

**Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos  
Conectados a Geradores Síncronos a Ímãs Permanentes  
em Sistemas de Conversão de Energia Eólica**

**Daniel Augusto Figueirêdo Collier**



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Daniel Augusto Figueirêdo Collier

**MODELAGEM E CONTROLE DE RETIFICADORES  
PWM TRIFÁSICOS CONECTADOS A GERADORES  
SÍNCRONOS A ÍMÃS PERMANENTES EM SISTEMAS  
DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA**

Florianópolis  
2011



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Daniel Augusto Figueirêdo Collier

**MODELAGEM E CONTROLE DE RETIFICADORES  
PWM TRIFÁSICOS CONECTADOS A GERADORES  
SÍNCRONOS A ÍMÃS PERMANENTES EM SISTEMAS  
DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.

Co-orientador: Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.

Florianópolis

2011

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária  
da  
Universidade Federal de Santa Catarina

C699m Collier, Daniel Augusto Figueirêdo  
Modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos  
conectados a geradores síncronos a ímãs permanentes em  
sistemas de conversão de energia eólica [dissertação] /  
Daniel Augusto Figueirêdo Collier ; orientador, Marcelo Lobo  
Heldwein. - Florianópolis, SC, 2011.  
378 p.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Correntes elétricas. 3.  
Controladores elétricos. 4. Força eólica. 5. Energia - Fontes  
alternativas. 6. Energia elétrica - Produção. I. Heldwein,  
Marcelo Lobo. II. Universidade Federal de Santa Catarina -  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

Daniel Augusto Figueirêdo Collier

**MODELAGEM E CONTROLE DE RETIFICADORES  
PWM TRIFÁSICOS CONECTADOS A GERADORES  
SÍNCRONOS A ÍMÃS PERMANENTES EM SISTEMAS  
DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 27 de setembro de 2011.

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.  
Orientador

Banca Examinadora:

---

Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.  
Co-orientador

---

Eng. Nelson Zeni Júnior, M. Sc.

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

---

Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.





*Em especial, aos meus pais, meu  
irmão e meus padrinhos.*



## Agradecimentos

À minha família pelo apoio e incentivo, que mesmo de longe, sempre estiveram presentes. Em especial à minha mãe, meu pai, meu irmão, minha tia Salete, meus primos Bruno, Natália e Anita. E, àqueles que já se foram, mas estarão sempre no coração, tio Geraldo e tia Sônia, meus padrinhos.

Ao Prof. Marcelo Lobo Heldwein, meu orientador, sou muito grato pela excelente orientação, paciência, dedicação e confiança. Seu entusiasmo com a eletrônica de potência é contagioso.

Ao meu co-orientador, Prof. Daniel Juan Pagano, pelas sugestões e críticas, e por entender a dificuldade de tratar tantos temas distintos em um único trabalho. Queremos mais controle na eletrônica de potência e mais eletrônica de potência no controle.

Ao Prof. Ivo Barbi por toda sua dedicação ao ensino e desenvolvimento da Eletrônica de Potência. Agradeço à sua atenção e conhecimentos transmitidos.

Aos membros da banca examinadora pelos comentários e críticas feitos. Agradeço a atenção, tempo dedicado, diversas sugestões e comentários do Eng. Nelson Zeni Júnior, sua percepção prática é foi fantástica.

Aos professores dos programas de pós-graduação em engenharia elétrica e de automação e sistemas, em especial aos professores do INEP (Perin, Denizar, Kassick, Hari, Ivo, Fagundes, Lobo e Mussa), Julio Elias Normey Rico, Daniel Juan Pagano, José Carlos Moreira Bermudez e Kátia Campos de Almeida pelos ensinamentos transmitidos ao longo do mestrado e da graduação.

Ao doutorando Márcio Silveira Ortmann, pelas discussões e parceira no desenvolvimento do trabalho que resultou na patente apresentada neste trabalho. Além disso, pela amizade, convivência e cervejas com os amigos da turma “não muito boa”.

Aos amigos de fora do INEP, e em especial, Bobby Zeniti Sinzato, Clariana Junqueira, Daniel Fernandes de Souza, Juliane Silva de Al-

meida, Paula Balerini Elias, Marco Antônio Vargas Sandi, Pablo Valério Polônia e Tatiane Goularte, pelos momentos compartilhados juntos.

Aos companheiros de sala, Alessandro Luiz Batschauer e Joselito Anastácio Heerdt, por nunca perderem uma piada, amizade, convivência e conhecimentos compartilhados.

Aos amigos da graduação da turma EEL041 (“A raça são foda”) um grande abraço. E, em especial, à Daiana dos Anjos, Patrícia Cristina Maiola e Thais Alessandra Brunetta, um grande beijo. Saudades.

À minha turma de mestrado, Adriano Ruseler, Daniel Córdova Roth, Guilherme Brunel Martins, Jackson Lago, Marcos Tadeu Coelho, Paulo Augusto Garcia Tatim e Walbemark dos Santos, pela convivência e amizade.

Aos amigos da turma “não muito boa”, André De Bastiane Lange, Bruno da Silva Nora, Daniel Flores Cortez, Daniel Körbes, Leonardo Severo e Rafael Reis Ramos, pela amizade, brincadeiras e convivência.

Aos demais amigos e colegas do INEP, à turma “do Ceará”, Roberto Francisco Coelho, Telles Brunelli Lazzarin e Tiago Kommers Jappe, pelos mais diversos motivos.

À todos os funcionários do INEP, por propiciarem as condições para a realização deste trabalho.

À UFSC e à CAPES, pela oportunidade e auxílio financeiro.

*“Education is the most powerful weapon which you can use to change the world.”*

Nelson Mandela

*“Stay hungry, stay foolish.”*

Steve Jobs



## Resumo

No século XXI, mudanças são esperadas nas formas em que a produção de energia ocorre. Com o desenvolvimento de novas tecnologias, o custo da eletricidade a partir da geração eólica caiu mais de 80% durante os últimos anos. A geração de energia através de sistemas de conversão de energia eólica representará uma parcela considerável da energia elétrica gerada. Nesse contexto, turbinas eólicas equipadas com geradores síncronos a ímãs permanentes apresentam vantagens importantes sobre outros tipos de geradores. No entanto, esses geradores precisam ser conectados a uma rede de distribuição através de conversores estáticos de capacidade nominal. Estes conversores permitem que o sistema de conversão de energia eólica seja utilizado em seu ponto ideal de operação a todo instante. Além disto, os conversores estáticos modernos garantem a melhoria da qualidade da energia gerada e que esta seja transmitida à rede com alto rendimento de conversão e de maneira confiável e flexível. Este trabalho propõe uma nova estratégia de controle de corrente de alto desempenho e elevado fator de potência. A estratégia proposta baseia-se na técnica de autocontrole de corrente para retificadores PWM trifásicos, incrementando-a no que diz respeito à compensação de reativos no gerador. Utiliza-se um estágio retificador PWM trifásico robusto e com baixas perdas de condução. Este retificador é analisado e um esquema apropriado de modulação vetorial é proposto. O sistema de conversão de energia eólica é estudado por simulações numéricas e a técnica de controle de corrente proposta é verificada também de forma experimental em um protótipo de laboratório de 6,5 kVA.

Palavras-chave: autocontrole de corrente, controle digital, gerador síncrono a ímãs permanentes, modelagem, modulação vetorial, PLL, retificador PWM trifásico, sistema de conversão de energia eólica.





# Abstract

Electric energy generation is expected to undergo important changes at the XXI century. The cost of wind energy electricity generation has dropped more than 80% lately due to the development of new conversion technologies. Energy generation through WECS (wind energy conversion systems) is expected to supply a considerable amount of electricity. In this context, wind turbines equipped with permanent magnet synchronous generators (PMSG) present relevant advantages over other types of electric generators. However, PMSGs must be connected to full-scale power electronic converters that provide a suitable interface to the power grid. These converters allow a WECS to be operated at its maximum power at each time instant. Furthermore, modern power converters guarantee high power quality, high conversion efficiency levels, reliability and flexibility. This work proposes a novel high performance/power factor PMSG current control technique. The proposed control technique is based on the current self-control applied to three-phase rectifiers and improves it by including a reactive power compensation for the PMSG. A three-phase PWM rectifier is employed to achieve robustness and low conduction losses. The analysis of such a rectifier in a WECS is presented along with the proposal of an appropriate space vector modulation scheme. The analyzed WECS is theoretically modeled and tested through computer simulations and the proposed current control technique is experimentally verified in a 6.5 kVA lab-prototype.

Keywords: current self-control, digital control, modeling, permanent magnet synchronous generator, PLL, space vector modulation, three-phase PWM rectifier, wind energy conversion system.



