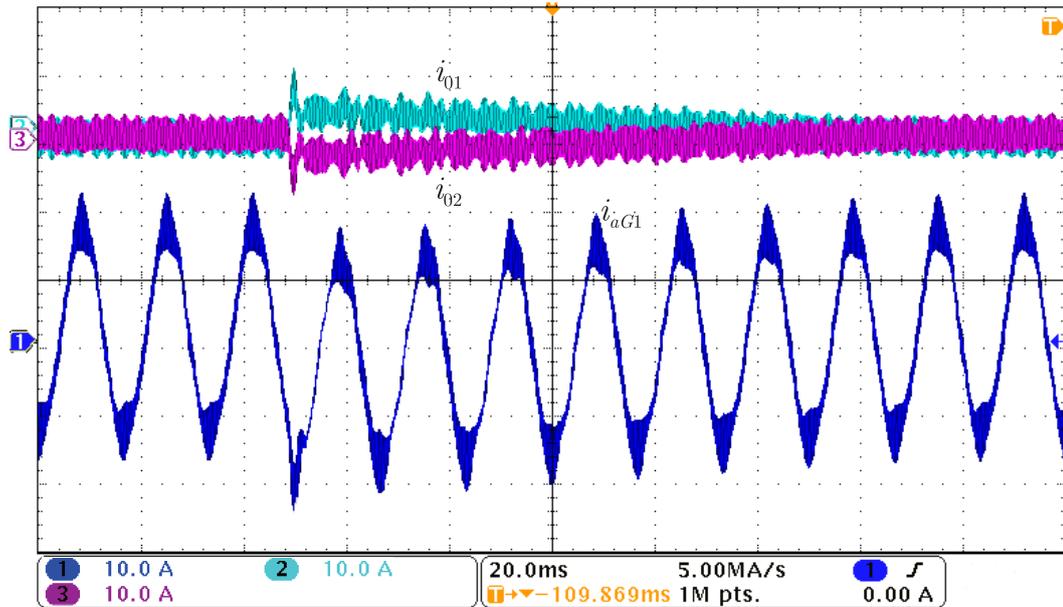


Figura 6.10 – Rejeição de distúrbio pelo controlador de corrente circulante de sequência zero.

flexível de conversores proposto. Para ilustrar a redução do conteúdo harmônico originado pela defasagem entre as portadoras, são apresentados os espectros destas correntes. No modo de operação OM5, onde há apenas um conversor conectado à rede, o primeiro conjunto de harmônicas oriundas da comutação está localizado em torno da frequência de comutação, como mostra a Figura 6.11(b). No modo de operação OM6, onde há dois conversores conectados à rede, o primeiro conjunto de harmônicas de i_{aGT} oriundas da comutação está localizado no dobro da frequência de comutação, como ilustrado na Figura 6.11(c). Já no modo de operação OM7, onde há três conversores conectados à rede, o primeiro conjunto de componentes harmônicas da corrente total i_{aGT} , está localizado no triplo da frequência de comutação, mostrado na Figura 6.11(f). É possível notar que a defasagem das portadoras contribui para minimizar os componentes harmônicos da corrente da rede. Note que, o cancelamento harmônico é efetivo, mas não completo, e tal fato pode ser atribuído às não idealidades do conversor e à diferença entre as tensões do barramento CC dos conversores.

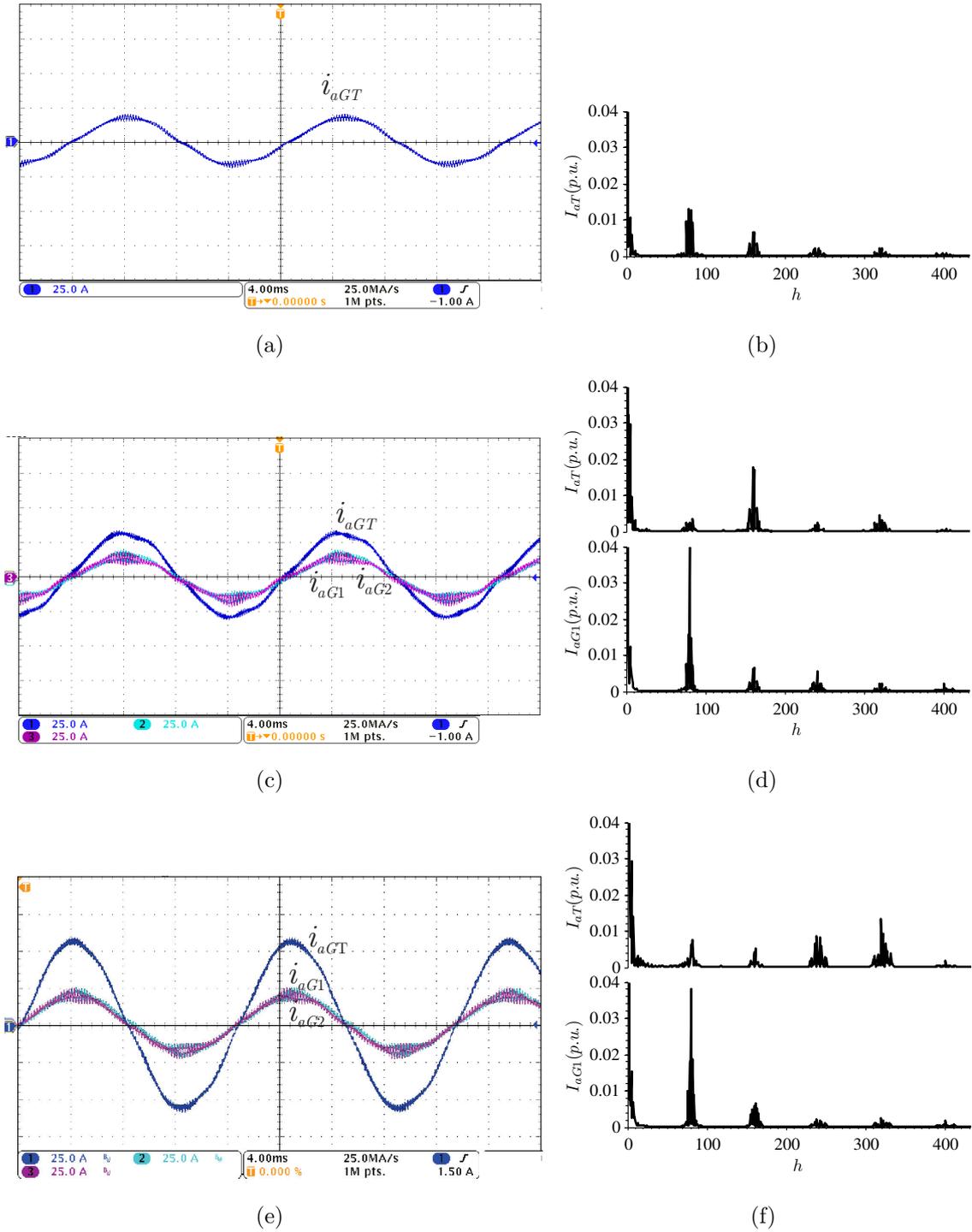


Figura 6.11 – Correntes de saída do conversores conectado à rede i_{aG1} e i_{aG2} e a corrente total do lado da rede i_{aGT} . (a) Modo OM5, (c) Modo OM6, (d) Modo OM7. Espectro da corrente do lado da rede i_{aGT} e da corrente i_{aG1} . (b) Modo OM5, (d) Modo OM6, (f) Modo OM7.

6.4 Sumário

Este Capítulo apresentou os resultados experimentais a partir de um arranjo flexível com dois conversores de potência duplos. Diversos pontos de operação quanto ao processamento de potência ativa e reativa foram adotados a fim de explorar todos os modos de operação do arranjo flexível proposto.

Por meio dos resultados experimentais, verificou-se um bom desempenho dinâmico durante a transição entre os modos de operação. Foram obtidas reduzidas correntes transitórias durante a conexão e desconexão dos módulos conversores de potência. Por outro lado, por meio do controlador de correntes circulantes proposto, nota-se que estas correntes foram mitigadas. Além disso, a estratégia de modulação empregada resultou em reduzido conteúdo harmônico nas correntes do lado da rede.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1 Conclusão geral

A utilização de conversores em paralelo é uma solução relevante para maximizar a curva de eficiência em sistemas de geração eólica, principalmente em operação com baixa velocidade do vento, além de dividir as altas correntes envolvidas dos sistemas de geração que empregam baixas tensões.

Por outro lado, o uso de pernas em paralelo com indutores acoplados permite que sejam reduzidas as ondulações de corrente nas pernas do conversor, resultando em maior eficiência no sistema de conversão devido às menores perdas nos dispositivos semicondutores. Além disso, devido ao cancelamento harmônico na tensão equivalente produzida pelo conversor, o filtro indutivo de saída resultante é reduzido. A estratégia de modulação proposta para conversores com pernas em paralelo foi desenvolvida para minimizar o conteúdo harmônico das correntes de saída e equilibrar as correntes entre pernas adjacentes do conversor. Além disso, por meio do uso de vetores virtuais é possível estabelecer o recurso de tensão do conversor para prover o equilíbrio entre estas correntes. A técnica híbrida proposta une as características de flexibilidade de escolhas de sequências de comutação oriundas da abordagem vetorial e a simplicidade de implementação proveniente da abordagem geométrica. Entretanto, uma desvantagem associada a essa estratégia é que devido a análise vetorial ser realizada no espaço das tensões de fase, as sequências de comutação apresentadas para conversores com duas pernas em paralelo não resultaram em tensões de saída com THD mínima. Por outro lado, as sequências de comutação apresentadas para conversores com três pernas em paralelo resultaram em tensões de linha com o padrão PWM que utiliza os três vetores de comutação mais próximos, que refletiu em reduzida THD das tensões de saída.

Por meio da análise do rendimento do conversor frente à indutância própria do indutor acoplado, chega-se a valores de indutância que não comprometem significativamente as perdas do conversor, em módulos conversores com potências de 1MW. Além disso, para a determinação do filtro indutivo de saída, em termos de número de módulos, conclui-se que acima de três módulos em paralelo não há uma redução significativa no

valor da indutância.

Dentre os aspectos a serem considerados na seleção da quantidade de módulos são: (i) o aumento do número de módulos acarreta em um aumento da eficiência e com isso um aumento na produção anual de energia, bem como há uma redução do filtro de saída para atender os requisitos de conexão com a rede; (ii) entretanto com o aumento do número de módulos conversores, ocorre um aumento de custo devido aos circuitos e interruptores auxiliares. Assim, um compromisso entre os dois aspectos deve ser considerado.

Por outro lado, as curvas de capacidade quanto ao processamento de potência ativa e reativa apresentadas demonstram que conversores principalmente em altas potências, quando utilizam filtro indutivo podem apresentar problemas para atender requisitos de conexão com a rede quanto ao conteúdo harmônico das correntes. Neste sentido, o arranjo flexível de conversores proposto para sistemas de geração de energia eólica que emprega múltiplos conversores com múltiplas pernas, além de resolver tais problemas, resulta em elevada capacidade de processamento de potência reativa junto à rede. Assim, os limites de potência reativa são maiores, principalmente quando o sistema processa potência ativa reduzida. Por outro lado, através dos diversos modos de operação do sistema proposto, e em função das referências de potência ativa e reativa, definiu-se que o menor número possível de conversores entre em operação.

As estratégias de controle empregadas no arranjo flexível proposto visam simplicidade de implementação aliadas ao bom desempenho em regime permanente quanto ao processamento de potência ativa e reativa. Além disso, estas resultam em bom desempenho em regime transitório durante as trocas de modos de operação, fato observado nos resultados experimentais apresentados. As correntes de modo comum foram eliminadas por meio da estratégia de controle aplicada, independente do modo de operação do arranjo flexível proposto, sem a necessidade de reconfiguração do controlador ou de parâmetros.

Por meio da metodologia proposta para a escolha dos modos redundantes de operação do arranjo flexível, buscou-se aproximar a vida útil dos módulos conversores de potência. Para isso, a metodologia consiste em estimar as variações térmicas dos dispositivos semicondutores baseada nas suas perdas. A contagem e o agrupamento por meio dos algoritmos de *Rainflow* e *Palmegren-Miner* permitiu chegar a índices relacionados ao envelhecimento dos módulos conversores. Os resultados demonstraram que por meio da metodologia proposta, presume-se que todos os módulos conversores atingirão conjuntamente o final da vida útil. Por outro lado, a troca de potência reativa entre os diferentes módulos conversores pode ser uma forma a ser investigada a fim de reduzir as variações térmicas dos dispositivos semicondutores de potência. Assim, a confiabilidade do sistema de conversão de energia eólica pode ser aumentada.

Além da confiabilidade associada aos dispositivos semicondutores de potência, outro componente presente em um conversor estático, que pode comprometer sua vida útil são os capacitores eletrolíticos do barramento CC. A vida útil destes capacitores é deter-

minada basicamente pela corrente eficaz que circula por eles, que resultam em variações internas de temperatura. Desta forma, uma análise conjunta da confiabilidade de semicondutores de potência e dos capacitores eletrolíticos pode ser tema de trabalhos futuros.

7.2 Proposta para trabalhos futuros

Dentre as propostas para trabalhos futuros a serem desenvolvidos, a fim de dar continuidade aos trabalhos desenvolvidos nesta tese, podem ser citados:

- Viabilizar uma técnica que estabeleça troca de potência reativa entre os módulos conversores, para que haja redução das variações térmicas nos semicondutores de potência a fim de aumentar a durabilidade dos mesmos, e assim estender a vida útil do sistema de conversão de energia eólica;
- Analisar a operação do arranjo flexível de conversores durante contingências na rede elétrica;
- Estudar estratégias de geração de referências e controle de corrente reativa durante contingências da rede elétrica, a fim de atender as normas relacionadas a operação de aerogeradores durante afundamentos de tensão na rede elétrica;
- Analisar estratégias de controle de tensão do ponto de conexão, por meio da grande quantidade de potência reativa que o arranjo flexível pode processar;
- Propor arranjos flexíveis de conversores com outras topologias que não usem necessariamente pernas em paralelo, como por exemplo conversores multiníveis com diodos de grampeamento.