## Lista de Figuras

1.1	Configuração do sistema de geração de energia eólica. . . . .	6
2.1	Moinho de vento holandês em Alkmaar, Holanda. . . . .	12
2.2	Cataventos para bombeamento d'água. . . . .	13
2.3	Primeiro túnel de vento desenvolvido por Pour la Cour. . . . .	14
2.4	Primeira turbina de megawatts construída nos EUA em 1941. . . . .	15
2.5	Evolução no tamanho das turbinas eólicas de 1980 até 2005. . . . .	16
2.6	Turbinas eólicas de diferentes aspectos construtivos. . . . .	17
2.7	Turbina eólica para carregamento de baterias. . . . .	18
2.8	Turbinas eólicas no Parque Eólico do Rio do Fogo, RN. . . . .	18
2.9	Componentes de uma turbina eólica moderna. . . . .	19
2.10	Torre de uma turbina eólica moderna. . . . .	20
2.11	Tipos de parques eólicos. . . . .	21
2.12	Turbinas eólicas no Bahrain World Trade Center em Dubai. . . . .	21
2.13	Empresas globais e nacionais que atuam com GSIPs em WECSs. . . . .	22
2.14	Divisão de mercado entre as empresas fabricantes de arquiteturas de sistemas para WECSs. . . . .	23
2.15	Principais componentes de uma turbina eólica convencional. . . . .	24
2.16	Mapa tecnológico de aplicações em turbinas eólicas. . . . .	25
2.17	Conceito dinamarquês para turbinas eólicas. . . . .	26
2.18	Turbinas eólicas com desacoplamento parcial da rede elétrica. . . . .	28
2.19	Turbinas eólicas com desacoplamento total da rede elétrica. . . . .	29
2.20	Índice de falhas nos componentes de uma turbina eólica. . . . .	31
2.21	Tempo de manutenção por componente de uma turbina eólica. . . . .	32
2.22	Taxa anual de falha dos componentes de uma turbina eólica. . . . .	32
3.1	Componentes do WECS que serão estudados nesse capítulo. . . . .	35
3.2	Incidência dos ventos na turbina eólica. . . . .	37
3.3	Incidência dos ventos na pá da turbina eólica. . . . .	37
3.4	Geração de fluxos turbulentos nas pás. . . . .	39
3.5	Fluxos de ar no volume de controle. . . . .	40

3.6	Curvas de extração de potência. . . . .	43
3.7	Curvas da potência extraída. . . . .	44
3.8	Curva de potência na operação ideal de uma turbina eólica. . . . .	46
3.9	Representação da conexão entre a turbina e o gerador. . . . .	47
3.10	Característica de $T \times \omega$ do controle por estol passivo. . . . .	49
3.11	Característica de $T \times \omega$ do controle por ângulo de passo. . . . .	51
3.12	Orientações do entreferro. . . . .	54
3.13	Orientações dos enrolamentos do estator. . . . .	54
3.14	Orientação dos ímãs permanentes. . . . .	55
3.15	Laminações do estator. . . . .	55
3.16	Máquina de fluxo axial com diversas camadas. . . . .	58
3.17	Máquina do tipo Torus sem ranhuras. . . . .	58
3.18	Direções dos fluxos na Torus. . . . .	59
3.19	Modelo do GSIP. . . . .	60
3.20	Convenção de sinais para modelagem do GSIP. . . . .	60
3.21	Circuito elétrico equivalente do GSIP. . . . .	61
3.22	Eixos do sistema de referência arbitrário. . . . .	66
3.23	Circuito equivalente do GSIP no plano $dq0$ . . . . .	69
3.24	Representação e obtenção dos fasores. . . . .	74
3.25	Diagrama fasorial para operação em regime permanente. . . . .	75
3.26	Circuito equivalente do GSIP em regime permanente senoidal. . . . .	75
3.27	Limites operacionais da máquina. . . . .	77
3.28	Retificador trifásico bidirecional. . . . .	79
3.29	Retificador trifásico unidirecional em delta. . . . .	80
3.30	Possíveis etapas de operação do VSR $_{\Delta}$ . . . . .	80
3.31	Configurações para implementação do interruptor bidirecional. . . . .	81
3.32	Circuito equivalente para modelagem do VSR. . . . .	83
3.33	Efeitos das portadoras sobre os VMQI. . . . .	87
3.34	Circuito equivalente do VSR no plano $dq0$ . . . . .	89
3.35	VSR com ponto médio servindo como referência. . . . .	90
3.36	Circuito equivalente do VSR conectado à rede elétrica no plano $dq0$ obtido a partir de variáveis de fase. . . . .	92
3.37	Circuito equivalente do GSIP conectado ao VSR no plano $dq$ . . . . .	93
3.38	Plano das tensões $\alpha\beta$ e regiões de modulação. . . . .	95
3.39	Estados topológicos do VSR $_{\Delta}$ para duas condições de corrente e com mesmo comando. . . . .	98
3.40	Definição dos setores de corrente. . . . .	99
3.41	Estados topológicos do VSR $_{\Delta}$ no setor $A_+$ . . . . .	100
3.42	Circuito equivalente do GSIP conectado ao VSR no plano $dq0$ . . . . .	103
3.43	Características $T \times \omega$ dos componentes do WECS. . . . .	105
3.44	Protótipo de laboratório para emulação do sistema eólico. . . . .	107

4.1	Neste capítulo será apresentado o modulador em destaque. . . . .	109
4.2	Inversor de tensão trifásico. . . . .	110
4.3	Mapas de vetores do inversor de tensão trifásico. . . . .	111
4.4	Setores de corrente e tensão. . . . .	111
4.5	Mapas de vetores do VSR $_{\Delta}$ . . . . .	112
4.6	Análise do VSR $_{\Delta}$ para os subsetores $6_{+}^A$ e $1_{+}^A$ . . . . .	113
4.7	Vetores disponíveis nos subsetores $6_{+}^A$ e $1_{+}^A$ . . . . .	113
4.8	Detalhe do mapa de vetores e vetor de referência como exemplo. . . . .	115
4.9	Possíveis sequências no subsetor $1_{+}^A$ . . . . .	118
4.10	Aplicação do vetor nulo para os casos em análise. . . . .	119
4.11	Sequências de comutação para a estratégia SVM I. . . . .	120
4.12	Tensões de linha geradas nos subsetores $1_{+}^A$ e $4_{+}^A$ . . . . .	121
4.13	Aplicação do vetor nulo para os casos restantes. . . . .	122
4.14	Ganho percentual de perdas em condução no MOSFET. . . . .	122
4.15	Ganho percentual de perdas em comutação no MOSFET. . . . .	123
4.16	Funções de razão cíclica para a estratégia SVM I. . . . .	125
4.17	Comparador para determinação dos tempos dos vetores. . . . .	126
4.18	Relação entre os tempos dos vetores e o plano $\alpha\beta$ . . . . .	126
4.19	Técnicas de amostragem na portadora triangular. . . . .	129
4.20	Diagramas de resposta em frequência do ZOH e do PWM $_{du}$ . . . . .	131
4.21	Atraso na corrente devido à implementação digital. . . . .	131
4.22	Atraso total em função da frequência síncrona. . . . .	133
4.23	Processo de inicialização do PLL $_N$ . . . . .	136
4.24	Representação gráfica do preditor linear aplicado nas correntes. . . . .	137
4.25	THDs das correntes com carga nominal. . . . .	138
4.26	THDs das correntes com carga mínima. . . . .	139
5.1	Inserção do controle do GSIP no WECS. . . . .	141
5.2	Modelo da máquina CC. . . . .	143
5.3	Orientação dos campos na máquina CC. . . . .	144
5.4	Exemplo de sistema de controle de torque para a máquina CC. . . . .	144
5.5	Orientação das correntes e fluxos no plano $dq$ . . . . .	146
5.6	Diagrama de blocos do FOC para o GSIP. . . . .	147
5.7	Diagrama de fluxo de potência do WECS. . . . .	153
5.8	Principais grandezas do WECS com controle ZADC, UPF e ME. . . . .	157
5.9	Pontos de operação utilizando o controle ZADC. . . . .	158
5.10	Potências para os métodos de otimização investigados. . . . .	159
5.11	Coefficiente de potência para os métodos de otimização investigados. . . . .	159
5.12	Potência mecânica no WECS em estudo. . . . .	160