7.3 Publicações

Até o momento, as seguintes publicações associadas ao trabalho foram realizadas:

- (Aceito com modificações) Flexible Arrangement of Static Converters for Grid Connected Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- (Aceito com modificações) Arranjo Flexível de Conversores Estáticos para Sistemas de Conversão de Energia Eólica Conectados à Rede. *Revista Eletrônica de Potência* 2013.

- Estratégia de Modulação Híbrida para Conversores com Pernas em Paralelo. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 16, p. 56-67, 2011;
- Flexible Arrangement of Static Converters for Grid Connected Wind Energy Conversion Systems. *EPE-WECS*, 2012.
- Arranjo Flexível de Conversores Estáticos para Sistemas de Conversão de Energia Eólica Conectados à Rede. *INDUSCON* 2012.
- A Hybrid Modulation Strategy for Voltage Fed Converters with Multiple Parallel Legs. *IECON* 2011
- Modulation and Circulating Current Control of Parallel Connected Back-to-Back Converters for WECS. *COBEP* 2011.

Abaixo, segue as demais publicações, decorrentes do trabalho acadêmico junto ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSM:

- Generalised Pulse Width Modulation Approach for DC Capacitor Voltage Balancing in Diode-Clamped Multilevel Converters. *IET Power Electronics*, v. 4, p. 89, 2011.
- Método de Modulação PWM para Equilíbrio das Tensões dos Capacitores do Barramento CC em Conversores Multiníveis com Diodos de Grampeamento. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 14, p. 63-74, 2009.
- Nova Modulação Vetorial para o Controle da Tensão do Ponto Central do Divisor Capacitivo do Conversor com Ponto Neutro Grampeado. *Controle & Automação*, v. 20, p. 439-453, 2009.
- Generalized PWM Approach for DC Capacitors Voltage Balancing in Diode-Clamped Multilevel Converters. *EPE*, 2009.
- A Space Vector PWM Modulation Scheme for Back-to-Back Three-Level Diode-Clamped Converters. *COBEP* 2009.

REFERÊNCIAS

- ALTIN, M. et al. Overview of recent grid codes for wind power integration. In: *Proc. International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM*. Basov: [s.n.], 2010. p. 1152 –1160.
- ANDRESEN, B.; BIRK, J. A high power density converter system for the gamesa g10x 4,5 mw wind turbine. In: *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1 –8.
- ANEEL. Atlas de energia elétrica do Brasil. <http://www.aneel.gov.br/>, 2008. 2008.
- ASIMINOAEI, L. et al. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008. v. 55, n. 3, p. 1175 –1189, Mar. 2008.
- ASTME1049-85. Standard practices for cycle counting in fatigue analysis. *ASTM Std. E1049-85*, 2011. 2011.
- BERNARDES, T. A. *Análise e Controle de Gerador Síncrono a Ímã Permanente aplicado a Sistema de Conversão de Energia Eólica*. 2009. 192 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, 2009.
- BEURSKENS, J. Achieving the 20 MW wind turbine. <http://www.renewableenergyworld.com/rea/news/article/2011/06/achieving-the-20-mw-wind-turbine>, 2011. jun. 2011.
- BIRK, J.; ANDRESEN, B. Parallel-connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine. In: *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–7.
- BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA, K. Power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012. v. 48, n. 2, p. 708–719, 2012.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006. v. 53, n. 5, p. 1398–1409, Oct. 2006.
- BOLDEA, I. *Variable Speed Generators (Electric Power Engineering Series)*. [S.l.]: CRC, 2005. ISBN 0849357152.
- BOYRA, M.; THOMAS, J.-L. A review on synchronization methods for grid-connected three-phase VSC under unbalanced and distorted conditions. In: *Power Electronics and Applications-EPE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 –10.
- BRYANT, A. et al. Exploration of power device reliability using compact device models and fast electrothermal simulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2008. v. 44, n. 3, p. 894 –903, may-june 2008.

- CAMARGO, R. F. de; PINHEIRO, H. Synchronisation method for three-phase PWM converters under unbalanced and distorted grid. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 2006. v. 153, n. 5, p. 763–772, September 2006.
- CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. *Generation, Transmission & Distribution, IET*, 2008. v. 2, n. 4, p. 542–555, July 2008.
- CASABLANCA, C.; SUN, J. Interleaving and harmonic cancellation effects in modular three-phase voltage-sourced converters. In: *IEEE Workshops on Computers in Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 275–281.
- CGEE. *Análises e percepções para o desenvolvimento de uma política de CTeI no fomento da energia eólica no Brasil*. First. [S.l.]: MCTI, 2012.
- CHEN, T.-P. Dual-modulator compensation technique for parallel inverters using space-vector modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009. v. 56, n. 8, p. 3004–3012, July 2009.
- _____. Zero-sequence circulating current reduction method for parallel HEPWM inverters between ac bus and dc bus. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012. v. 59, n. 1, p. 290–300, Jan. 2012.
- CHINCHILLA, M. et al. Power limits of grid-connected modern wind energy systems. *Renewable Energy*, 2006. v. 31, n. 9, p. 1455 – 1470, 2006.
- COUGO, B.; MEYNARD, T.; GATEAU, G. Parallel three-phase inverters: Optimal PWM method for flux reduction in intercell transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011. v. 26, n. 8, p. 2184 –2191, aug. 2011.
- DEVELOPMENT and experimental identification of dynamic models for wind turbines. *Control Engineering Practice*, 1997. v. 5, n. 1, p. 63 – 73, 1997.
- DIXON, L.; OOI, B. T. Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989. v. 25, n. 4, p. 644–651, Jul./Aug. 1989.
- DOWNING, S.; SOCIE, D. Simple rainflow counting algorithms. *International Journal of Fatigue*, 1982. v. 4, n. 1, p. 31 – 40, 1982.
- ENJETI, P. N.; ZIOGAS, P. D.; LINDSAY, J. F. Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1990. v. 26, n. 6, p. 408–430, 1990.
- E.ON. Requirements for offshore grid connections in the E.ON netz network. *E.ON.*, 2008. 2008.
- EPE. Empresa pesquisa energética, balanço energético nacional BEN. <http://www.epe.gov.br/>, 2011. 2011.

_____. Empresa pesquisa energética, relatório síntese do balanço energético nacional BEN. <http://www.epe.gov.br/>, 2013. 2013.

FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions AIEE*, 1918. v. 37, Jun. 1918.

GABE, I. J. et al. Modulação space vector estendida a conversores estáticos com braços em paralelo. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, 2007. v. 12, n. 3, p. 205–215, Nov. 2007.

GABE, I. J.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, H. Design and implementation of a robust current controller for VSI connected to the grid through an LCL filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009. v. 24, n. 6, p. 1444–1452, June 2009.

GLINKA, G.; KAM, J. Rainflow counting algorithm for very long stress histories. *International Journal of Fatigue*, 1987. v. 9, n. 4, p. 223–228, 1987.

GONZALEZ, J. I. L.; ANDRESEN, B.; BIRK, J. Method for operation of a converter system. *US Patent 7,439,714 B2*, 2008. October 2008.

HAHN, B.; DURSTEWITZ, M.; ROHRIG, K. Reliability of wind turbines. In: *Wind Energy*. [S.l.]: Springer, 2007. p. 329–332.

HAUSMANN, R.; BARBI, I. Three-phase multilevel bidirectional dc-ac converter using three-phase coupled inductors. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2160–2167.

HEIER, S. *Grid Integration of Wind Conversion Systems*. Second edition. [S.l.]: Wiley, 2006.

HELD, M. et al. Fast power cycling test of IGBT modules in traction application. In: *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 425–430.

HJORT, T. Modular converter system with interchangeable converter modules. *WO Patent 2009/027520 A2*, 2009. March 2009.

HOFER-NOSER, P.; KARRER, N. Monitoring of paralleled IGBT/diode modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999. v. 14, n. 3, p. 438–444, May 1999.

IEA. Renewables in global energy supply. *International Energy Agency*, 2007. Jan. 2007.

IEC-61400-12-1. Part 12-1: Power performance measurements of electricity producing wind turbines. *IEC-61400-12-1*, 2005. 2005.

IEC-61400-21. Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines. *IEC-61400-21*, 2008. 2008.

IEEE-1547. Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. *IEEE Std. 1547*, 2003. 2003.

- JASKULSKI, I.; PINHEIRO, H.; MARIOTTO, L. Multi-leg voltage source converter for grid connected wind turbines. In: *International Conference on Clean Electrical Power, ICCEP '07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 229–235.
- JI, J.-K.; SUL, S.-K. Operation analysis and new current control of parallel connected dual converter system without interphase reactors. In: *Industrial Electronics Society, IECON*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 235–240.
- KAMEL, A.; ORTMEYER, T. Harmonic reduction in single-phase inverter using a parallel operation technique. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 101–108.
- KAZMIERKOWSKI, M.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998. v. 45, n. 5, p. 691–703, Oct. 1998.
- KRAUSE, P. C. *Analysis of Electric Machinery*. [S.l.]: McGraw-Hill Book Company, 1986. ISBN 0-07-035436-7.
- KRISHMAN, R. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. First edition. [S.l.]: CRC Press, 2010.
- KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. First. [S.l.]: McGraw-Hill, 1993.
- LEE, C. et al. Parallel ups with a instantaneous current sharing control. In: *Industrial Electronics Society, IECON*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 568–573.
- LI, J.; SULLIVAN, C.; SCHULTZ, A. Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage dc-dc converters. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 817–823 vol.2.
- LI, R.; XU, D. Parallel operation of full power converters in permanent-magnet direct-drive wind power generation system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013. v. 60, n. 4, p. 1619–1629, Apr. 2013.
- LIANGLIANG, C.; LAN, X.; YANGGUANG, Y. A novel parallel inverter system based on coupled inductors. In: *Telecommunications Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 46–50.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005. v. 41, n. 5, p. 1281–1291, sept.-oct. 2005.
- MA, K.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. Reactive power influence on the thermal cycling of multi-MW wind power inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013. v. 49, n. 2, p. 922–930, Apr. 2013.

- MARTINS, M. *Avaliação da qualidade de energia e performance de potência de turbinas eólicas conectadas à rede elétrica*. 2010. 180 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, 2010.
- MATSUISHI, M.; ENDO, T. Fatigue of metals subjected to varying stress. *Japan Soc. Mech. Engineering.*, 1968. 1968.
- MERMET-GUYENNET, M.; PERPINA, X.; PITON, M. Revisiting power cycling test for better life-time prediction in traction. *Microelectronics Reliability*, 2007. v. 47, n. 9, p. 1690 – 1695, 2007.
- MILLER, S.; BEECHNER, T.; SUN, J. A comprehensive study of harmonic cancellation effects in interleaved three-phase vsocs. In: *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007*. Orlando, FL: [s.n.], 2007. p. 29–35.
- MINER, M. Cumulative damage in fatigue. *Journal of Applied Mechanics*, 1945. v. 12, p. A159 –A164, 1945.
- MUSALLAM, M. et al. Real-time life expectancy estimation in power modules. In: *Electronics System-Integration Technology Conference, ESTC*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 231 –236.
- MUSUMECI, S. et al. Parallel strings of IGBTs in short circuit transients: analysis of the parameter influence and experimental behavior. In: *Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 555–560.
- NELSON, J.; VENKATARAMANAN, G.; BEIHOFF, B. Investigation of parallel operation of IGBTs. In: *Industry Applications Conference, IAS*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 585–591.
- NICHITA, C. et al. Large band simulation of the wind speed for real time wind turbine simulators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2002. v. 17, n. 4, p. 523 – 529, dec 2002.
- OGASAWARA, S. et al. A novel control scheme of a parallel current-controlled pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1992. v. 28, n. 5, p. 1023 –1030, sep/oct 1992.
- PARK, I. G.; KIM, S. I. Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel. In: *Power Electronics Specialists Conference, PESC 97*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1164 –1170.
- PINHEIRO, H. et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. *Sba Controle e Automação*, 2005. v. 16, n. 1, p. 13–24, 2005.
- ROCHA, N. *Associação em Paralelo de Conversores Estáticos com Barramento CC*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2010.

- RODRÍGUEZ, P. et al. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011. v. 58, n. 1, p. 127–138, Jan. 2011.
- RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1999. v. 46, n. 6, p. 1183–1191, Dec 1999.
- SALMON, J.; EWANCHUK, J.; KNIGHT, A. Pwm inverters using split-wound coupled inductors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009. v. 45, n. 6, p. 2001–2009, nov.-dec 2009.
- SCHMIDT, R.; SCHEUERMANN, U. Separating failure modes in power cycling tests. 2012. p. 1–6, march 2012.
- SCHULTZ, A. M.; SULLIVAN, C. R. Voltage converter with associated inductive windings, and associated methods. *U. S. Patent 6 362 986 B1*, 2002. mar. 2002.
- SMET, V. et al. Ageing and failure modes of IGBT modules in high-temperature power cycling. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011. v. 58, n. 10, p. 4931–4941, oct. 2011.
- STANNARD, N.; BUMBY, J. Performance aspects of mains connected small-scale wind turbines. *Generation, Transmission Distribution, IET*, 2007. v. 1, n. 2, p. 348–356, march 2007.
- SVENSSON, J. Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, 2001. v. 148, n. 3, p. 229–235, may 2001.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. First. [S.l.]: Wiley, 2011.
- THEBAUD, J.-M. et al. Thermal fatigue resistance evaluation of solder joints in IGBT power modules for traction applications. In: *Power Electronics Specialists Conference, PESC*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1285–1290.
- TSILI, M.; PAPATHANASSIOU, S. A review of grid code technical requirements for wind farms. *Renewable Power Generation, IET*, 2009. v. 3, n. 3, p. 308–332, Sep. 2009.
- UEDA, F. et al. Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1995. v. 10, n. 6, p. 673–679, nov 1995.
- WAGENITZ, D. et al. Power cycling test bench for IGBT power modules used in wind applications. *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2011. p. 1–10, sept 2011.

- WOBLEN, A. Wind power instalation. *US Patent 2006/0103137 A1*, 2005. August 2005.
- WONG, P.-L. et al. Performance improvements of interleaving vrms with coupling inductors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2001. v. 16, n. 4, p. 499 –507, jul 2001.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. A neutral-point clamped converter system for direct-drive variable-speed wind power unit. *Energy conversion, IEEE transactions on*, 2006. v. 21, n. 2, p. 596–607, June 2006.
- YE, Z. et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002. v. 17, n. 5, p. 609 – 615, Sep. 2002.
- YOON, D.-K.; JEONG, H.-G.; LEE, K.-B. The design of an lcl-filter for the three-parallel operation of a power converter in a wind turbine. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1537 –1544.
- ZHANG, D. et al. Impact of interleaving on ac passive components of paralleled three-phase voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010. v. 46, n. 3, p. 1042 –1054, May./Jun. 2010.
- ZHANG, T.; ZAIN, A. Modular converter system reliability amp; performance analysis in design. In: *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 252 –258.

APÊNDICES

APÊNDICE A – EQUAÇÕES DE ESTADO DA PLANTA CONSTITUÍDA DE CONVERSORES, FILTRO L E REDE

Neste apêndice serão apresentados o modelo da planta em coordenadas estacionárias abc , $\alpha\beta 0$ e coordenadas síncronas $dq0$. A planta em questão constituída dos conversores do lado da rede e do lado do gerador com os respectivos filtros de saída. Ainda, serão consideradas as indutâncias associadas ao gerador e à rede, como descrito a seguir.

A.1 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas abc

A planta constituída pelo conjunto de conversores conectados à rede com filtro L_{fG} e ao gerador com filtro L_{fM} podem ser representados pelo circuito da Figura A.1. Através deste circuito, podem ser obtidas as equações de estado da planta, considerando as tensões da rede equilibradas e sem distorções harmônicas, bem como desprezando as não linearidades do conversor PWM e a dinâmica do barramento CC. Ainda, com o objetivo de simplificar a análise, aqui o gerador é representado por uma fonte de tensão ideal com indutor L_M em série. Por outro lado, no Apêndice B será apresentado o modelo de conversores em paralelo conectados ao gerador e à rede.

O modelo será obtido a partir de dois conversores back-to-back em paralelo, sendo que pode ser estendido para m conversores, Através da lei das tensões de kirchhoff aplicada ao modelo referente aos conversores conectados à rede da Figura A.1 tem-se que:

$$\begin{aligned}
 -v_{aG} - v_{L_{G_a}} - v_{L_{fG_{a1}}} + v_{agG1} - v_{bgG1} + v_{L_{fG_{b1}}} + v_{L_{G_b}} + v_{bG} &= 0, & (1) \\
 -v_{bG} - v_{L_{G_b}} - v_{L_{fG_{b1}}} + v_{bgG1} - v_{cgG1} + v_{L_{fG_{c1}}} + v_{L_{G_c}} + v_{cG} &= 0, & (2) \\
 -v_{aG} - v_{L_{G_a}} - v_{L_{fG_{a2}}} + v_{agG2} - v_{bgG2} + v_{L_{fG_{b2}}} + v_{L_{G_b}} + v_{bG} &= 0, \\
 -v_{bG} - v_{L_{G_b}} - v_{L_{fG_{b2}}} + v_{bgG2} - v_{cgG2} + v_{L_{fG_{c2}}} + v_{L_{G_c}} + v_{cG} &= 0,
 \end{aligned}
 \tag{A.1}$$

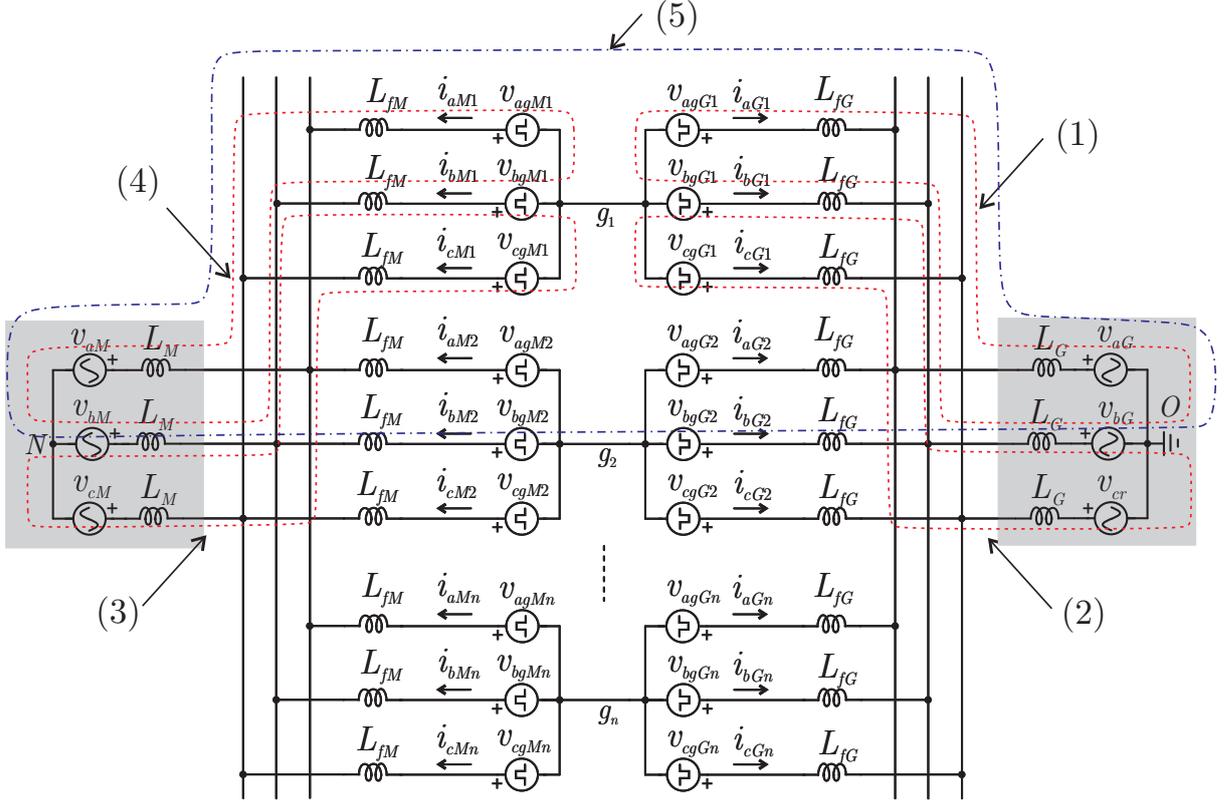


Figura A.1 – Modelo elétrico dos conversores conectados em paralelo.

e para o conversores do lado do gerador:

$$-v_{aM} - v_{L_{Ma}} - v_{L_{fMa1}} + v_{agM1} - v_{bgM1} + v_{L_{fMb1}} + v_{L_{Mb}} + v_{bM} = 0, \quad (3)$$

$$-v_{bM} - v_{L_{Mb}} - v_{L_{fMb1}} + v_{bgM1} - v_{cgM1} + v_{L_{fMc1}} + v_{L_{Mc}} + v_{cM} = 0, \quad (4) \quad (A.2)$$

$$-v_{aM} - v_{L_{Ma}} - v_{L_{fMa2}} + v_{agM2} - v_{bgM2} + v_{L_{fMb2}} + v_{L_{Mb}} + v_{bM} = 0,$$

$$-v_{bM} - v_{L_{Mb}} - v_{L_{fMb2}} + v_{bgM2} - v_{cgM2} + v_{L_{fMc2}} + v_{L_{Mc}} + v_{cM} = 0,$$

ainda podem ser escritas as seguintes equações:

$$-v_{aG} - v_{L_{Ga}} - v_{L_{fGa1}} + v_{agG1} - v_{agM1} + v_{L_{fMa1}} + v_{L_{Ma}} + v_{aM} + \dots \quad (A.3)$$

$$-v_{bM} - v_{L_{Mb}} - v_{L_{fMb2}} + v_{bgM2} - v_{bgG2} + v_{L_{Gb}} + v_{L_{fGb2}} + v_{bG} = 0. \quad (5)$$

Além disso, tendo em vista que

$$v_{L_{fMxn}} = L_{fM} \frac{di_{L_{fMxn}}}{dt}, v_{L_{fGxn}} = L_{fG} \frac{di_{L_{fGxn}}}{dt}, v_{L_{Mx}} = L_M \frac{di_{L_{Mx}}}{dt}, v_{L_{Gx}} = L_G \frac{di_{L_{Gx}}}{dt}, \quad (A.4)$$

onde $x = \{a, b, c\}$ e $n = \{1, 2, \dots, N\}$, e que:

$$i_{MT} = i_{M1} + i_{M2}, \quad (A.5)$$

$$i_{GT} = i_{G1} + i_{G2}.$$

Substituindo (A.5) em (A.1), (A.2) e (A.3) obtém-se:

$$\begin{aligned}
 L_G (\dot{i}_{aGT} - \dot{i}_{bGT}) + L_{fG} (\dot{i}_{aG1} - \dot{i}_{bG1}) &= v_{agG1} - v_{bgG1} - v_{aG} + v_{bG}, \\
 L_G (\dot{i}_{bGT} - \dot{i}_{cGT}) + L_{fG} (\dot{i}_{bG1} - \dot{i}_{cG1}) &= v_{bgG1} - v_{cgG1} - v_{bG} + v_{cG}, \\
 L_G (\dot{i}_{aGT} - \dot{i}_{bGT}) + L_{fG} (\dot{i}_{aG2} - \dot{i}_{bG2}) &= v_{agG2} - v_{bgG2} - v_{aG} + v_{bG}, \\
 L_G (\dot{i}_{bGT} - \dot{i}_{cGT}) + L_{fG} (\dot{i}_{bG2} - \dot{i}_{cG2}) &= v_{bgG2} - v_{cgG2} - v_{bG} + v_{cG}, \\
 L_M (\dot{i}_{aMT} - \dot{i}_{bMT}) + L_{fM} (\dot{i}_{aM1} - \dot{i}_{bM1}) &= v_{agM1} - v_{bgM1} - v_{aM} + v_{bM}, \\
 L_M (\dot{i}_{bMT} - \dot{i}_{cMT}) + L_{fM} (\dot{i}_{bM1} - \dot{i}_{cM1}) &= v_{bgM1} - v_{cgM1} - v_{bM} + v_{cM}, \\
 L_M (\dot{i}_{aMT} - \dot{i}_{bMT}) + L_{fM} (\dot{i}_{aM2} - \dot{i}_{bM2}) &= v_{agM2} - v_{bgM2} - v_{aM} + v_{bM}, \\
 L_M (\dot{i}_{bMT} - \dot{i}_{cMT}) + L_{fM} (\dot{i}_{bM2} - \dot{i}_{cM2}) &= v_{bgM2} - v_{cgM2} - v_{bM} + v_{cM}, \\
 L_G (\dot{i}_{aGT} - \dot{i}_{bGT}) + L_{fG} (\dot{i}_{aG1} - \dot{i}_{bG2}) + L_M (\dot{i}_{bMT} - \dot{i}_{aMT}) + L_{fM} (\dot{i}_{bM2} - \dot{i}_{aM1}) &= \dots \\
 v_{agG1} - v_{bgG2} - v_{aG} + v_{bG} - v_{agM1} + v_{bgM2} + v_{aM} - v_{bM}. &
 \end{aligned} \tag{A.6}$$

Ainda, pela lei das correntes de kirchhoff:

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{aG1} + \dot{i}_{bG1} + \dot{i}_{cG1} + \dot{i}_{aM1} + \dot{i}_{bM1} + \dot{i}_{cM1} &= 0, \\
 \dot{i}_{aG2} + \dot{i}_{bG2} + \dot{i}_{cG2} + \dot{i}_{aM2} + \dot{i}_{bM2} + \dot{i}_{cM2} &= 0, \\
 \dot{i}_{aG1} + \dot{i}_{bG1} + \dot{i}_{cG1} + \dot{i}_{aG2} + \dot{i}_{bG2} + \dot{i}_{cG2} &= 0.
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

Na forma matricial, (A.6) e (A.7) podem ser reescritas:

$$\mathbf{K}_{abc} \dot{\mathbf{x}}_{abc} = \mathbf{B}_{abc} \mathbf{u}_{abc} + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{v}_{abc}, \tag{A.8}$$

onde

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}_{abc} &= \left[\dot{i}_{aG1} \quad \dot{i}_{bG1} \quad \dot{i}_{cG1} \quad \dot{i}_{aG2} \quad \dot{i}_{bG2} \quad \dot{i}_{cG2} \quad \dot{i}_{aM1} \quad \dot{i}_{bM1} \quad \dot{i}_{cM1} \quad \dot{i}_{aM2} \quad \dot{i}_{bM2} \quad \dot{i}_{cM2} \right]^T, \\
 \mathbf{u}_{abc} &= \left[v_{agG1} \quad v_{bgG1} \quad v_{cgG1} \quad v_{agG2} \quad v_{bgG2} \quad v_{cgG2} \quad v_{agM1} \quad v_{bgM1} \quad v_{cgM1} \quad v_{agM2} \quad v_{bgM2} \quad v_{cgM2} \right]^T, \\
 \mathbf{v}_{abc} &= \left[v_{aG} \quad v_{bG} \quad v_{cG} \quad v_{aM} \quad v_{bM} \quad v_{cM} \right]^T.
 \end{aligned} \tag{A.9}$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.13})$$

A.2 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas $\alpha\beta$

Por meio da matriz $T_{\alpha\beta 0}$ de (A.14) é realizada a transformação das variáveis do sistema de coordenadas abc para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.14})$$

Então as variáveis em coordenadas abc podem ser escritas em função das variáveis em coordenadas $\alpha\beta 0$:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t), \\ \mathbf{u}_{abc}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t), \\ \mathbf{w}_{abc}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t). \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

As equações de (A.15) podem ser substituídas em (A.8), obtendo-se:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{B}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}(t), \quad (\text{A.16})$$

onde $\mathbf{B}_{abc} = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{B}$ e $\mathbf{F}_{abc} = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{F}$. Multiplicando os dois lados de (A.16) por $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ obtém-se

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t), \quad (\text{A.17})$$

A representação do sistema por espaço de estados em coordenadas $\alpha\beta 0$ pode ser escrita como