5.13	Potência elétrica nos terminais no WECS em estudo. . . . .	160
5.14	Esforços de corrente nos semicondutores no WECS em estudo.	161
5.15	Perdas em comutação no WECS em estudo. . . . .	161
5.16	Perdas em condução no WECS em estudo. . . . .	162
5.17	Perdas totais do VSR $_{\Delta}$ no WECS em estudo. . . . .	162
5.18	Divisão das perdas no WECS em estudo. . . . .	163
5.19	Divisão detalhada das perdas no WECS em estudo. . . . .	163
6.1	Elementos do controle do GSIP. . . . .	165
6.2	Diagrama de blocos do sistema em malha aberta em $dq0$ . . .	168
6.3	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada em $dq0$ . .	168
6.4	Diagrama de blocos do considerando atrasos digitais em $dq0$ .	172
6.5	Diagrama de blocos para controle digital em $dq0$ . . . . .	173
6.6	Diagramas de respostas em frequência dos controladores em $dq0$ . . . . .	175
6.7	Lugar das raízes para a malha de controle de corrente no plano $dq0$ . . . . .	175
6.8	Diagrama de pólose zeros para a malha de controle de corrente no plano $dq0$ . . . . .	176
6.9	Respostas aos degraus de referências na malha de controle de corrente em $dq0$ . . . . .	176
6.10	Diagrama de blocos para controle de velocidade. . . . .	178
6.11	Diagramas de respostas em frequência do controle de velocidade. . . . .	181
6.12	Respostas aos degraus na malha de controle de velocidade. .	181
6.13	Diagrama de blocos para controle de tensão. . . . .	183
6.14	Diagrama de blocos dos modelos e dos sistemas de controle utilizados para simulação do WECS. . . . .	189
6.15	Correntes do GSIP na condição de potência mínima. . . . .	193
6.16	Correntes do GSIP na condição de potência nominal. . . . .	193
6.17	Perfil de vento para simulação da operação na região I. E, vento estimado pelo algoritmo de MPPT. . . . .	194
6.18	Velocidade mecânica da turbina eólica na operação da região I.	195
6.19	Coefficiente de potência da turbina na operação da região I. .	195
6.20	Curvas de potências resultantes na operação da região I. . .	195
6.21	Parâmetros adicionais do sistema na operação da região I. .	196
6.22	Perfil de vento para simulação da operação na região II. . .	196
6.23	Velocidade mecânica da turbina eólica na região II. . . . .	197
6.24	Curvas de potências resultantes na operação da região II. . .	197
6.25	Parâmetros adicionais do sistema na operação da região I. .	198

7.1	Exemplo de retificador monofásico do tipo <i>boost</i> . . . . .	202
7.2	Retificador monofásico operando com autocontrole. . . . .	203
7.3	Circuitos equivalentes do retificador monofásico com a técnica de autocontrole com compensação. . . . .	205
7.4	Diagrama de blocos do autocontrole com compensação para o retificador monofásico. . . . .	206
7.5	Circuito equivalente do retificador trifásico operando com autocontrole tradicional. . . . .	207
7.6	Geração das correntes em quadratura para o caso trifásico. . . . .	208
7.7	Diagrama de blocos do autocontrole com compensação para o retificador trifásico. . . . .	209
7.8	Largura de banda das técnicas de autocontrole em função dos parâmetros dos autovalores do sistema. . . . .	213
7.9	Circuito simulado do VSR para análise da modelagem. . . . .	215
7.10	Resultados de simulação do autocontrole tradicional. . . . .	215
7.11	Resultados de simulação do autocontrole com compensação. . . . .	216
7.12	Diagrama de blocos do autocontrole com compensação no GSIP. . . . .	221
7.13	Circuito equivalente do GSIP aplicando a técnica de autocontrole com compensação digital. . . . .	223
7.14	Circuito equivalente para análise da estabilidade do GSIP autocontrolado. . . . .	224
7.15	Diagrama de blocos para análise da estabilidade do GSIP autocontrolado digitalmente. . . . .	224
7.16	Potência mínima para estabilidade do autocontrole aplicado ao WECS. . . . .	226
7.17	Resultado de simulação para análise da estabilidade do autocontrole com compensação no VSR. . . . .	227
7.18	Resultado de simulação para análise da estabilidade do autocontrole tradicional no VSR. . . . .	227
7.19	Ganho do autocontrole com compensação em função dos pontos de operação. . . . .	228
7.20	Resistência equivalente em função dos pontos de operação. . . . .	229
7.21	Capacitância equivalente em função dos pontos de operação. . . . .	229
7.22	Largura de banda em função dos pontos de operação. . . . .	230
7.23	Correntes do GSIP obtidas por simulação na condição de potência mínima ( $v_w = 3$ m/s). . . . .	232
7.24	Correntes do GSIP obtidas por simulação na condição de potência nominal ( $v_w = 12$ m/s). . . . .	233
7.25	Curvas de potências resultantes na operação da região I. . . . .	233
7.26	Curvas de potências resultantes na operação da região II. . . . .	234

7.27	Velocidade mecânica da turbina na operação da região II. . . . .	234
7.28	Ângulo de entrada do retificador na operação da região II. . . . .	235
7.29	VSR $_{\Delta}$ utilizado para testes. . . . .	235
7.30	Configuração do VSR $_{\Delta}$ para testes. . . . .	236
7.31	Fluxograma do autocontrole de corrente empregado no DSC para testes. Os números romanos entre parênteses indicam a sequência em que o algoritmo é executado. . . . .	236
7.32	Resultado de simulação do autocontrole. Corrente $3i_{ab}$ e tensão $e_{ab}$ . . . . .	237
7.33	Resultado experimental do autocontrole. Corrente $3i_{ab}$ e tensão $e_{ab}$ . . . . .	237
7.34	Resultado experimental em detalhes do autocontrole. Corrente $3i_{ab}$ e tensão $e_{ab}$ . . . . .	238
7.35	Resultado experimental do autocontrole. Corrente $3i_{ab}$ e tensões $v_{ab}$ e $e_{ab}$ . . . . .	238
7.36	Resultado de simulação do autocontrole. Correntes de fase e tensões $v_{ab}$ e $v_{dc}$ . . . . .	239
7.37	Resultado experimental do autocontrole. Correntes de fase e tensões $v_{ab}$ e $v_{dc}$ . . . . .	239
7.38	Resultado de simulação do autocontrole. Corrente $3i_{ab}$ e tensão $e_{ab}$ . . . . .	240
7.39	Resultado experimental do autocontrole com compensação. Corrente $3i_{ab}$ e tensão $e_{ab}$ . . . . .	240
7.40	Resultado experimental em detalhes do autocontrole com compensação. Corrente $3i_{ab}$ e tensão $e_{ab}$ . . . . .	241
7.41	Resultado experimental do autocontrole com compensação. Corrente $3i_{ab}$ e tensões $v_{ab}$ e $e_{ab}$ . . . . .	241
7.42	Resultado de simulação do autocontrole com compensação. Correntes de fase e tensões $v_{ab}$ e $v_{dc}$ . . . . .	242
7.43	Resultado experimental do autocontrole com compensação. Correntes de fase e tensões $v_{ab}$ e $v_{dc}$ . . . . .	242
8.1	Principais assuntos estudados nesta dissertação. . . . .	245
I.1	VSR $_{\Delta}$ com ponto médio. . . . .	272
I.2	Correntes no interruptor bidirecional. . . . .	273
I.3	Representação da corrente instantânea em um interruptor no período de comutação. . . . .	275
I.4	Esforços de corrente nos semicondutores e no capacitor do barramento CC. . . . .	279
I.5	Esforços de corrente nos interruptores bidirecionais. . . . .	281



I.6	Perdas em condução em um MOSFET. . . . .	281
I.7	Correntes nos interruptores no subsetor $1_+^A$ . . . . .	282
I.8	Corrente $i_{S_{ab}}$ e as suas envoltórias nas duas estratégias. . . . .	284
I.9	Descrição matemática da portadora triangular. . . . .	286
I.10	Célula unitária do VSR $_{\Delta}$ para $M = 0,7$ e $\delta_i = 0$ . . . . .	290
I.11	Célula unitária do VSR $_{\Delta}$ para $M = 0,7$ e $\delta_i = 30^\circ$ . . . . .	290
I.12	Tensão de linha $v_{ab}$ obtida a partir da célula unitária. . . . .	291
I.13	Resultados teóricos e simulados das componentes harmônicas. . . . .	292
I.14	Componentes harmônicas da tensão de linha. . . . .	292
II.1	Diagrama de blocos do sistema em malha aberta. . . . .	296
II.2	Diagrama de blocos dos sistemas de controle do q-PLL. . . . .	298
II.3	Estrutura clássica para estudo de PLLs. . . . .	298
II.4	Diagrama de blocos do q-PLL. . . . .	299
II.5	Regiões de operação do PLL. . . . .	302
II.6	Diagrama de blocos para análise do PLL digital. . . . .	304
II.7	Avanços de fase na saída do PLL. . . . .	305
II.8	Diagramas de reposta em frequência da resposta à referência e à perturbação para o PLL aplicado às tensões da rede. . . . .	307
II.9	Respostas ao degraus para o PLL aplicado às tensões da rede. . . . .	307
II.10	Processos de sincronização do PLL aplicado às tensões da rede. . . . .	308
II.11	Diagramas de reposta em frequência da resposta à referência e à perturbação para o PLL aplicado às correntes do GSIP. . . . .	310
II.12	Lugar das raízes dos pólos de malha fechada de $\Delta\tilde{\theta}/\Delta\tilde{\theta}^*$ e de $\Delta\tilde{\theta}/\tilde{\omega}_q$ para variações de $k_X$ . . . . .	311
II.13	Diagrama de blocos do PLL $_N$ . . . . .	314
II.14	Técnicas para cálculo da amplitude do PLL. . . . .	315
II.15	Tensões de entrada sujeita a harmônicas. . . . .	318
II.16	Processo de sincronização do PLL e do PLL $_N$ . . . . .	319
II.17	Tensões reconstruídas a partir dos sinais dos PLLs. . . . .	319
II.18	PLLs sujeitos a perturbações de amplitude e de frequência. . . . .	320
II.19	PLLs sob perturbações simultâneas. . . . .	321
II.20	Fase do sinal de entrada e fase estimada pelo PLL $_N$ . . . . .	321
II.21	Detalhe da fase do sinal de entrada e fase estimada pelo PLL $_N$ . . . . .	322
III.1	Diagrama de blocos de um sistema controlado por um PI. . . . .	324
III.2	Diagrama de blocos do PI com anti- <i>windup</i> . . . . .	325
III.3	Diagrama de blocos para projeto da constante de tempo do anti- <i>reset windup</i> . . . . .	325
III.4	Diagrama de blocos do PI com anti- <i>reset windup</i> . . . . .	326
III.5	Diagrama de blocos do anti- <i>reset windup</i> para o PI digital. . . . .	327

III.6	Representação do limite no plano $dq$ . . . . .	328
III.7	Representação do vetor limitado no plano $dq$ . . . . .	329
III.8	Representação do vetor de função de razão cíclica. . . . .	330
III.9	Representação da técnica de limitação das razões cíclicas. . . . .	331
IV.1	Retificador VSR com interruptores do tipo IGBT. . . . .	334
IV.2	Modulador do VSR. . . . .	334
IV.3	Valores das correntes nos diodos do VSR e do VSR $_{\Delta}$ . . . . .	339
IV.4	Valores eficazes das correntes nos interruptores controlados do VSR e do VSR $_{\Delta}$ . . . . .	339
IV.5	Variação percentual das correntes. . . . .	340

# Lista de Tabelas

3.1	Coefficientes da característica da turbina eólica . . . . .	43
3.2	Principais topologias de GSIP aplicados a geração eólica . .	56
3.3	Sistemas de referência possíveis . . . . .	65
3.4	Informação dos estados topológicos no setor $A_+$ . . . . .	99
3.5	Parâmetros do GSIP . . . . .	107
4.1	Estados de comutação e vetores disponíveis . . . . .	114
4.2	Vetores disponíveis no subsetor $1_+^A$ . . . . .	118
4.3	Funções de razão cíclica pelo tempo de aplicação dos vetores	125
4.4	Relação entre os tempos dos vetores e o plano $\alpha\beta$ . . . . .	127
4.5	Funções de razão cíclica em função das variáveis do plano $\alpha\beta$	128
4.6	Condições para as simulações das estratégias de identificação de setores de corrente com a técnica de autocontrole . . . . .	134
4.7	Parâmetros do controlador do PLL <sub>N</sub> com $BW=100$ Hz . . . . .	137
6.1	Parâmetros do controlador PI <sub>1</sub> . . . . .	171
6.2	Parâmetros do controlador PI <sub>2</sub> e PI <sub>3</sub> . . . . .	174
6.3	Índices de desempenho obtidos nos projetos dos controladores	177
6.4	Parâmetros do controlador de velocidade . . . . .	180
6.5	Comparação dos resultados teóricos e de simulação do WECS	192
6.6	Resultados de simulação do WECS . . . . .	192
7.1	Comparação dos resultados de simulação obtidos com as téc- nicas de autocontrole e $dq0$ . . . . .	231
7.2	Ganho teórico do autocontrole com compensação nas condi- ções simuladas . . . . .	231
7.3	Resultados teóricos e de simulação do VSR <sub><math>\Delta</math></sub> . . . . .	232
I.1	Tensões de fase e tensão de modo comum no setor $A_+$ . . . . .	272
I.2	Limites dos subsetores . . . . .	275
I.3	Parâmetros do conversor para simulação em malha aberta . . . . .	279

I.4	Parâmetros dos semicondutores . . . . .	279
I.5	Parâmetros dos semicondutores empregados . . . . .	280
I.6	Coefficientes da função de energia . . . . .	283
I.7	Parâmetros para cálculo da integral dupla de fourier . . . . .	288
II.1	Limites das regiões de operação do PLL . . . . .	303
II.2	Parâmetros do controlador do PLL aplicado às tensões da rede	306
II.3	Limites das regiões de operação e tempos de resposta do PLL aplicado às tensões da rede . . . . .	308
II.4	Parâmetros do controlador, limites das regiões de operação e tempos de resposta do PLL aplicado às correntes do GSIP .	309
II.5	Componentes harmônicas da tensão de entrada . . . . .	318
IV.1	Funções de razão cíclica em função das variáveis do plano $\alpha\beta$	336

## Lista de Abreviaturas e Siglas

Abreviatura/Sigla	Descrição
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i> (Gerador de Indução Duplamente Alimentado)
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador Digital de Sinais)
FOC	<i>Field Oriented Control</i> (Controle por Orientação de Campo)
GSIP	Gerador Síncrono a Ímãs Permanentes
ME	<i>Maximum Efficiency</i> (Máxima Eficiência )
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência )
MSIP	Motor Síncrono a Ímãs Permanentes
PI	Proporcional-integral
PLL	<i>Phase-locked Loop</i> (Malha de Captura de Fase)
PLL <sub>N</sub>	PLL Normalizado
PWM	<i>Pulse-width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
P&O	Pertubação e Observação
rpm	Rotações por Minuto
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (Modulação Vetorial)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)

Abreviatura/Sigla	Descrição
UPF	<i>Unity Power Factor</i> (Fator de Potência Unitário)
VEQI	Valor Eficaz Quase-instantâneo
VMQI	Valor Médio Quase-instantâneo
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Bidirecional Trifásico <i>Boost</i> )
VSR	<i>Voltage Source Rectifier</i> (Retificador Bidirecional Trifásico <i>Boost</i> )
VSR <sub>Δ</sub>	Retificador Trifásico Unidirecional em Delta
WECS	<i>Wind Energy Conversion System</i> (Sistema de Conversão de Energia Eólica)
ZADC	<i>Zero d-Axis Current</i> (Corrente de Eixo Direto Nula)
ZOH	<i>Zero-order Hold</i> (Sustentador de Ordem Zero)

# Lista de Símbolos

## Simbologia Geral

Símbolo	Descrição	Unidade
$\mathbb{N}$	Conjunto dos números naturais	-
$\mathbb{Z}$	Conjunto dos números inteiros	-
$\mathfrak{R}$	Conjunto dos números reais	-
<b>Re</b>	Eixo dos números reais	-
<b>Im</b>	Eixo dos números imaginários	-
$G(s)$	Função de transferência de malha aberta	-
$H(s)$	Função de transferência de malha fechada	-
$\mathbf{I}_n$	Matriz identidade de ordem $n$	-
$x$	Variável no domínio do tempo	
$X$	Valor constante da variável $x$	
$\bar{x}$	Valor de $x$ no ponto de equilíbrio	
$\tilde{x}$	Valor de $x$ em torno do ponto de equilíbrio	
$\hat{x}$	Valor estimado da amplitude de $x$	
$\vec{x}$	Vetor de variáveis $x$ no domínio do tempo	
$\vec{X}$	Fasor de $x$	
$x^*$	Valor de referência do controlador de $x$	
$x_{avg}$	Valor médio de $x$	
$x_{rms}$	Valor eficaz de $x$	
$x_{pk}$	Valor de pico de $x$	
$x_{min}$	Valor mínimo de $x$	
$x_{max}$	Valor máximo de $x$	
$x_N$	Valor nominal de $x$	
$\langle x \rangle_{T_s}$	VMQI de $x$	
$e, v$	Tensão elétrica	V

Símbolo	Descrição	Unidade
$i$	Corrente elétrica	A
$f$	Frequência	Hz
$T$	Período	s
$\omega$	Velocidade ou frequência angular	rad/s
$\theta$	Ângulo	rad
$S_x$	Interruptor controlado $x$	-
$s_x$	Função de comutação de $S_x$	-
$d_x$	Função de razão cíclica de $S_x$	-
$m_x$	Função de modulação de $S_x$	-
$\xi$	Fator de amortecimento	-
$\omega_n$	Frequência natural	rad/s
$PM$	Margem de fase	rad
$BW$	Largura de banda	Hz
$k_C$	Ganho do controlador	
$T_i$	Constante de tempo do PI	s

## Simbologia Específica

Símbolo	Descrição	Unidade
$C_p$	Coefficiente de potência da turbina	-
$f_a$	Frequência de amostragem	Hz
$f_e$	Frequência síncrona	Hz
$f_r$	Frequência elétrica do rotor	Hz
$f_s$	Frequência de comutação	Hz
$i_{dc}$	Corrente no barramento CC	A
$i_{Lo}$	Corrente de carga	A
$J_{eq}$	Constante de inércia equivalente do WECS	kg·m <sup>2</sup>
$k_I$	Ganho do autocontrole	$\Omega/V$
$L_d$	Indutância de eixo direto	H
$L_q$	Indutância de eixo em quadratura	H
$M$	Índice de modulação	-
$P$	Número de pólos	-
$P_e$	Potência elétrica no eixo	W
$P_t$	Potência elétrica nos terminais	W
$P_w$	Potência contida do vento	W
$P_{we}$	Potência extraída no vento	W