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{w}(t), \quad (\text{A.18})$$

onde

$$\begin{aligned} x_{\alpha\beta 0} &= [i_{\alpha G1} \ i_{\beta G1} \ i_{0G1} \ i_{\alpha G2} \ i_{\beta G2} \ i_{0G2} \ i_{\alpha M1} \ i_{\beta M1} \ i_{0M1} \ i_{\alpha M2} \ i_{\beta M2} \ i_{0M2}]^T, \\ u_{\alpha\beta 0} &= [v_{\alpha G1} \ v_{\beta G1} \ v_{0G1} \ v_{\alpha G2} \ v_{\beta G2} \ v_{0G2} \ v_{\alpha M1} \ v_{\beta M1} \ v_{0M1} \ v_{\alpha M2} \ v_{\beta M2} \ v_{0M2}]^T, \\ v_{\alpha\beta 0} &= [v_{\alpha G} \ v_{\beta G} \ v_{0G} \ v_{\alpha M} \ v_{\beta M} \ v_{0M}]^T. \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} p_5 & 0 & 0 & -p_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_5 & 0 & 0 & -p_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_7 & 0 & 0 & -p_7 & 0 & 0 & -p_7 & 0 & 0 & p_7 \\ -p_6 & 0 & 0 & p_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p_6 & 0 & 0 & p_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p_7 & 0 & 0 & p_7 & 0 & 0 & p_7 & 0 & 0 & -p_7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_8 & 0 & 0 & -p_9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_8 & 0 & 0 & -p_9 & 0 \\ 0 & 0 & -p_7 & 0 & 0 & p_7 & 0 & 0 & p_7 & 0 & 0 & -p_7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -p_9 & 0 & 0 & p_8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -p_9 & 0 & 0 & p_8 & 0 \\ 0 & 0 & p_7 & 0 & 0 & -p_7 & 0 & 0 & -p_7 & 0 & 0 & p_7 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.20})$$

onde

$$\begin{aligned}
 p_5 &= \frac{L_G + L_{fG}}{(2L_G + L_{fG}) L_{fG}}, \\
 p_6 &= \frac{L_G}{(2L_G + L_{fG}) L_{fG}}, \\
 p_7 &= \frac{1}{2(L_{fM} + L_{fG})}, \\
 p_8 &= \frac{L_M + L_{fM}}{(2L_M + L_{fM}) L_{fM}}, \\
 p_9 &= \frac{L_M}{(2L_M + L_{fM}) L_{fM}}, \\
 p_{10} &= -\frac{1}{2L_G + L_{fG}}, \\
 p_{11} &= -\frac{1}{2L_M + L_{fM}}.
 \end{aligned} \tag{A.21}$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} -p_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -p_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -p_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -p_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{A.22}$$

A Figura A.2 apresenta o modelo elétrico em coordenadas $\alpha\beta 0$, obtido a partir do modelo em espaço de estados.

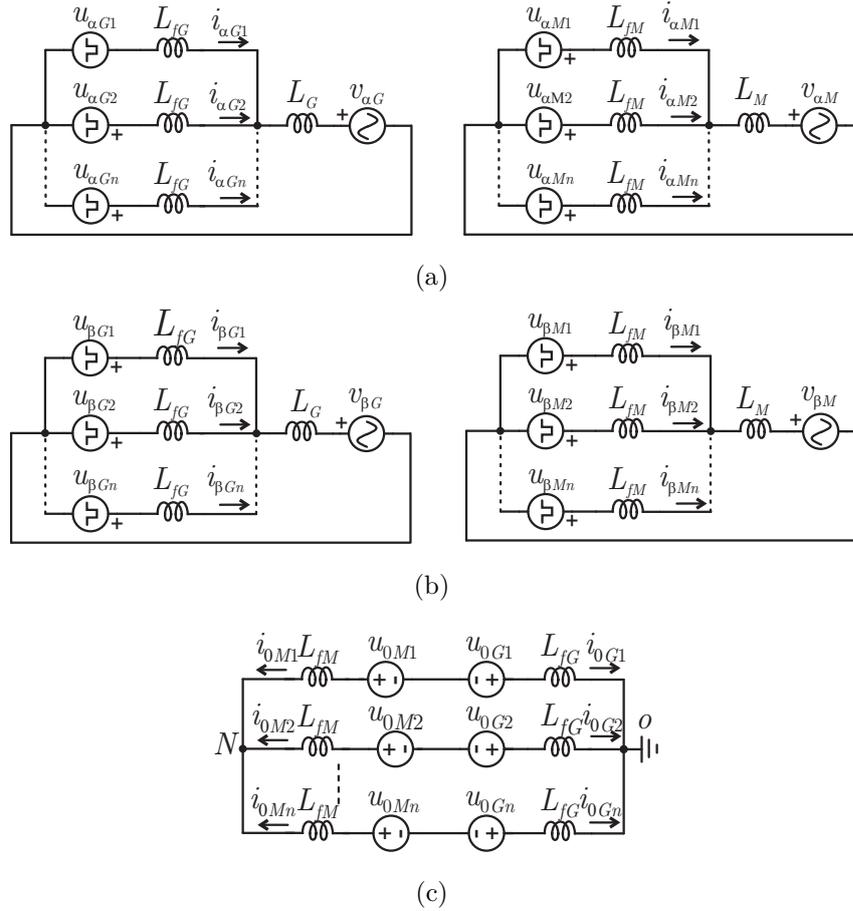


Figura A.2 – Modelo elétrico dos conversores em paralelo em coordenadas $\alpha\beta 0$, (a) coordenada α , (b) coordenada β , (c) coordenada 0.

A.3 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas $dq0$

A transformação do sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ para coordenadas $dq0$ pode ser realizado por meio matriz de transformação apresentada a seguir

$$\mathbf{T}_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.23})$$

onde $\omega = \omega_G$ para as variáveis associadas à rede e $\omega = \omega_e$ para as variáveis associadas ao gerador. Então as variáveis em coordenadas $\alpha\beta 0$ podem ser escritas em função das

variáveis em coordenadas $dq0$

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{x}_{dq0}(t), \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{u}_{dq0}(t), \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{w}_{dq0}(t).\end{aligned}\tag{A.24}$$

As equações de (A.24) podem ser substituídas em (A.18), obtendo-se

$$\left(\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t)\right) = \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{u}_{dq0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{w}_{dq0}(t),\tag{A.25}$$

Logo, aplicando a regra da cadeia do lado direito de (A.25), tem-se

$$\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}\mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{T}_{dq0}^{-1}\dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t) = \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{u}_{dq0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{w}_{dq0}(t),\tag{A.26}$$

Isolando o vetor $\dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t)$ tem-se

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t) = -\mathbf{T}_{dq0}\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}\mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{T}_{dq0}\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{u}_{dq0}(t) + \mathbf{T}_{dq0}\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}\mathbf{w}_{dq0}(t),\tag{A.27}$$

A representação do sistema por espaço de estados em coordenadas $dq0$ pode então ser escrita como

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t) = \mathbf{A}_{dq0}\mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{B}_{dq0}\mathbf{u}_{dq0}(t) + \mathbf{F}_{dq0}\mathbf{w}_{dq0}(t),\tag{A.28}$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{B}_{dq0} &= \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}, \\ \mathbf{F}_{dq0} &= \mathbf{F}_{\alpha\beta 0},\end{aligned}\tag{A.29}$$

$$\begin{aligned}x_{dq0} &= \left[i_{dG1} \quad i_{qG} \quad i_{0G1} \quad i_{dG2} \quad i_{qG2} \quad i_{0G2} \quad i_{dM1} \quad i_{qM1} \quad i_{0M1} \quad i_{dM2} \quad i_{qM2} \quad i_{0M2} \right]^T, \\ u_{dq0} &= \left[v_{dG1} \quad v_{qG1} \quad v_{0G1} \quad v_{dG2} \quad v_{qG2} \quad v_{0G2} \quad v_{dM1} \quad v_{qM1} \quad v_{0M1} \quad v_{dM2} \quad v_{qM2} \quad v_{0M2} \right]^T, \\ v_{dq0} &= \left[v_{dG} \quad v_{qG} \quad v_{0G} \quad v_{dM} \quad v_{qM} \quad v_{0M} \right]^T,\end{aligned}\tag{A.30}$$

$$\mathbf{A}_{dq0} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_G & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_G & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_G & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_G & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.31})$$

A Figura A.3 apresenta o modelo elétrico em coordenadas $dq0$, obtido a partir do modelo em espaço de estados.

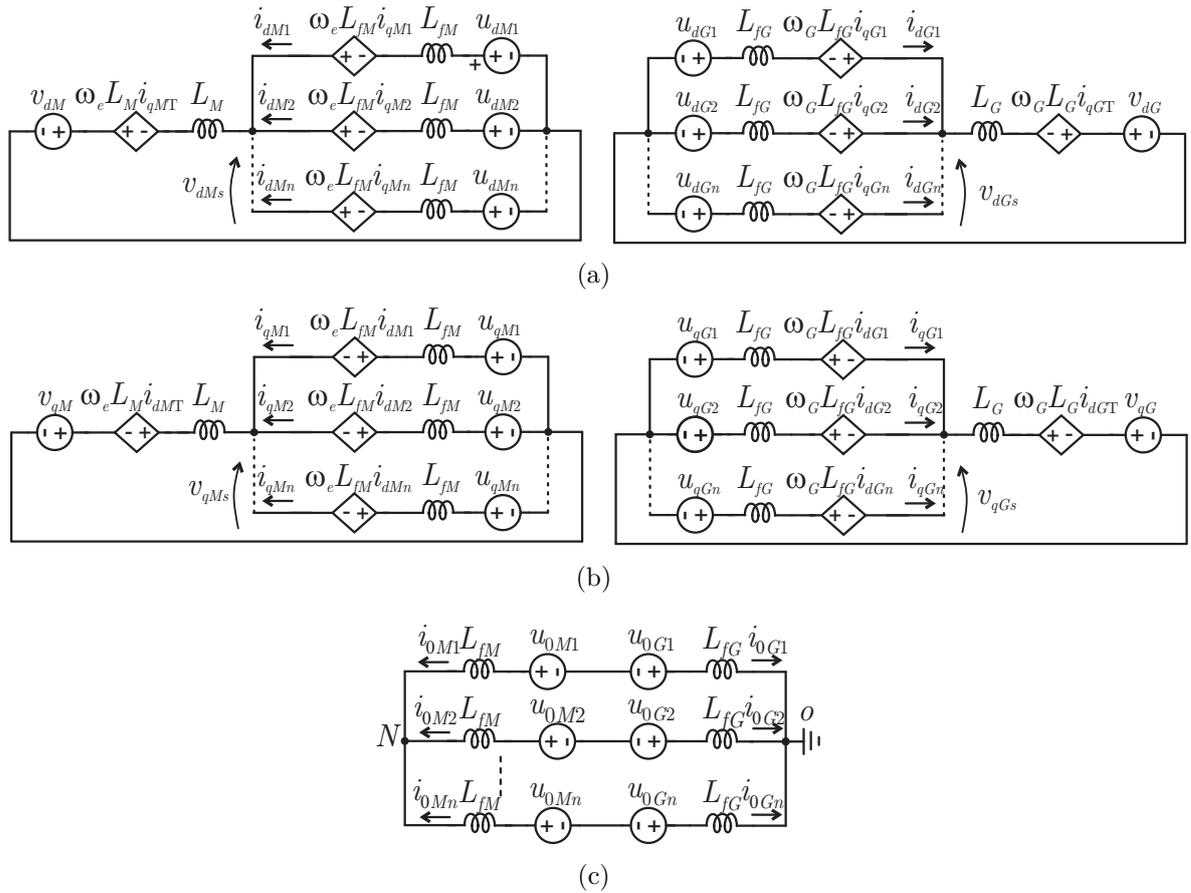


Figura A.3 – Modelo elétrico dos conversores em paralelo em coordenadas $dq0$, (a) coordenada d , (b) coordenada q , (c) coordenada 0 .

APÊNDICE B – EQUAÇÕES DE ESTADO DA PLANTA CONSTITUÍDA DE CONVERSORES, FILTRO L E GERADOR

Neste apêndice será apresentado o modelo elétrico dos conversores e do gerador PMSG. Para obter este modelo, primeiramente serão obtidas as equações dinâmicas do gerador em coordenadas abc e em coordenadas dq . Posteriormente, será obtido o modelo dos conversores em paralelo conectados ao gerador em coordenadas dq . Finalmente estes dois modelos serão unidos e formarão o modelo dinâmico completo.

B.1 Modelo elétrico do gerador síncrono de ímãs permanentes-PMSG

Nesta seção, será apresentado o modelo elétrico do PMSG em coordenadas estacionárias abc e coordenadas síncronas dq . O estator do PMSG possui três enrolamentos distribuídos senoidalmente e defasados 120 graus cada (KRAUSE, 1986), (BOLDEA, 2005), (BERNARDES, 2009). Os enrolamentos são representado por uma resistência R_s e indutâncias L_a , L_b e L_c . O circuito do rotor e composto por elementos magnéticos como mostrado na Figura B.1.

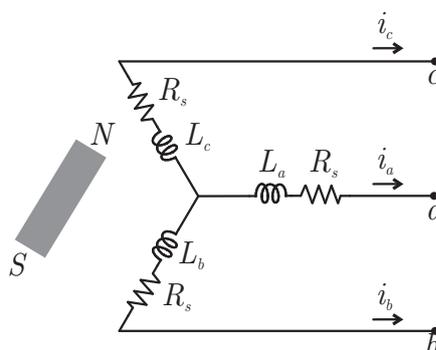


Figura B.1 – Modelo do do Gerador síncrono de ímãs permanentes.

O modelo dinâmico do PMSG em coordenadas abc é dado por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}, \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{pm_a} \\ \psi_{pm_b} \\ \psi_{pm_c} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.2})$$

onde M_{ij} é a indutância mútua entre as fases, i e j representam a , b ou c . As indutâncias são expressas, em função do ângulo elétrico θ_e entre o eixo d do rotor e o eixo q do estator:

$$\begin{aligned} L_a &= L_0 + L_m \cos(2\theta_e), \\ L_b &= L_0 + L_m \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), \\ L_c &= L_0 + L_m \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{ab} &= -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right), \\ M_{bc} &= -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos(2\theta_e), \\ M_{ac} &= -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

onde L_0 e L_m são representam as indutâncias do gerador. Por outro lado, os fluxos magnéticos ψ_{pm_a} , ψ_{pm_b} e ψ_{pm_c} variam senoidalmente com θ_e e são expressos por:

$$\begin{aligned} \psi_{pm_a} &= \psi_{pm} \cos(\theta_e), \\ \psi_{pm_b} &= \psi_{pm} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), \\ \psi_{pm_c} &= \psi_{pm} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

onde ψ_{pm} é o fluxo magnético máximo nas fases do estator. Portanto, (B.1)-(B.2) podem ser escritas respectivamente como:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \psi_{abc}, \quad (\text{B.5})$$

$$\psi_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \psi_{pm_{abc}}, \quad (\text{B.6})$$

sendo:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{abc} &= [v_a \quad v_b \quad v_c]^T, \\ \mathbf{i}_{abc} &= [i_a \quad i_b \quad i_c]^T, \\ \psi_{abc} &= [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^T, \\ \psi_{pm_{abc}} &= [\psi_{pm_a} \quad \psi_{pm_b} \quad \psi_{pm_c}]^T, \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

e

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad (\text{B.8})$$

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}.$$

Geralmente, o modelo trifásico do gerador apresentado cujas indutâncias são funções de θ_e , é transformado em um modelo bifásico onde as indutâncias são invariantes em relação a θ_e .

B.2 Modelo do PMSG em coordenadas síncronas dq

Uma mudança de variáveis do estator pode ser realizada a um plano de referência fixado no rotor, com isto é eliminada a variação das indutâncias em função do ângulo θ_e . A Figura B.2 mostra um referencial em eixos dq alinhados com os eixos magnéticos do rotor girando a uma velocidade angular elétrica ω_e .

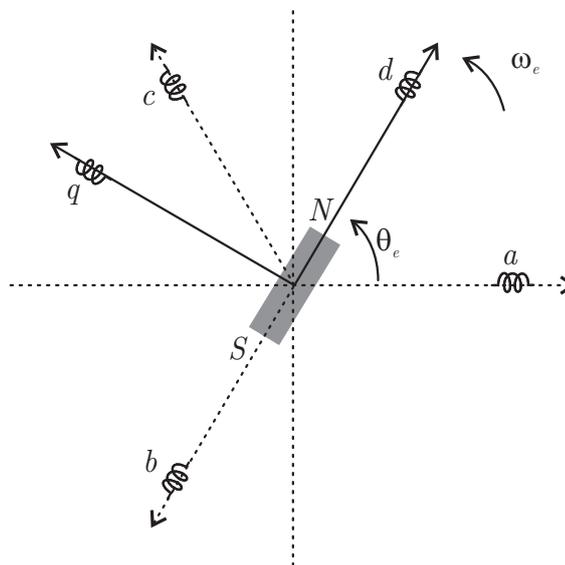


Figura B.2 – Referenciais abc e dq para o PMSG.

A mudança de variáveis de coordenadas abc para coordenadas dq pode ser escrita

como:

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{i}_{abc}, \quad (\text{B.9})$$

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{v}_{abc}, \quad (\text{B.10})$$

$$\psi_{dq} = \mathbf{T}_{dq0} \psi_{abc}, \quad (\text{B.11})$$

$$\psi_{pm_{dq}} = \mathbf{T}_{dq0} \psi_{pm_{abc}}, \quad (\text{B.12})$$

onde a matriz de transformação \mathbf{T}_{dq0} é expressa por:

$$\mathbf{T}_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.13})$$

A transformação empregada apresenta uma componente de eixo θ , além das componentes de eixos dq . Entretanto como o gerador trifásica é considerada equilibrada, esta componente é omitida. Os vetores de corrente, tensão e fluxo são expressos por:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dq} &= [i_{dM} \quad i_{qM}]^T, \\ \mathbf{v}_{dq} &= [v_{dM} \quad v_{qM}]^T, \\ \psi_{dq} &= [\psi_d \quad \psi_q]^T, \\ \psi_{pm_{dq}} &= [\psi_{pm_d} \quad \psi_{pm_q}]^T. \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

Além disso, considera-se que o fluxo magnético está alinhado com o eixo d . Portanto, $\psi_{pm_q} = 0$, e $\psi_{pm_d} = \psi_{pm}$.

As transformações (B.9)-(B.12) substituídas em (B.5) resultam em

$$\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{v}_{dq} = \mathbf{R}_s \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \psi_{pm_{dq}} \right) \quad (\text{B.15})$$

que pode ser expressa por

$$\mathbf{v}_{dq} = \left(\mathbf{T}_{dq0} \mathbf{R}_s \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \right) \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{T}_{dq0} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \right) \psi_{dq} + \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \left(\frac{d}{dt} \psi_{dq} \right). \quad (\text{B.16})$$

Assim, a equação de tensão em coordenadas síncronas pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} v_{dM} \\ v_{qM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}. \quad (\text{B.17})$$

Já, a expressão do fluxo (B.6) transformada para eixos dq pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dM} & 0 \\ 0 & L_{qM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{pm} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{B.18})$$

Substituindo (B.18) em (B.17), o modelo dinâmico do PMSG é obtido, ou seja

$$\begin{bmatrix} v_{dM} \\ v_{qM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_{qM} \\ \omega_e L_{dM} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} L_{dM} & 0 \\ 0 & L_{qM} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{pm} \end{bmatrix} \omega_e, \quad (\text{B.19})$$

onde:

$$\begin{aligned} L_{dM} &= \frac{3}{2}(L_0 - L_m), \\ L_{qM} &= \frac{3}{2}(L_0 + L_m). \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

Finalmente, o modelo dinâmico do PMSG na forma de equações em espaço de estados é dado por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{dM}} & \frac{\omega_e L_{qM}}{L_{dM}} \\ -\frac{\omega_e L_{dM}}{L_{qM}} & -\frac{R_s}{L_{qM}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dM}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qM}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dM} \\ v_{qM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_{pm}}{L_{qM}} \end{bmatrix} \omega_e. \quad (\text{B.21})$$

A Figura B.3 mostra o modelo do circuito equivalente em coordenadas síncronas:

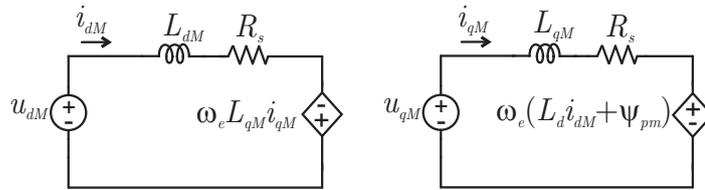


Figura B.3 – Circuito equivalente dq do gerador síncrono de ímã permanente.

B.3 Modelo elétrico dos conversores do lado do gerador e filtro de saída

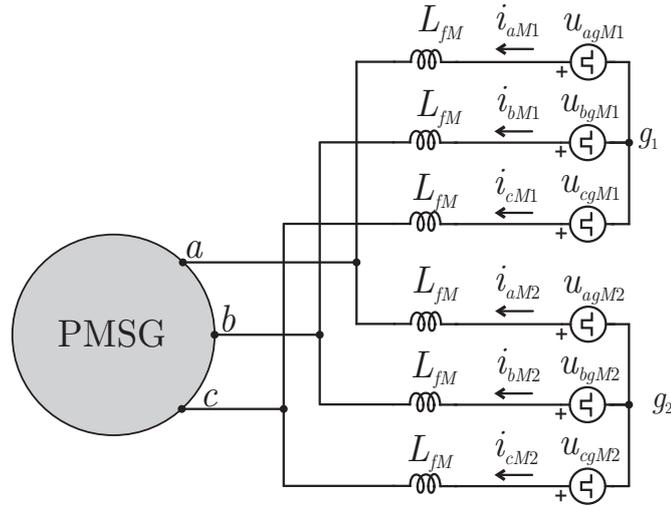
Seja um conjunto composto por dois conversores em paralelo cujo modelo elétrico é mostrado na Figura B.4. Considere que os terminais abc do filtro de saída esteja conectado a um sistema a três fios equilibrado, neste caso representado pelo gerador síncrono de ímãs permanentes (PMSG).

Para o sistema apresentado, em coordenadas abc , a seguinte equação de estados pode ser escrita

$$\mathbf{A}_{abc} \dot{x}_{abc} + \mathbf{B}_{abc} u_{abc} + \mathbf{F}_{abc} v_{abc} = 0, \quad (\text{B.22})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{abc} = L_{fM} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.23})$$


 Figura B.4 – Circuito equivalente em coordenadas abc dos conversores do lado do gerador.

$$\mathbf{B}_{abc} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{abc} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.24})$$

e ainda:

$$\begin{aligned} x_{abc} &= [i_{aM1} \ i_{bM1} \ i_{cM1} \ i_{aM2} \ i_{bM2} \ i_{cM2}]^T, \\ u_{abc} &= [v_{agM1} \ v_{bgM1} \ v_{cgM1} \ v_{agM2} \ v_{bgM2} \ v_{cgM2}]^T, \\ v_{abc} &= [v_{aM} \ v_{bM} \ v_{cM}]^T. \end{aligned} \quad (\text{B.25})$$

Aplicando as transformações $abc-dq$, o modelo em eixos síncronos pode ser descrito por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{dM1} \\ \dot{i}_{qM1} \\ \dot{i}_{dM2} \\ \dot{i}_{qM2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e & 0 & 0 \\ \omega_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & 0 & \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM1} \\ i_{qM1} \\ i_{dM2} \\ i_{qM2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{fM}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dM1} \\ u_{qM1} \\ u_{dM2} \\ u_{qM2} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{fM}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dM} \\ v_{qM} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.26})$$

B.4 Modelo elétrico dos conversores em paralelo conectados ao gerador

Os dois modelos em coordenadas dq : (i) conversores em paralelo e (ii) gerador

síncrono a imã permanente, podem ser agrupados de forma a resultar em um modelo completo, como será descrito a seguir. As correntes do gerador podem ser escritas como função das correntes dos conversores, ou seja

$$\begin{bmatrix} i_{dM} \\ i_{qM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM1} \\ i_{qM1} \\ i_{dM2} \\ i_{qM2} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.27})$$

Substituindo (B.27) em (B.19), pode-se escrever

$$\begin{bmatrix} v_{dM} \\ v_{qM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{dM}} & \frac{\omega_e L_{qM}}{L_{dM}} \\ -\frac{\omega_e L_{dM}}{L_{qM}} & -\frac{R_s}{L_{qM}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM1} \\ i_{qM1} \\ i_{dM2} \\ i_{qM2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dM}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qM}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{dM1} \\ i_{qM1} \\ i_{dM2} \\ i_{qM2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_{pm}}{L_{qM}} \end{bmatrix} \omega_e. \quad (\text{B.28})$$

Dessa forma, os estados considerados anteriormente como sendo as correntes do gerador, passam a ser agora as correntes dos conversores. Substituindo (B.28) em (B.26), obtém-se o modelo elétrico em coordenadas síncronas dos conversores e o PMSG, ou seja

$$\begin{bmatrix} u_{dM1} \\ u_{qM1} \\ u_{dM2} \\ u_{qM2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{fM} + L_{dM} & 0 & L_{dM} & 0 \\ 0 & L_{fM} + L_{qM} & 0 & L_{dM} \\ L_{dM} & 0 & L_{fM} + L_{dM} & 0 \\ 0 & L_{qM} & 0 & L_{fM} + L_{qM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{dM1} \\ i_{qM1} \\ i_{dM2} \\ i_{qM2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{pm} \\ 0 \\ \psi_{pm} \end{bmatrix} \omega_e + \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e(L_{fM} + L_{qM}) & R_s & -\omega_e L_{qM} \\ \omega_e(L_{fM} + L_{dM}) & R_s & \omega_e L_{qM} & R_s \\ R_s & -\omega_e L_{qM} & R_s & -\omega_e(L_{fM} + L_{qM}) \\ \omega_e L_{dM} & R_s & \omega_e(L_{fM} + L_{qM}) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dM1} \\ i_{qM1} \\ i_{dM2} \\ i_{qM2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.29})$$

Por sua vez, o modelo dinâmico em coordenadas dq em espaço de estados do PMSG conectado a dois conversores de potência pode ser escrito como

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{dM1} \\ i_{qM1} \\ i_{dM2} \\ i_{qM2} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{dqM} \begin{bmatrix} i_{dM1} \\ i_{qM1} \\ i_{dM2} \\ i_{qM2} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{dqM} \begin{bmatrix} u_{dM1} \\ u_{qM1} \\ u_{dM2} \\ u_{qM2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{pm} \\ 0 \\ \psi_{pm} \end{bmatrix} \frac{\omega_e}{L_{fM} + 2L_{qM}}, \quad (\text{B.30})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{dqM} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{fM}+2L_{dM}} & \frac{\omega_e(L_{fM}+L_{qM}+L_{dM})}{L_{fM}+2L_{dM}} & -\frac{R_s}{L_{fM}+2L_{dM}} & \frac{\omega_e(L_{qM}-L_{dM})}{L_{fM}+2L_{dM}} \\ \frac{\omega_e(L_{fM}+L_{dM}+L_{qM})}{L_{fM}+2L_{qM}} & -\frac{R_s}{L_{fM}+2L_{qM}} & \frac{\omega_e(L_{qM}-L_{dM})}{L_{fM}+2L_{qM}} & -\frac{R_s}{L_{fM}+2L_{qM}} \\ -\frac{R_s}{L_{fM}+2L_{dM}} & \frac{\omega_e(L_{qM}-L_{dM})}{L_{fM}+2L_{dM}} & -\frac{R_s}{L_{fM}+2L_{dM}} & \frac{\omega_e(L_{fM}+L_{qM}+L_{dM})}{L_{fM}+2L_{dM}} \\ \frac{\omega_e(L_{qM}-L_{dM})}{L_{fM}+2L_{qM}} & -\frac{R_s}{L_{fM}+2L_{qM}} & -\frac{\omega_e(L_{fM}+L_{qM}+L_{dM})}{L_{fM}+2L_{qM}} & -\frac{R_s}{L_{fM}+2L_{qM}} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.31})$$

e

$$\mathbf{B}_{dqM} = \begin{bmatrix} \frac{L_{fM}+L_{dM}}{(L_{fM}+2L_{dM})L_{fM}} & 0 & -\frac{L_{dM}}{(L_{fM}+2L_{dM})L_{fM}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{fM}+L_{qM}}{(L_{fM}+2L_{qM})L_{fM}} & 0 & -\frac{L_{qM}}{(L_{fM}+2L_{qM})L_{fM}} \\ -\frac{L_{dM}}{(L_{fM}+2L_{dM})L_{fM}} & 0 & \frac{L_{fM}+L_{dM}}{(L_{fM}+2L_{dM})L_{fM}} & 0 \\ 0 & -\frac{L_{qM}}{(L_{fM}+2L_{dM})L_{fM}} & 0 & \frac{L_{fM}+L_{qM}}{(L_{fM}+2L_{qM})L_{fM}} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.32})$$

Concluindo, o modelo do gerador, que anteriormente no Apêndice A foi considerado uma fonte de tensão conectada em série com uma indutância, pode ser reescrito como mostra a Figura B.5. Portanto o modelo dos conversores conectados ao PMSG é muito semelhante àquele apresentado no Apêndice A. Além disso, não há mudança no modelo do circuito da coordenada 0, desde que este envolve apenas parâmetros do filtro comum aos conversores conectados em paralelo.