Símbolo	Descrição	Unidade
$R$	Raio da turbina	m
$r_s$	Resistência do estator	$\Omega$
$T_a$	Período de amostragem	s
$T_s$	Período de comutação	s
$T_L$	Torque de carga	N·m
$v_{dc}$	Tensão do barramento CC	V
$v_w$	Velocidade relativa do vento	m/s
$x_a$	Variável da fase $a$	
$x_b$	Variável da fase $b$	
$x_c$	Variável da fase $c$	
$x_d$	Variável de eixo direto	
$x_q$	Variável de eixo em quadratura	
$x_\alpha$	Variável do eixo $\alpha$	
$x_\beta$	Variável do eixo $\beta$	
$x_0$	Variável de modo comum	
$\beta$	Ângulo de passo da turbina	rad
$\delta_i$	Ângulo de entrada do retificador	rad
$\lambda_m^r$	Fluxo a vazio dos ímãs permanentes	Wb
$\theta_e$	Ângulo síncrono	rad
$\theta_r$	Posição angular elétrica do rotor	rad
$\rho$	Densidade volumétrica do ar	Kg/m <sup>3</sup>
$\omega_e$	Velocidade angular síncrona	rad/s
$\omega_m$	Velocidade angular do rotor eólico	rad/s
$\omega_r$	Velocidade angular elétrica do rotor	rad/s
$\omega_{rm}$	Velocidade angular mecânica do rotor	rad/s



# Sumário

1	Introdução Geral	<b>1</b>
1.1	Motivação para o Tema . . . . .	1
1.2	Objetivos do Trabalho . . . . .	4
1.3	Estrutura do Trabalho . . . . .	5
1.4	Contribuições deste Trabalho . . . . .	7
2	Introdução aos Sistemas de Conversão de Energia Eólica	<b>11</b>
2.1	Introdução . . . . .	11
2.2	Evolução dos Sistemas Eólicos . . . . .	12
2.2.1	Turbinas Eólicas Modernas . . . . .	15
2.2.2	Aplicações dos WECSs . . . . .	20
2.2.3	Panorama da Geração de Energia Eólica . . . . .	22
2.3	Papel da Eletrônica de Potência e do Controle . . . . .	23
2.3.1	Formas de Integração de Turbinas Eólicas . . . . .	24
2.3.2	Comparação das Turbinas Eólicas . . . . .	30
2.4	Conclusão . . . . .	33
3	Modelagem dos Componentes do WECS	<b>35</b>
3.1	Introdução . . . . .	35
3.2	Turbina Eólica . . . . .	36
3.2.1	Princípios Aerodinâmicos . . . . .	36
3.2.2	Extração de Potência dos Ventos . . . . .	39
3.2.3	Controle e Limitação de Potência Aerodinâmica . . . . .	47
3.3	GSIP . . . . .	52
3.3.1	Histórico . . . . .	52
3.3.2	Aspectos Construtivos . . . . .	53
3.3.3	Modelagem no Sistema Estacionário ( <i>abc</i> ) . . . . .	59
3.3.4	Transformação para um Sistema de Referência . . . . .	65
3.3.5	Modelo no Sistema de Referência do Rotor ( <i>dq0</i> ) . . . . .	68

3.3.6	Modelo em Regime Permanente . . . . .	71
3.3.7	Limites Operacionais . . . . .	76
3.4	Retificador Ativo Trifásico . . . . .	78
3.4.1	Escolha da Topologia . . . . .	78
3.4.2	Modelagem do VSR . . . . .	82
3.4.3	Modelagem do VSR Delta . . . . .	97
3.5	Dimensionamento do WECS . . . . .	104
3.5.1	Metodologia de Dimensionamento . . . . .	104
3.5.2	Aplicação ao WECS deste Trabalho . . . . .	106
3.6	Conclusão . . . . .	108
<b>4</b>	<b>Modulação Vetorial do VSR Delta</b>	<b>109</b>
4.1	Introdução . . . . .	109
4.2	Análise Vetorial . . . . .	112
4.3	Implementação dos Vetores . . . . .	115
4.4	Sequências de Comutação . . . . .	117
4.4.1	SVM I: Minimização das Comutações . . . . .	117
4.4.2	SVM II: Minimização das Perdas em Condução . . . . .	119
4.5	Aspectos da Implementação Digital . . . . .	123
4.5.1	Modulação Vetorial por Portadoras . . . . .	123
4.5.2	Escolha da Técnica de Amostragem . . . . .	127
4.5.3	Efeitos dos Atrasos na Modulação Digital do VSR $_{\Delta}$ . . . . .	130
4.6	Identificação dos Setores de Corrente . . . . .	133
4.6.1	Estratégia I: Comparação das Correntes . . . . .	134
4.6.2	Estratégia II: Cálculo da Função Arco Tangente . . . . .	134
4.6.3	Estratégia III: PLL de Corrente . . . . .	135
4.6.4	Estratégia IV: Predição Linear das Correntes . . . . .	137
4.6.5	Comparação das Estratégias de Identificação . . . . .	138
4.7	Conclusão . . . . .	140
<b>5</b>	<b>Estratégias de Controle do GSIP e Pontos de Operação do WECS</b>	<b>141</b>
5.1	Introdução . . . . .	141
5.2	Controle por Orientação de Campo . . . . .	142
5.2.1	Histórico . . . . .	142
5.2.2	FOC no GSIP . . . . .	145
5.3	Estratégias de Controle das Correntes . . . . .	147
5.3.1	Controle Abaixo da Velocidade Base . . . . .	148
5.3.2	Controle Acima da Velocidade Base . . . . .	150
5.4	Pontos de Operação do WECS . . . . .	151

5.4.1	Metodologia Empregada . . . . .	151
5.4.2	Resultados Obtidos . . . . .	156
5.5	Conclusão . . . . .	164
<b>6</b>	<b>Sistemas de Controle do Retificador Ativo Trifásico no WECS</b>	<b>165</b>
6.1	Introdução . . . . .	165
6.2	Controle de Corrente no Plano $dq0$ . . . . .	166
6.2.1	Estrutura de Controle Empregada . . . . .	167
6.2.2	Projeto Simplificado do Controlador . . . . .	169
6.2.3	Aspectos da Implementação Digital . . . . .	171
6.2.4	Resultados dos Projetos . . . . .	174
6.3	Técnicas de Controle da Potência . . . . .	177
6.3.1	Controle de Torque . . . . .	177
6.3.2	Controle de Velocidade . . . . .	178
6.3.3	Controle de Tensão no Barramento CC . . . . .	182
6.4	Métodos de Rastreamento de Máxima Potência . . . . .	184
6.4.1	Métodos Baseados no Conhecimento de $C_p(\lambda, \beta)$ . . . . .	185
6.4.2	Métodos sem o Conhecimento de $C_p(\lambda, \beta)$ . . . . .	187
6.5	Simulação da Operação do WECS . . . . .	188
6.5.1	Configuração do WECS . . . . .	188
6.5.2	Análise do Desempenho Estático . . . . .	191
6.5.3	Análise do Desempenho Dinâmico . . . . .	193
6.6	Conclusão . . . . .	198
<b>7</b>	<b>Autocontrole de Corrente Aplicado ao GSIP</b>	<b>201</b>
7.1	Introdução . . . . .	201
7.2	Autocontrole em Retificadores Monofásicos . . . . .	203
7.2.1	Autocontrole Tradicional . . . . .	203
7.2.2	Princípios do Autocontrole com Compensação . . . . .	204
7.3	Autocontrole em Retificadores Trifásicos . . . . .	206
7.3.1	Autocontrole Tradicional . . . . .	206
7.3.2	Autocontrole com Compensação . . . . .	207
7.3.3	Validação da Análise por Simulação . . . . .	214
7.4	Autocontrole com Compensação no GSIP . . . . .	216
7.5	Controle da Potência . . . . .	219
7.6	Aspectos da Implementação Digital . . . . .	222
7.6.1	Análise Matemática da Estabilidade . . . . .	224
7.6.2	Validação da Análise por Simulação . . . . .	225
7.7	Aplicação ao WECS . . . . .	228

7.7.1	Análise da Viabilidade do Emprego do Autocontrole	228
7.7.2	Simulação da Operação do WECS . . . . .	230
7.8	Resultados Experimentais . . . . .	235
7.8.1	Resultados do Autocontrole Tradicional . . . . .	237
7.8.2	Resultados do Autocontrole com Compensação . . . . .	240
7.9	Conclusão . . . . .	243
<b>8</b>	<b>Conclusão Geral</b>	<b>245</b>
8.1	Sumário da Dissertação . . . . .	245
8.2	Conclusão da Dissertação . . . . .	248
8.3	Sugestões para Trabalhos Futuros . . . . .	250
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>253</b>
	<b>Apêndices</b>	<b>269</b>
<b>I</b>	<b>Análises Adicionais do VSR Delta</b>	<b>271</b>
I.1	Tensão de Modo Comum . . . . .	271
I.2	Esforços de Corrente . . . . .	272
I.2.1	Estratégia SVM I . . . . .	276
I.2.2	Estratégia SVM II . . . . .	277
I.2.3	Validação por Simulação em Malha Aberta . . . . .	278
I.3	Análise das Perdas . . . . .	280
I.3.1	Perdas em Condução . . . . .	280
I.3.2	Perdas em Comutação . . . . .	282
I.4	Espectro Harmônico . . . . .	284
I.4.1	Integral Dupla de Fourier . . . . .	285
I.4.2	Espectro Harmônico do VSR $_{\Delta}$ . . . . .	288
<b>II</b>	<b>Malha de Captura de Fase</b>	<b>293</b>
II.1	Análise do PLL baseado na Teoria <i>pq</i> . . . . .	294
II.2	Projeto do q-PLL . . . . .	296
II.3	Projeto do Controlador do PLL . . . . .	300
II.3.1	Conceitos de Estabilidade de PLLs . . . . .	301
II.3.2	Aspectos da Implementação Digital . . . . .	303
II.3.3	Sintonia do Controlador . . . . .	305
II.3.4	Análise do Problema de Variação de Amplitude . . . . .	309
II.4	PLL Normalizado . . . . .	312
II.4.1	Descrição das Técnicas de Normalização . . . . .	313
II.4.2	Análise da Estabilidade . . . . .	315