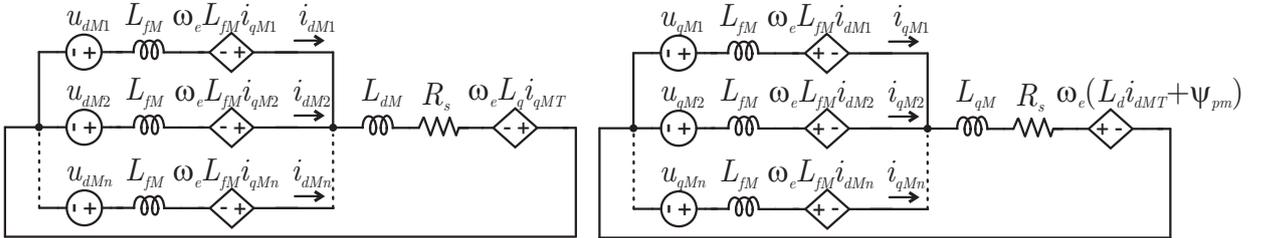


Figura B.5 – Circuito equivalente em coordenadas dq de conversores em paralelo junto com o PMSG.

APÊNDICE C – ARRANJO FLEXÍVEL PROPOSTO COM DOIS CONVERSORES DUPLOS

Este Apêndice apresenta a análise do arranjo flexível com dois conversor duplos ($n=2$), sendo que esta pode ser facilmente estendida para um número qualquer de conversores. São apresentadas as curvas de capacidade quanto aos limites de corrente e tensão, além da escolha dos modos de operação, e a definição das referências de potências para cada conversor de potência.

C.1 Curvas de capacidade quanto aos limites de corrente

As curvas de capacidade quanto aos limites de corrente para o arranjo flexível podem ser escritas como:

$$\begin{aligned}
 c_1 : P_T^2 + Q_T^2 - r^2 &= 0, \\
 c_2 : (2P_T)^2 + (2Q_T)^2 - r^2 &= 0, \\
 c_3 : (2P_T)^2 + \left(\frac{2}{3}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\
 c_4 : (2P_T)^2 + (Q_T)^2 - r^2 &= 0, \\
 c_5 : (2Q_T)^2 - r^2 &= 0, \\
 c_6 : (Q_T)^2 - r^2 &= 0, \\
 c_7 : \left(\frac{2}{3}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\
 c_8 : \left(\frac{1}{2}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0,
 \end{aligned} \tag{C.1}$$

onde $r = V_g I_{lim}$.

C.2 Escolha dos modos de operação

Uma vez que as curvas C.1 estão sobrepostas, isto é, um dado ponto do plano $P_T \times Q_T$ pode pertencer a mais do que uma região limitada pelas curvas de capacidade. Desta forma, adotando o critério para a escolha do modo de operação que apresente o menor número de módulos conversores ativos. Como resultado, os modos de operação são selecionados no plano $P_T \times Q_T$ como mostrado na Figura C.1, para o arranjo flexível proposto com $n = 2$.

A tabela C.1 abaixo mostra os modos de operação para o arranjo flexível de conversores com $n=2$.

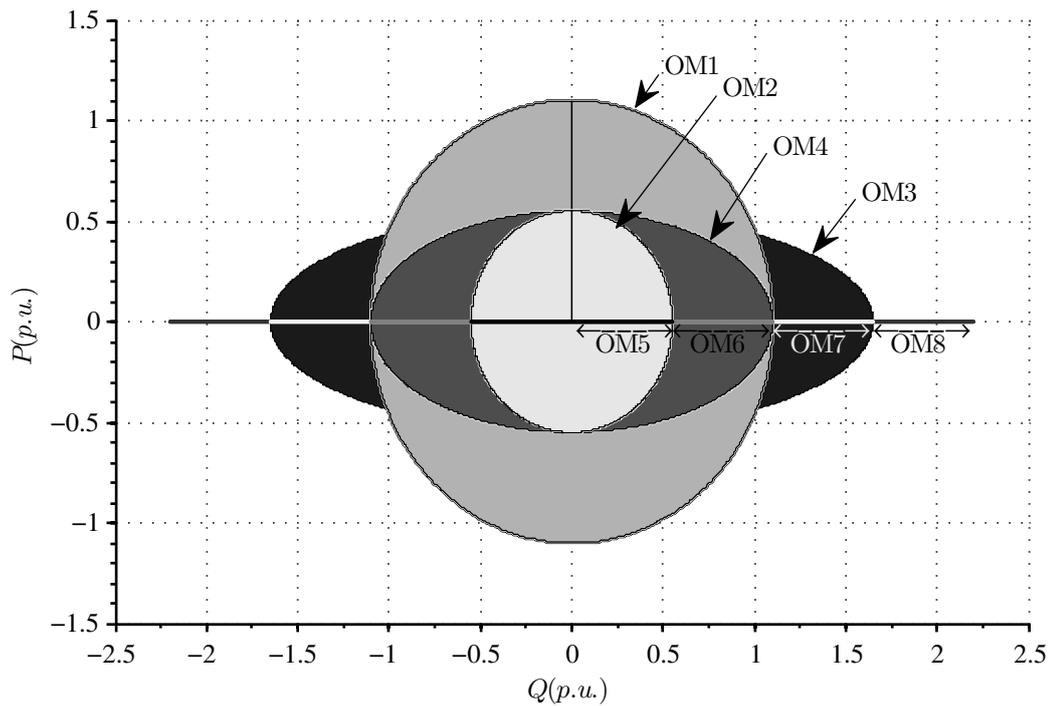


Figura C.1 – Seleção dos modos de operação para o arranjo flexível com $n = 2$.

Tabela C.1 – Modos de operação do arranjo flexível de conversores proposto ($n=2$).

| Modo de operação | Conversores conectados ao gerador | | Conversores conectados à rede | |
|------------------|-----------------------------------|--------------|-------------------------------|-----------------------------------|
| | N_G | redundâncias | N_M | redundâncias |
| OM0 | 0 | | 0 | |
| OM1 | 2 | {(M1,M2)} | 2 | {(G1,G2)} |
| OM2 (*) | 1 | {Mx} | 1 | {Gx} |
| OM3 (**) | 1 | {Mx} | 3 | {(Gx,Gy,My)} |
| OM4 (**) | 1 | {Mx} | 2 | {(Gx,Gy),(Gx,My)} |
| OM5 (*) | 0 | | 1 | {Gx,Mx} |
| OM6 (**) | 0 | | 2 | {(G1,G2),(M1,M2),(Gx,Mx),(Gx,My)} |
| OM7 (**) | 0 | | 3 | {(Gx,Gy,Mx),(Mx,My,Gx)} |
| OM8 | 0 | | 4 | {(G1,G2,M1,M2)} |

onde em (*), $x \in \{1, 2\}$,

em (**), $(x, y) \in \{(1, 2)\}$,

C.3 Definição das referências de potência

Como descrito já apresentado, as referências de potência para cada módulo conversor

são definidas de tal forma que não haja troca de potência reativa entre os diferentes módulos. Além disso, foi definido que o módulo das correntes de saída dos conversores conectados à rede são iguais, e o módulo das correntes de saída dos conversores conectados ao gerador são iguais, de forma que a temperatura de operação dos módulos conversores conectados a um mesmo lado (gerador ou rede) seja semelhante. Este Apêndice traz a determinação das referências de potência dos modos de operação do arranjo flexível de conversores. As referências de potência são estabelecidas de tal forma que os conversores do lado rede processem a mesma potência aparente e os conversores do lado do gerador também processem a mesma quantidade de potência aparente. Para o modo de operação 3 por exemplo, tem-se três conversores conectados à rede e um conversor conectado ao gerador. A referência de potência ativa para o conversor conectado ao gerador é dada por

$$P_{Mx} = P_T. \quad (C.2)$$

Por outro lado, a soma das referências de potência reativa para os conversores conectados à rede são iguais à potência reativa total

$$Q_{Gx} + Q_{Gy} + Q_{My} = Q_T. \quad (C.3)$$

As referências de potência para os conversores conectados à rede são estabelecidas de forma a igualar suas potências aparentes, ou seja

$$P_{Gx}^2 + Q_{Gx}^2 = Q_{Gy}^2 + Q_{My}^2. \quad (C.4)$$

Nesta situação, os conversores Q_{Gy} e Q_{My} processam apenas potência reativa, então suas referências potências são iguais $Q_{Gy} = Q_{My}$, logo pode ser feita a seguinte substituição de variáveis

$$2Q_{Gy} = Q_T - Q_{Gx}. \quad (C.5)$$

Substituindo(C.5) em (C.4)

$$P_{Gx}^2 + Q_{Gx}^2 = \left(\frac{Q_T - Q_{Gx}}{2} \right)^2, \quad (C.6)$$

onde chega-se às referências de potência reativa:

$$\begin{aligned} Q_{Gx} &= \frac{1}{3}Q_T + \frac{2}{3}\text{sign}(Q_T)\sqrt{Q_T^2 - 3P_T^2}, \\ Q_{Gy} = Q_{My} &= \frac{1}{2}(Q_T - Q_{Gx}). \end{aligned} \quad (C.7)$$

A Tabela C.2 mostra as referências de potência para todos os modos de operação do arranjo flexível proposto para $n=2$.

Tabela C.2 – Definição das referências de potência para todos os modos de operação do arranjo flexível proposto ($n=2$).

| | |
|--|--|
| Modo OM1 | Modo OM2 |
| $P_{M1} = P_{M2} = \frac{1}{2}P_T$ $Q_{G1} = Q_{G2} = \frac{1}{2}Q_T$ | $P_{Mx} = P_T$ $Q_{Gx} = Q_T$ |
| Modo OM3 | Modo OM4 |
| $P_{Mx} = P_T$ $Q_{Gx} = -\frac{1}{3}Q_T + \frac{2}{3}\text{sign}(Q_T)\sqrt{Q_T^2 - 3P_T^2}$ $Q_{Gy} = Q_{My} = \frac{1}{2}(Q_T - Q_{Gx})$ | $P_{Mx} = P_T$ $Q_{Gx} = \frac{Q_T^2 - P_T^2}{2Q_T}$ $Q_{Gy} = Q_T - Q_{Gx}$ |
| Modo OM5 | Modo OM6 |
| $Q_{Gx} = Q_T$ | $Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{2}Q_T$ |
| Modo OM7 | Modo OM8 |
| $Q_{Gx} = Q_{Gy} = Q_{Mx} = \frac{1}{3}Q_T$ | $Q_{Gx} = Q_{Gy} = Q_{Mx} = Q_{My} = \frac{1}{4}Q_T$ |

ANEXOS

ANEXO A – SINCRONIZAÇÃO DOS CONVERSORES ESTÁTICOS COM A REDE ELÉTRICA

A.1 Introdução

Para o propósito de operação, controle e geração de referências de conversores PWM trifásicos, estes necessitam ser sincronizados com a rede elétrica a partir do uso de um método de sincronização (CAMARGO; PINHEIRO, 2006), (CARDOSO et al., 2008). Como grande parte dos métodos de sincronização utilizados por conversores PWM trifásicos faz uso das medidas das tensões da rede elétrica como referência, o aumento das distorções nas tensões pode causar distorções nos sinais de sincronismo gerados por estes métodos, e, conseqüentemente provocar o aumento de distorções nas correntes geradas ou drenadas por estes conversores. Dentre algumas características desejáveis para o desenvolvimento de métodos de sincronização podem destacar-se as seguintes: rejeição de possíveis distorções harmônicas e desequilíbrios nas tensões da rede, bem como adaptabilidade a possíveis variações de frequência (SVENSSON, 2001), (BOYRA; THOMAS, 2011). Neste trabalho, é utilizado o método de sincronismo proposto por (CAMARGO; PINHEIRO, 2006), denominado referência síncrona de sequência positiva normalizada (NPSF- *Normalized Positive Sequence Synchronous reference Frame*). Este método resulta em bom desempenho com relação aos sinais de sincronismo gerados, ainda que as tensões da rede apresentem distorções harmônicas e desequilíbrios.

A.1.1 Método de sincronização em malha aberta para conversores PWM com a rede elétrica

Nesta seção, será descrito o método de sincronização NPSF, proposto por (CAMARGO; PINHEIRO, 2006), aplicado a conversores trifásicos a três fios conectados à rede. Em um sistema trifásico a três fios são necessárias as medidas de no mínimo duas tensões de linha, ou seja, o vetor das tensões de linha pode ser escrito como

$$\mathbf{v}_{l-l} = \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.1})$$

Geralmente, conversores estáticos são controlados por suas grandezas de fase, então uma

transformação das grandezas de linha para grandezas de fase pode ser realizada da seguinte forma

$$\mathbf{v}_{fase} = \mathbf{T}_{l-f} \mathbf{v}_{l-l}, \quad (\text{A.2})$$

onde

$$\mathbf{v}_{fase} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{l-f} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.3})$$

Considerando que as tensões da rede apresentem componentes de sequência negativa originárias de desequilíbrios, conseqüentemente os sinais de sincronismo podem apresentar distorções comprometem o conteúdo harmônico das correntes de saída. Para que os sinais de sincronismo apresentem apenas componentes de sequência positiva a teoria de componentes simétricas desenvolvida por (FORTESCUE, 1918) pode ser utilizada. A seguinte matriz complexa pode ser utilizada para extração da componente de sequência positiva na frequência fundamental

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & -1/6 & -1/6 \\ -1/6 & 1/3 & -1/6 \\ -1/6 & -1/6 & 1/3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1/6 & -1/6 \\ -1/6 & 0 & 1/6 \\ 1/6 & -1/6 & 0 \end{bmatrix} j = \mathbf{T}_{+R} + \mathbf{T}_{+I}j, \quad (\text{A.4})$$

onde o operador a rotaciona um fasor em um ângulo de 120° , a^2 rotaciona o fasor em um ângulo de 240° e o operador j equivale a uma rotação de um ângulo de 90° na segunda parcela do lado direito de (A.4). O vetor de tensões de sequência positiva por grandezas de fase na frequência fundamental pode ser escrito da seguinte forma

$$\mathbf{v}_{fase+}^f = \mathbf{T}_{+R} \mathbf{v}_{fase}^f + \mathbf{T}_{+I} S_{90} \left(\mathbf{v}_{fase}^f \right) \quad (\text{A.5})$$

, sendo que, o sobrescrito f e o subscrito $+$ representam a frequência fundamental e a componente de sequência positiva respectivamente. O termo S_{90} é um operador que implementa a defasagem relacionada ao operador j no domínio do tempo.