II.5	Resultados de Simulação . . . . .	317
II.5.1	Análise do Desempenho Dinâmico . . . . .	317
II.5.2	Análise do Desempenho Estático . . . . .	320
III	Anti- <i>windup</i> e Limitação dos Controladores no Plano $dq0$ . . . . .	<b>323</b>
III.1	Anti- <i>windup</i> Aplicado ao Controlador PI . . . . .	324
III.1.1	Controlador Analógico . . . . .	324
III.1.2	Controlador Digital . . . . .	326
III.2	Limitação das Variáveis no Plano $dq0$ . . . . .	327
III.2.1	Análise Matemática . . . . .	328
III.2.2	Correntes de Referência do GSIP . . . . .	329
III.2.3	Aplicação nas Funções de Razão Cíclica . . . . .	329
IV	Comparação entre VSR e o VSR Delta . . . . .	<b>333</b>
IV.1	Esforços de Corrente do VSR . . . . .	333
IV.1.1	Modulação PWM Senoidal . . . . .	333
IV.1.2	Modulação Vetorial . . . . .	335
IV.2	Análise Comparativa entre os Retificadores . . . . .	338
IV.2.1	Comparativo Geral . . . . .	338
IV.2.2	Comparativo no WECS deste Trabalho . . . . .	338





# Capítulo 1

## Introdução Geral

### 1.1 Motivação para o Tema

No século XXI, mudanças dramáticas são esperadas nas formas em que a produção de energia elétrica ocorre. São esperadas alterações da infraestrutura física das redes e equipamentos de geração de energia elétrica, bem como da infraestrutura de comunicação e controle dos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia. Ao atual sistema, que concentra geração e armazenamento de energia em grandes centrais e transmite a energia gerada por linhas de alta tensão em corrente alternada por longas distâncias, serão incluídas infraestruturas de geração mais distribuídas e diversificadas, também com a inclusão de mais linhas de transmissão em corrente contínua. Grande parte das fontes de energia serão renováveis, principalmente solar, hidráulica, geotérmica e eólica. Avanços nas áreas de dispositivos semicondutores de potência e conversores estáticos possibilitam por sua vez, melhores desempenhos, confiabilidade e flexibilidade tanto em aplicações em linhas de transmissão, como em sistemas de geração a partir de fontes renováveis.

Com o desenvolvimento de novas tecnologias, o custo da eletricidade a partir da geração de energia eólica caiu mais de 80% durante os últimos 20 anos (WISE; BOLINGER, 2007). E, comparado com os custos de tecnologias convencionais tem se tornado muito atrativa, além de não haver a necessidade de lidar com equipamentos para controle de emissão de poluentes. A geração eólica irá se tornar uma fonte comum de energia e assim, requisitos convencionais como correção do fator de potência, suprimento de potência reativa para o sistema de transmissão, melhoria da estabilidade, entre outros, vêm crescendo a aplicação em sistemas eólicos (ZHANG; ULA, 2008; CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; IOV; BLAABJERG, 2009).

Neste contexto, a geração de energia elétrica através de sistemas de conversão de energia eólica (WECSs – *wind energy conversion systems*) representará uma parcela considerável da energia gerada. As turbinas eólicas equipadas com geradores síncronos a ímãs permanentes (GSIP) apresentam vantagens importantes sobre outros tipos de máquinas e, em grande parte, devem estas vantagens à geração de energia com velocidade variável (ZHANG; ULA, 2008; POLINDER et al., 2006). Esta característica exige que estas máquinas precisem ser conectadas a uma rede de distribuição através de conversores estáticos com capacidade nominal, ou seja, através de sistemas de conversores estáticos capazes de processar e controlar apropriadamente 100% do fluxo de energia proveniente do gerador. Estes conversores permitem que o WECS seja utilizado próximo de seu ponto ideal de operação a todo instante. Além disto, os conversores estáticos modernos garantem a melhoria da qualidade da energia gerada e que esta seja transmitida à rede com alto rendimento de conversão e de maneira confiável e flexível.

A melhoria da qualidade da geração de energia elétrica pode ser traduzida como diminuição de perdas, aumento da vida útil do gerador, diminuição de harmônicos de tensão e corrente, aumento do tempo de conexão com a rede elétrica, garantia de dinâmica rápida em caso de falta da rede elétrica, entre outras (CARRASCO et al., 2006; CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; IOV; BLAABJERG, 2009). Requisitos esses fundamentais para a conexão dos WECSs à rede elétrica. Essas melhorias são obtidas a partir da escolha de arquiteturas de sistemas e das técnicas de controle empregadas. As arquiteturas de sistemas são as diferentes configurações de geradores elétricos e conversores estáticos que podem ser empregadas. As topologias de conversores estáticos modernos permitem o aumento da controlabilidade da estrutura e diminuição de harmônicos, dessa forma, é possível otimizar a topologia de gerador empregado. Além disso, as técnicas de controle são utilizadas para rastrear os índices de desempenho desejados para o funcionamento adequado do WECS.

Os retificadores (conversores CA-CC), tanto monofásicos como trifásicos, são empregados como interface entre sistemas de corrente alternada (CA) e de corrente contínua (CC) em diversas classes de equipamentos. A utilização de tais conversores permite, entre várias características, a operação com alto fator de potência e alta qualidade das correntes drenadas do sistema CA. A operação com elevado fator de potência está diretamente relacionada ao tipo de topologia e de controle empregado, sendo que diversas metodologias são utilizadas para tal finalidade.

A aplicação de retificadores trifásicos a diodos seguidos de um estágio elevador CC-CC conectados a um GSIP para a geração de energia eólica garante baixo custo e robustez à retificação e ao controle do barramento CC (IOV; BLAABJERG, 2009). No entanto, a sua aplicação impõe limitações com relação à máxima potência que pode ser drenada do gerador, pois não há controle sobre as componentes de eixo direto e de eixo em quadratura das correntes do GSIP e as mesmas são distorcidas. Outra limitação é que os componentes do conversor CC-CC estão submetidos a grandes esforços de corrente e, portanto, as perdas não estão bem distribuídas. Soluções para este último problema são a aplicação de vários semicondutores em paralelo (BERNET, 2000) ou o emprego de técnicas de *interleaving* (THOUNTHONG et al., 2009), entretanto essas técnicas não melhoram a qualidade e a controlabilidade das correntes drenadas do GSIP e aumentam os custos, pois as perdas no gerador são elevadas. Com o objetivo de obter correntes senoidais nos terminais do gerador, várias aplicações empregam um retificador bidirecional trifásico do tipo fonte de corrente ou *boost*<sup>1</sup> para obter controle simultâneo das correntes do GSIP e da tensão do barramento CC (IOV; BLAABJERG, 2009), em que o conversor CC-CC não é mais necessário. No entanto, com essa abordagem há um risco que era mínimo na aplicação de retificadores a diodos seguidos de um estágio CC-CC, isto é, o risco de curto-circuito no barramento CC caso haja um mau funcionamento dos comandos dos semicondutores. Além do mais, o retificador bidirecional tipicamente tem altas perdas em condução.

Na área de controle de corrente para máquinas (isto é, motores ou geradores) elétricas trifásicas se utilizam tipicamente técnicas conhecidas como o controle escalar, também conhecido por controle V/f, e o controle por orientação de campo (controle vetorial) (BOSE, 2002). É sabido que o desempenho das técnicas de controle por campo orientado é superior ao do controle escalar. Por este motivo, o controle por orientação de campo representa o estado-da-arte no controle de corrente de máquinas trifásicas segundo trabalhos como (BOLDEA, 2008; MORIMOTO; TAKEDA; HIRASA, 1990; PACAS, 2011; BRIZ; DEGNER, 2011; WEIZHENG et al., 2009). Ainda nestes trabalhos, verifica-se a tendência atual pela busca de técnicas eficientes de controle de corrente que não envolvam a utilização de sensores mecânicos de posição ou velocidade do eixo da máquina. Contudo, verifica-se que grande parte das técnicas de controle que não utilizam sensores mecânicos ou são complexas ou têm seu desempenho deteriorado pela variação de parâmetros internos da máquina. Dentre estes parâmetros, o principal é a resistência

<sup>1</sup>Popularmente conhecido como VSI (*voltage source inverter*).

elétrica dos enrolamentos, que varia com a temperatura da máquina (PACAS, 2011).

Mesmo entre algumas técnicas de controle por orientação de campo que utilizam sensores mecânicos no eixo da máquina, há dificuldade de sintonização dos parâmetros dos controladores de corrente devido à variação da resistência. As técnicas de controle por orientação de campo que apresentam desempenho superior utilizam tecnologias complexas, tais como estimadores adaptativos (Luenberger, Kalman, etc), redes neurais, lógica difusa (fuzzy), controle robusto, entre outras. Estas técnicas são eficientes, porém requerem grande capacidade de processamento por parte de um microcontrolador ou microprocessador que seja utilizado para o controle da máquina.

Tipicamente, conversores com alto fator de potência utilizam tanto as medições das tensões e correntes da fonte de alimentação, bem como a medição da tensão contínua de saída para a execução de um tipo de controle (L'AQUILA, 2002; NEACSU, 1999; BORGONOVO, 2001). Como no controle de máquinas elétricas, existem diversas técnicas de controle que possibilitam o controle das correntes do sistema CA com redução do número de sensores (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998; L'AQUILA, 2002; MALINOWSKI, 2001). Por exemplo, diversas técnicas não utilizam sensores para monitorar as tensões do sistema CA, medindo apenas as correntes. Já outras técnicas não utilizam sensores de corrente, realizando sua função somente com sensores de tensão.

O autocontrole de corrente, apresentado em referências tais como (BEN-YAAKOV; ZELTSER, 1998; RAJAGOPALAN; LEE; NORA, 1999; BORGONOVO et al., 2005) para retificadores ativos monofásicos e (BORGONOVO, 2005) para retificadores ativos trifásicos, permite controlar um retificador ativo de forma que as correntes sigam naturalmente o formato das tensões de entrada da rede elétrica. Neste tipo de controle não é necessário medir as tensões do sistema CA, entretanto, existe sempre um ângulo de defasagem entre as tensões e suas respectivas correntes, o que limita o fator de potência da fonte de alimentação.

## 1.2 Objetivos do Trabalho

Os objetivos deste trabalho são:

- O estudo de técnicas de controle para a interligação de um GSIP à rede de energia elétrica com alto desempenho;
- O estudo de um retificador ativo unidirecional trifásico PWM

(*pulse-width modulation*) robusto e com baixas perdas de condução.

É proposta e analisada uma nova estratégia de controle de corrente de alto desempenho e elevado fator de potência. Essa estratégia é uma modificação da técnica de autocontrole de corrente apresentada em (BORGONOVO, 2005) para que seja possível operar o GSIP com alto desempenho, baixas perdas e capaz de orientar adequadamente as correntes de um GSIP às suas ondas de forças magnetomotrizes, ou seja, desempenho equivalente às técnicas de controle por orientação de campo. A operação é realizada somente a partir da leitura de duas correntes do gerador, sem a necessidade de sensores mecânicos de posição e de velocidade, o que a torna por definição *sensorless*, pois quase sempre há sensores de corrente nos conversores aplicados a acionamentos elétricos (PACAS, 2011).

Além disto, é empregada uma topologia de retificador de dois níveis que permite o controle do GSIP com alto desempenho e baixas perdas. Esta topologia tem como característica uma grande redução dos esforços de corrente e das perdas nos semicondutores, principalmente quando comparada ao retificador bidirecional trifásico *boost*.

### 1.3 Estrutura do Trabalho

Na Fig. 1.1 está ilustrado em destaque o sistema de geração eólica e os sistemas de controle que serão estudados neste trabalho. Estes sistemas são referentes ao controle do lado do gerador. A saída do retificador está conectada a um inversor de tensão trifásico VSI. Considera-se um comportamento ideal para a tensão do barramento CC, em que o inversor é capaz de manter a tensão no seu valor nominal  $V_{dc}$ .

Dessa forma, organizou-se o trabalho da seguinte maneira:

- Uma revisão sobre os WECSs com o foco nas aplicações encontradas para eletrônica de potência será apresentada no Capítulo 2;
- No Capítulo 3 serão apresentados os modelos dos principais componentes do WECS, isto é, a turbina eólica, o GSIP e o retificador ativo PWM trifásico. Ao final do capítulo é proposta uma metodologia para dimensionamento e integração desses componentes;
- O modulador do retificador será implementado utilizando modulação vetorial no Capítulo 4, em que é proposta uma estratégia

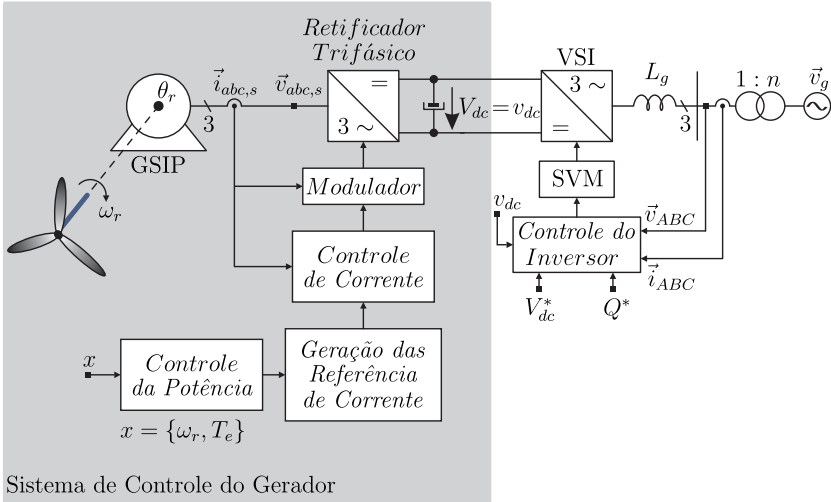


Figura 1.1: Configuração do sistema de geração eólica. A área em destaque mostra os elementos do sistema que serão estudados neste trabalho.

de modulação otimizada para minimização das perdas em condução do retificador empregado neste trabalho. É dado enfoque na implementação digital da modulação vetorial;

- As principais estratégias para geração das referências das estratégias de controle de corrente por orientação campo do GSIP são revisadas no Capítulo 5. Essas estratégias determinam a forma como as correntes serão drenadas do GSIP. Será também apresentada a metodologia para a determinação otimizada dos pontos de operação do WECS;
- No Capítulo 6 são projetados os controladores de corrente no plano  $dq0$  e da potência do GSIP. São apresentados resultados de simulação do WECS operando com ventos constantes para validação da análise realizada no Capítulo 5. E, é analisada a operação do sistema com variações de vento para verificação do desempenho dinâmico do WECS;
- A técnica de autocontrole de corrente proposta é apresentada no Capítulo 7. São revisados os principais conceitos da técnica. A técnica proposta é apresentada e segue-se com uma análise detalhada da estabilidade tanto para a implementação do sistema

análogo quanto digital. São apresentados resultados de simulação e experimentais para validar a técnica.

O trabalho ainda conta com apêndices necessários para completar os estudos teóricos e implementações desenvolvidas. Estes são:

- Apêndice I: análises adicionais da topologia de retificador trifásico estudada neste trabalho. São analisadas a tensão de modo comum gerada pelo retificador, os esforços de corrente nos interruptores e no capacitor de saída, as perdas em condução e em comutação, e o espectro harmônico das tensões de linha;
- Apêndice II: análise da malha de captura de fase (PLL – *phase-locked loop*) utilizada para implementar a modulação vetorial do retificador;
- Apêndice III: análise de uma estratégia de controle anti-*windup* e aplicação para limitação das referências no plano  $dq0$ ;
- Apêndice IV: estudo comparativo dos esforços de corrente do retificador bidirecional trifásico do *boost* e do retificador unidirecional utilizado neste trabalho.

## 1.4 Contribuições deste Trabalho

As contribuições<sup>2</sup> realizadas com o desenvolvimento deste trabalho foram:

- Publicação e apresentação de um artigo no congresso nacional CITENEL em Fortaleza-CE em agosto de 2011. O título do artigo é “Interligação de um Gerador Eólico com a Rede Elétrica” (ORTMANN et al., 2011);
- Desenvolvimento de uma metodologia sistemática para dimensionamento dos componentes do sistema eólico por meio de curvas de torque-velocidade. Os conceitos de torque e velocidade foram estendidos para o estágio retificador para que seja possível ter um sentimento físico dos requisitos de projeto;
- Publicação e apresentação de um artigo em congresso internacional COBEP em Natal-RN no Brasil em setembro de 2011. O

---

<sup>2</sup>As contribuições estão organizadas de acordo com a ordem e a temática dos capítulos.

título do artigo é “*Modeling and Design of a Micro Wind Energy System with a Variable-Speed Wind Turbine Connected to a Permanent Magnet Synchronous Generator and a PWM Rectifier*” (COLLIER; HELDWEIN, 2011);