A fim de obter os sinais de sincronismo, o vetor das tensões da rede em coordenadas abc pode ser transformado para coordenadas $\alpha\beta$, ou seja

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{fase+}^f, \quad (\text{A.6})$$

onde

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \begin{bmatrix} v_{\alpha+}^f \\ v_{\beta+}^f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.7})$$

Assim o vetor de tensões de sequência positiva em coordenadas $\alpha\beta$ é dado por

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+R} \mathbf{T}_{l-f} \mathbf{v}_{l-l}^f + \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+I} S_{90} \left(\mathbf{T}_{l-f} \mathbf{v}_{l-l}^f \right), \quad (\text{A.8})$$

De forma simplificada, (A.8) pode ser reescrita como

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{M}_2 \left(-\mathbf{v}_{l-l}^f \right) + \mathbf{M}_1 S_{90} \mathbf{v}_{l-l}^f, \quad (\text{A.9})$$

onde as matrizes \mathbf{M}_1 e \mathbf{M}_2 são dadas por

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{6} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{6} \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

O vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ normalizado pode ser obtido, dividindo o mesmo por sua norma euclidiana, isto é

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f = \frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}. \quad (\text{A.11})$$

Os sinais seno e cosseno utilizados para sincronizar os conversores PWM trifásicos à rede, podem ser escritos em função de (A.11), ou seja

$$\text{sen}(\theta_+^f) = \frac{v_{\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}, \quad \text{cos}(\theta_+^f) = \frac{v_{\alpha+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}. \quad (\text{A.12})$$

O operador S_{90} pode ser obtido no domínio do tempo através de filtros passa-baixas, projetados para obtenção de um ganho unitário e uma defasagem de -90° no frequência fundamental. A função de transferência de 2ª ordem no domínio contínuo para o projeto dos filtros $LPF1$ e $LPF2$ é dada por

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (\text{A.13})$$

A Figura A.1 mostra um diagrama de blocos do método por estrutura de referência síncrona de sequência positiva normalizada.

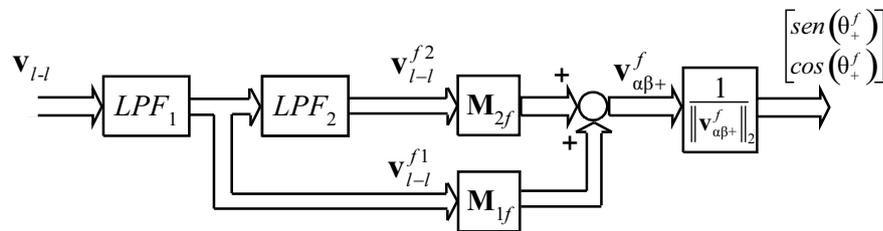


Figura A.1 – Diagrama de blocos do método por estrutura de referência síncrona de sequência positiva normalizada.

A função do filtro passa baixas, além de implementar o operador S_{90} , é de atenuar os componentes harmônicos presentes nas tensões da rede. O método de sincronismo completo, ainda inclui um algoritmo de adaptação de frequência para a correção de fase dos filtros $LPF1$ e $LPF2$ caso a frequência fundamental da rede varie.

ANEXO B – PROJETO DOS CONTROLADORES PI DE CORRENTE

O projeto dos controladores proporcional-integral de corrente de eixo direto e quadratura nesta Tese é realizado no domínio contínuo. Além disso, são considerados os indutores de filtro do lado da rede e do lado do gerador como planta, como será descrito a seguir.

A função de transferência do controlador PI no domínio contínuo pode ser escrita por:

$$G_{PI}(s) = K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s}. \quad (\text{B.1})$$

A planta do sistema, desprezando o acoplamento entre as correntes i_d e i_q e considerando o mesmo como sendo um distúrbio, é definida por

$$G_p(s) = \frac{1}{sL}, \quad (\text{B.2})$$

onde $L = L_{fG} + L_G$ associada aos conversores conectados à rede e $L = L_{fM} + L_M$ para os conversores conectados ao gerador. A função de transferência da planta incluindo o controlador PI em malha fechada considerando realimentação unitária, é dada por

$$G_{MF}(s) = \frac{sK_{Pi} + K_{Ii}}{Ls^2 + (K_{Pi})s + K_{Ii}}. \quad (\text{B.3})$$

A expressão B.3 pode ser dividida pelo termo L , e B.3 pode ser reescrita por

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{sK_{Pi}}{L} + \frac{K_{Ii}}{L}}{s^2 + \frac{(K_{Pi})}{L}s + \frac{K_{Ii}}{L}}, \quad (\text{B.4})$$

(B.4) representa um sistema de 2^a ordem no domínio s , tal que

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (\text{B.5})$$

Substituindo s em (B.5) por $j\omega_b$, onde ω_b é a largura de faixa da banda passante, obtém-se

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}. \quad (\text{B.6})$$

A largura de faixa ω_b é determinada por

$$20 \log G(j\omega_b) = -3\text{db}. \quad (\text{B.7})$$

Em lugar de -3 db, geralmente utiliza-se -3,01 db que corresponde a um ganho de 0,707. Assim,

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} = 0,707, \quad (\text{B.8})$$

cujo, módulo é definido por

$$\frac{\sqrt{(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_b)^2}} = 0,707. \quad (\text{B.9})$$

Por outro, lado a partir da expressão (B.9) é obtido

$$(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4 = 0,5 \left[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \right]. \quad (\text{B.10})$$

Reescrevendo a equação (B.10), tem-se

$$\omega_n^4 = 0,5 \left[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \right] - 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2. \quad (\text{B.11})$$

Dividindo ambos os lados da equação anterior por (B.11), obtém-se

$$1 = 0,5 \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right\} - 4\xi^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2. \quad (\text{B.12})$$

Com o objetivo de simplificação da equação (B.12) definiu-se que

$$b = \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2. \quad (\text{B.13})$$

Substituindo (B.13) em (B.12), tem-se que

$$1 = 0,5 \left[(1 - b)^2 + 4\xi^2 b \right] - 4\xi^2 b. \quad (\text{B.14})$$

A equação (B.14) pode ser reescrita por

$$0,5b^2 + (-2\xi^2 - 1)b - 0,5 = 0. \quad (\text{B.15})$$

Solucionando (B.15), obtém-se

$$b = 2\xi^2 + 1 \pm \sqrt{4\xi^4 + 4\xi^2 + 2}, \quad (\text{B.16})$$

que substituída em (B.12) resulta em

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}}}. \quad (\text{B.17})$$

A partir da função de transferência de (B.5), pode-se determinar o ganho K_{Pi} do controlador como

$$K_{Pi} = 2\xi\omega_n L. \quad (\text{B.18})$$

Substituindo (B.17) em (B.18), é obtida a equação para o projeto do ganho K_{Pi} , ou seja,

$$K_{Pi} = \frac{2\xi\omega_b L}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}}. \quad (\text{B.19})$$

Já, o ganho K_{Ii} é calculado por

$$K_{Ii} = \omega_n^2 L. \quad (\text{B.20})$$

Substituindo (B.17) em (B.20), obtém-se

$$K_{Ii} = \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \right)^2 L. \quad (\text{B.21})$$

onde, ξ e ω_b são, respectivamente, o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte em radianos por segundo do compensador respectivamente.

ANEXO C – DETERMINAÇÃO DAS PERDAS EM DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Este Anexo traz um algoritmo implementado para a determinação das perdas nos dispositivos semicondutores de potência. As perdas computadas são devidas à comutação e condução dos IGBTs, bem como a recuperação reversa dos diodos de potência. Além disso, são mostradas as curvas extraídas dos catálogos do fabricante dos semicondutores de potência e as interpolações destas curvas por meio de polinômios.

C.1 Algoritmo para determinação das perdas

A Figura C.1 mostra os possíveis estados de operação de uma perna de um conversor trifásico. A determinação das perdas em dispositivos interruptores de potência envolve o conhecimento dos sinais de comando de s_1 , s_2 e do sentido das correntes de saída i_x .

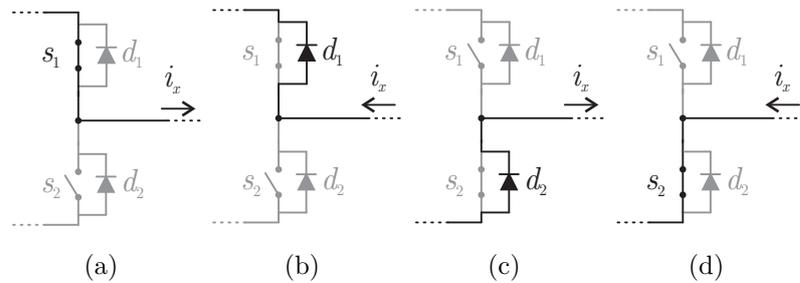


Figura C.1 – Possíveis estados de operação de uma perna do conversor: (a) $s = 1$ e $i_x > 0$, (b) $s = 1$ e $i_x < 0$, (c) $s = 0$ e $i_x > 0$, (d) $s = 0$ e $i_x < 0$, onde $s = s_1 = \bar{s}_2$.

De forma simplificada, os algoritmos a seguir demonstram o cálculo das perdas de condução e comutação para uma perna do conversor. Os valores de v_{ce} , v_f , E_{on} , E_{off} e E_{rec} são obtidos por meio de interpolações de curvas extraídas de catálogos do fabricante de semicondutores, que serão descritas nas próximas subseções.

Algoritmo para cálculo das perdas de comutação e recuperação reversa

Entrada: $i_x, a_5, a_4 \dots a_0$;

Saída: $P_{on} = \text{soma}[E_{on_{s1}}(1 \text{ até } n_{tp})]f/n_c + \text{soma}[E_{on_{s2}}(1 \text{ até } n_{tp})]f/n_c$;
 $P_{off} = \text{soma}[E_{off_{s1}}(1 \text{ até } n_{tp})]f/n_c + \text{soma}[E_{off_{s2}}(1 \text{ até } n_{tp})]f/n_c$;
 $P_{rec} = \text{soma}[E_{rec_{d1}}(1 \text{ até } n_{tp})]f/n_c + \text{soma}[E_{rec_{d2}}(1 \text{ até } n_{tp})]f/n_c$;

para $k_t \leftarrow 1$ **até** n_{tp} **faça**

$$E_{on}(k_t) = a_5|i_x(k_t)|^5 + a_4|i_x(k_t)|^4 + \dots + a_0 ;$$

$$E_{off}(k_t) = a_5|i_x(k_t)|^5 + a_4|i_x(k_t)|^4 + \dots + a_0 ;$$

$$E_{rec}(k_t) = a_5|i_x(k_t)|^5 + a_4|i_x(k_t)|^4 + \dots + a_0 ;$$

se $i_x \geq 0$ **e** $s(k_t) = 0$ **e** $s(k_t + 1) = 1$ **então**

$$| E_{on_{s1}}(k_t) = E_{on}(k_t);$$

$$| E_{rec_{d2}}(k_t) = E_{rec}(k_t);$$

senão se $i_x < 0$ **e** $s(k_t) = 0$ **e** $s(k_t + 1) = 1$ **então**

$$| E_{off_{s2}}(k_t) = E_{off}(k_t);$$

senão se $i_x \geq 0$ **e** $s(k_t) = 1$ **e** $s(k_t + 1) = 0$ **então**

$$| E_{off_{s1}}(k_t) = E_{off}(k_t);$$

senão se $i_x < 0$ **e** $s(k_t) = 1$ **e** $s(k_t + 1) = 0$ **então**

$$| E_{on_{s2}}(k_t) = E_{on}(k_t);$$

$$| E_{rec_{d1}}(k_t) = E_{rec}(k_t);$$

fim

fim

Algoritmo para cálculo das perdas de condução

Entrada: $i_x, a_5, a_4 \dots a_0$;

Saída: $P_{conds} = \text{soma}[P_{cond_{s1}}(1 \text{ até } n_{tp})]/n_{tp} + \text{soma}[P_{cond_{s2}}(1 \text{ até } n_{tp})]/n_{tp}$;
 $P_{condd} = \text{soma}[P_{cond_{d1}}(1 \text{ até } n_{tp})]/n_{tp} + \text{soma}[P_{cond_{d2}}(1 \text{ até } n_{tp})]/n_{tp}$;

para $k_t \leftarrow 1$ **até** n_{tp} **faça**

$$v_{ce}(k_t) = a_5|i_x(k_t)|^5 + a_4|i_x(k_t)|^4 + \dots + a_0 ;$$

$$v_f(k_t) = a_5|i_x(k_t)|^5 + a_4|i_x(k_t)|^4 + \dots + a_0 ;$$

se $i_x \geq 0$ **e** $s = 1$ **então**

$$| P_{cond_{s1}}(k_t) = v_{ce}(k_t) |i_x(k_t)|;$$

senão se $i_x \geq 0$ **e** $s = 0$ **então**

$$| P_{cond_{d2}}(k_t) = v_f(k_t) |i_x(k_t)|;$$

senão se $i_x < 0$ **e** $s = 0$ **então**

$$| P_{cond_{s2}}(k_t) = v_{ce}(k_t) |i_x(k_t)|;$$

senão se $i_x < 0$ **e** $s = 1$ **então**

$$| P_{cond_{d1}}(k_t) = v_f(k_t) |i_x(k_t)|;$$

fim

fim

É importante mencionar que, o cálculo das perdas é implementado discretamente em instantes de amostragem k_t com período de cerca de 500 vezes menor que o período de amostragem dos sinais utilizados para modulação e controle. Ainda, n_{tp} é o número total de pontos da simulação, f é a frequência fundamental da tensão de saída sintetizada e n_c é o número de ciclos da tensão de frequência fundamental.

C.2 Curvas dos dispositivos semicondutores para determinação das perdas

Neste trabalho, para o cálculo das perdas, foram utilizadas curvas extraídas dos catálogos do fabricante de semicondutores *Infineon*. A partir desses dados, interpolações matemáticas são realizadas. Por outro lado, as funções matemáticas que interpolam os pontos obtidos a partir do catálogo do fabricante, são os seguintes polinômios de quinta ordem:

$$\begin{aligned}
 v_{ce}(k_t) &= a_5|i_c(k_t)|^5 + a_4|i_c(k_t)|^4 + a_3|i_c(k_t)|^3 + a_2|i_c(k_t)|^2 + a_1|i_c(k_t)| + a_0 \\
 v_F(k_t) &= a_5|i_F(k_t)|^5 + a_4|i_F(k_t)|^4 + a_3|i_F(k_t)|^3 + a_2|i_F(k_t)|^2 + a_1|i_F(k_t)| + a_0 \\
 E_{on}(k_t) &= a_5|i_c(k_t)|^5 + a_4|i_c(k_t)|^4 + a_3|i_c(k_t)|^3 + a_2|i_c(k_t)|^2 + a_1|i_c(k_t)| + a_0 \\
 E_{off}(k_t) &= a_5|i_c(k_t)|^5 + a_4|i_c(k_t)|^4 + a_3|i_c(k_t)|^3 + a_2|i_c(k_t)|^2 + a_1|i_c(k_t)| + a_0 \\
 E_{rec}(k_t) &= a_5|i_F(k_t)|^5 + a_4|i_F(k_t)|^4 + a_3|i_F(k_t)|^3 + a_2|i_F(k_t)|^2 + a_1|i_F(k_t)| + a_0
 \end{aligned} \tag{C.1}$$

Visto que a potência adotada para cada módulo conversor é 1 MW e a tensão de linha 400V, a corrente de saída resultante para o conversor com duas pernas é 721 A por perna e para o conversor três pernas é 481 A por perna. Desta forma, para esta análise foram escolhidos os semicondutores: FZ600R12KE3 e FZ800R12KE3.

C.2.1 Módulo FZ600R12KE3

O módulo FZ600R12KE3 *Infineon* é constituído por IGBT com diodo em anti-paralelo, com características nominais de 1200 V de tensão v_{ce} máxima e corrente 600 A. A Figura C.2 refere-se a tensão de saturação coletor-emissor do IGBT e queda de tensão direta do diodo em função da corrente de saída.

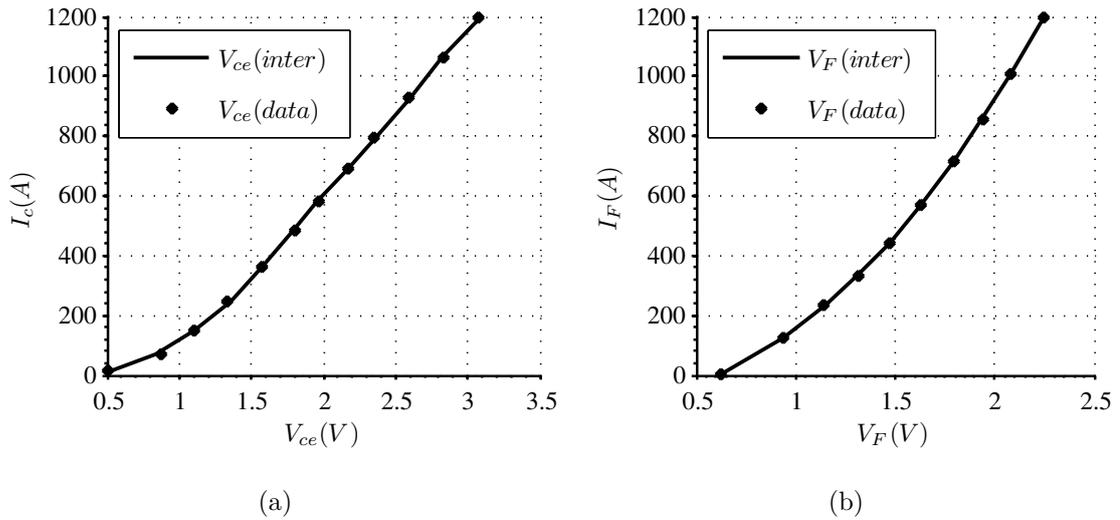


Figura C.2 – Tensão de saturação para FZ600R12KE3 ($T_j = 125C^\circ$): (a) IGBT, (b) Diodo.

A Figura C.3 refere-se à energia perdida em uma comutação de *turn-on* e *turn-off*, recuperação reversa do diodo em função da corrente de saída.

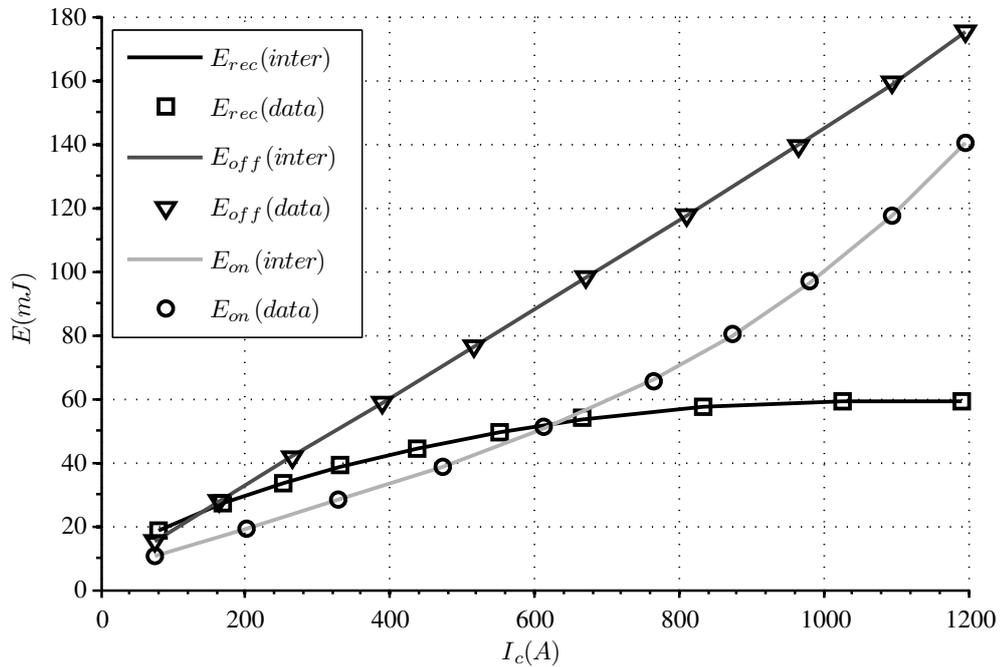


Figura C.3 – Energia perdida em comutação de *turn-on*, *turn-off* e recuperação reversa do diodo FZ600R12KE3 ($T_j = 125C^\circ$)

Nas Figuras acima, (*data*) representa os pontos obtidos do *datasheet* do fabricante e (*inter*) representa a curva interpolada através da função matemática. A Tabela C.3 apresenta os coeficientes dos polinômios de aproximação para cálculo das perdas do módulo FZ600R12KE3.

Tabela C.3 – Coeficientes dos polinômios de aproximação para cálculo das perdas do módulo FZ600R12KE3.

| | V_{ce} | V_F | E_{rec} | E_{off} | E_{on} |
|-------|--------------|--------------|---------------|---------------|--------------|
| a_5 | 6.7031e-15 | 712.9867e-18 | 63.1107e-15 | 86.5812e-15 | 6.4959e-15 |
| a_4 | -22.8452e-12 | -2.6384e-12 | -208.1328e-12 | -249.7748e-12 | 5.1337e-12 |
| a_3 | 29.0894e-09 | 3.9857e-09 | 268.2110e-09 | 263.7505e-09 | 24.7425e-09 |
| a_2 | -17.1406e-06 | -3.4705e-06 | -211.6545e-06 | -120.7520e-06 | -11.6191e-06 |
| a_1 | 6.4558e-03 | 2.8547e-03 | 138.9934e-03 | 160.6827e-03 | 69.1031e-03 |
| a_0 | 450.8524e-03 | 628.1161e-03 | 8.4312e+00 | 3.8182e+00 | 5.6219e+00 |

C.2.2 Módulo FZ800R12KE3

O módulo FZ800R12KE3 *Infineon* é constituído por IGBT com diodo em anti-paralelo, com características nominais de 1200 V de tensão v_{ce} máxima e corrente 800 A. A figura C.4 refere-se a tensão de saturação coletor-emissor do IGBT e queda de tensão direta do diodo em função da corrente de saída.

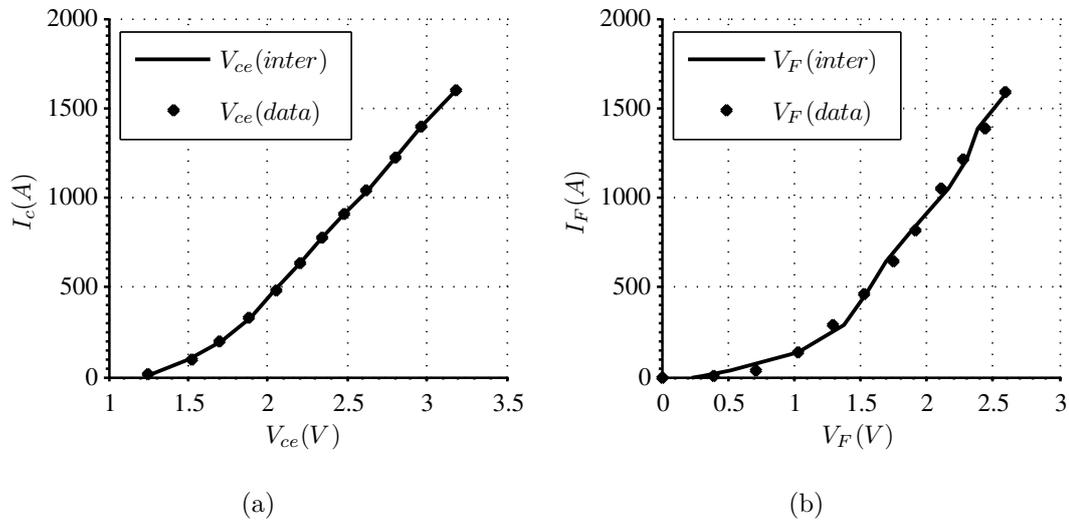


Figura C.4 – Tensão de saturação para FZ800R12KE3 ($T_j = 125^\circ\text{C}$): (a) IGBT, (b) Diodo.

A Figura C.5 refere-se à energia perdida em uma comutação de *turn-on* e *turn-off*, recuperação reversa do diodo em função da corrente de saída.

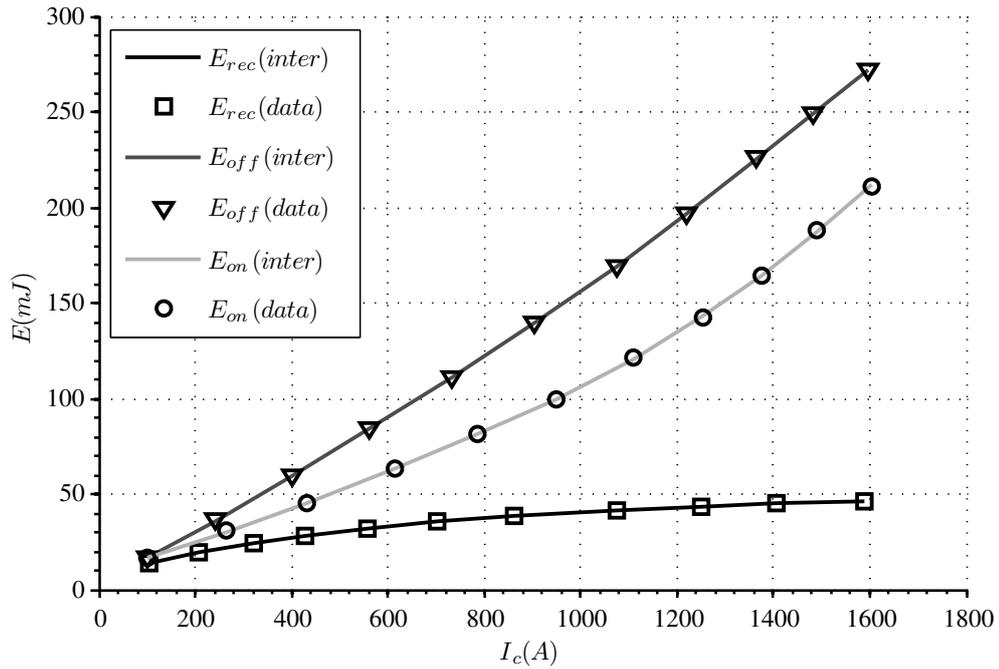


Figura C.5 – Energia perdida em comutação de *turn-on*, *turn-off* e recuperação reversa do diodo FZ800R12KE3 ($T_j = 125C^\circ$)

A Tabela C.4 apresenta os coeficientes dos polinômios de aproximação para cálculo das perdas do módulo FZ600R12KE3.

Tabela C.4 – Coeficientes dos polinômios de aproximação para cálculo das perdas do módulo FZ800R12KE3.

| | V_{ce} | V_F | E_{rec} | E_{off} | E_{on} |
|-------|-------------|--------------|---------------|---------------|---------------|
| a_5 | 1.0286e-15 | 3.8632e-15 | 15.3162e-15 | -27.0083e-15 | -26.1283e-15 |
| a_4 | -4.7318e-12 | -17.2492e-12 | -71.2801e-12 | 107.6539e-12 | 121.4232e-12 |
| a_3 | 8.1615e-09 | 28.4378e-09 | 129.2838e-09 | -147.3094e-09 | -178.6310e-09 |
| a_2 | -6.5444e-06 | -21.3216e-06 | -126.2801e-06 | 103.9209e-06 | 129.2577e-06 |
| a_1 | 3.4430e-03 | 8.1514e-03 | 88.1824e-03 | 114.8303e-03 | 49.6391e-03 |
| a_0 | 1.2252e+00 | 229.7526e-03 | 5.6215e+00 | 4.0544e+00 | 10.5073e+00 |