- Proposta de uma nova estratégia de modulação otimizada para minimização das perdas em condução do retificador ativo unidirecional trifásico com interruptores no lado CA (COLLIER; MARYAMA; HELDWEIN, 2011);
- Publicação e apresentação de um artigo em congresso internacional PCIM-Asia em Xangai na China em junho de 2011. O título do artigo é “*Low Conduction Losses PWM Rectifier for High Efficiency Wind Power Micro-Generation*” (COLLIER; MARYAMA; HELDWEIN, 2011);
- Análise de estratégias de identificação de setores de corrente para modulação vetorial do retificador unidirecional levando em consideração os efeitos da implementação digital;
- Proposta de uma nova técnica de autocontrole de corrente para obtenção de desempenho equivalente às técnicas de controle por orientação de campo;
- No dia 31 de maio de 2011 foi realizado o pedido de depósito de Patente de Invenção ou Modelo de Utilidade denominada “Autocontrole de Corrente para Geradores Elétricos Trifásicos Conectados a Retificadores Auto-comutados” no Departamento de Inovação Tecnológica DIT/ PRPE/ UFSC (ORTMANN; COLLIER; HELDWEIN, 2011);
- 1º colocado no concurso nacional de inovação tecnológica intitulado “Prêmio WEG de Inovação Tecnológica” realizado em setembro de 2011. Foi apresentado o trabalho denominado “Autocontrole de Corrente para Geradores Elétricos Trifásicos Conectados a Retificadores Auto-comutados”, cujo autores são ORTMANN, M.S.; COLLIER, D.A.F. e HELDWEIN, M.L.;
- Estudo detalhado dos esforços de corrente, das perdas em condução e em comutação, e das componentes harmônicas do retificador ativo unidirecional trifásico com interruptores no lado CA;
- Proposta de uma nova estratégia para aumento da robustez e melhoria de desempenho dinâmico da malha de captura de fase



(PLL) quando submetida a sinais de entrada com grandes variações de amplitude;

- Estudo comparativo dos esforços de corrente do retificador bidirecional trifásico *boost* e do retificador ativo unidirecional trifásico com interruptores no lado CA aplicado à geração de energia eólica.



# Capítulo 2

## Introdução aos Sistemas de Conversão de Energia Eólica

### 2.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma revisão sobre os WECSs com o foco nas aplicações encontradas para eletrônica de potência.

Inicialmente são apresentados aspectos históricos dos sistemas eólicos e sua evolução até os dias atuais. São citadas as principais aplicações das turbinas eólicas modernas, bem como uma descrição sucinta dos seus componentes. Exemplos de aplicações dos WECSs são dados, em que estes são encontrados desde simples aplicações ao carregamento de baterias, a grandes parques eólicos conectados aos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica.

Nos últimos anos, a geração de energia eólica destaca-se como uma tecnologia em pleno desenvolvimento e expansão de mercado, se tornando cada vez mais competitiva frente a outras fontes de energia. Nesse contexto, destacam-se as empresas que empregam arquiteturas de sistemas com GSIPs, visto que estas já possuem maiores participações no mercado de turbinas eólicas.

O papel da eletrônica de potência e do controle na evolução dos WECSs é o foco da segunda parte deste capítulo. É feita uma revisão bibliográfica das principais arquiteturas de sistemas, isto é, das formas de integração das turbinas eólicas com conversores estáticos, encontradas na literaturas. Por fim, é feito e apresentado um estudo comparativo das principais turbinas eólicas empregadas atualmente, em que mostra-se a atual necessidade pela busca de sistemas robustos e *sensorless*, isto é, sem a inclusão de sensores mecânicos.

## 2.2 Evolução dos Sistemas Eólicos

A palavra eólica vem do latim *eolus* ou *aeolus* que tem origem na palavra grega *Aiolos*, que é o nome do deus grego dos ventos. Assim, a energia eólica é a energia cinética proveniente do movimento dos ventos. O vento é uma massa de ar em movimento causado pelas diferenças de temperatura existentes na superfície do planeta. Os ventos tiveram, e ainda têm, um papel fundamental na história da evolução tecnológica humana.

As primeiras aplicações da utilização da força dos ventos remota desde a Era Pré-histórica, quando foram encontrados restos de um barco a vela em um túmulo sumeriano datado de 4000 a.C. (TIBOLA, 2009). Desde a Antiguidade até a Idade Moderna, a força dos ventos foi utilizada para mover navios utilizados no comércio e na exploração de terras desconhecidas datando de 1000 a.C., o início da navegação comercial pelos fenícios. O catavento tem sua invenção na Pérsia datada por volta de 200 a.C., cujas aplicações são o bombeamento d'água, moagem de grãos, irrigação, serralheria, movimentação de ferramentas em geral, entre outros (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002; DUTRA, 2003). Acredita-se ainda que na China (2000 a.C.) e na Babilônia (1700 a.C) foram utilizados os primeiros cataventos rústicos para irrigação (DUTRA, 2003). Os moinhos de ventos mais famosos foram aperfeiçoados na Holanda por volta do século XI e então disseminados por toda a Europa, na Fig. 2.1 está ilustrado um moinho de vento holandês típico.



Figura 2.1: Moinho de vento holandês em Alkmaar, Holanda. Fonte: [www.flickr.com/photos/allard1/2896474647](http://www.flickr.com/photos/allard1/2896474647). Acesso em 01/03/2010.

Apenas com o advento da Revolução Industrial, que marca o iní-

cio da Idade Contemporânea, é que ocorreu um declínio da utilização de moinhos de ventos e de barcos a vela. O surgimento da máquina a vapor tornou praticamente dispensável a utilização dos moinhos de ventos. Estes, que eram cerca de 23.000 na Europa antes da Revolução Industrial, caíram para 2.500 no início do século XX e para menos de 1.000 no ano de 1960. No entanto, os cataventos de múltiplas pás (Fig. 2.2) para bombeamento d'água continuaram sendo de extrema importância nas áreas rurais para abastecimento de bebedouros de gado, em que estima-se que existiam cerca de 6 milhões de cataventos na segunda metade do século XIX só nos EUA (DUTRA, 2003).

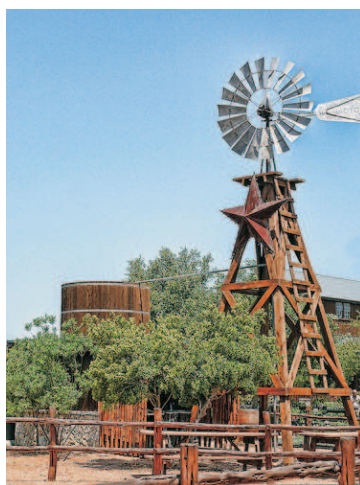


Figura 2.2: Cataventos para bombeamento d'água. Fonte: [www.flickr.com/photos/composde/3339365336](http://www.flickr.com/photos/composde/3339365336). Acesso em 01/03/2010.

As aplicações para geração de energia elétrica iniciaram após o advento das máquinas elétricas no século XIX. Em julho de 1887 o escocês e engenheiro eletricitista James Blyth realizou os primeiros experimentos com geração de energia elétrica a partir do vento. Ele construiu uma pequena turbina eólica para carregamento de baterias e iluminação, cujos resultados lhe resultaram na primeira patente em 1891 sobre geração de energia elétrica a partir dos ventos (PRICE, 2005). E, nessa mesma época (1888) o americano e industrial Charles Brush construiu um protótipo de 12 kW para carregamento de baterias e iluminação, que se tornou famoso por seu invento ter ficado em funcionamento durante 20 anos (DUTRA, 2003). A primeira experiência bem sucedida para geração de energia em alta potência foi feita pelo dinamarquês

Poul la Cour na década de 1890. Os seus trabalhos na área forneceram as bases para as modernas turbinas eólicas, tendo ele construído mais de 100 turbinas eólicas com potências entre 20 e 35 kW (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002). O primeiro túnel de vento desenvolvido por Pour la Cour em 1891 está ilustrado na Fig. 2.3.

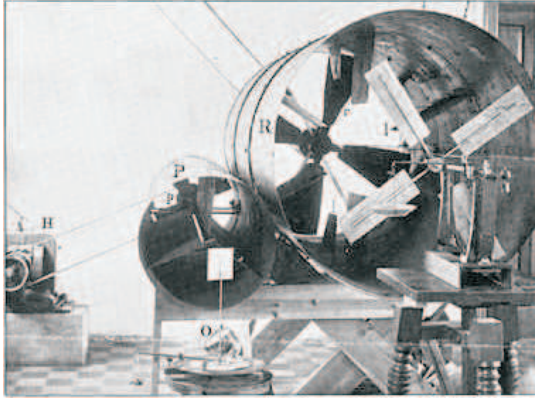


Figura 2.3: Primeiro túnel de vento desenvolvido por Pour la Cour em 1891. Fonte: [www.poullacour.dk/engelsk/vindtunn.htm](http://www.poullacour.dk/engelsk/vindtunn.htm). Acesso em 01/03/2010.

Nos anos seguintes, as turbinas de pequena potência se tornaram muito populares nos EUA para iluminação de áreas remotas em zonas rurais. Estas só se tornaram obsoletas na década de 1930 com o avanço da rede elétrica para as áreas rurais. Nessa época, os maiores desenvolvimentos tecnológicos foram alcançados no campo da aerodinâmica, o que permitiu o controle de potência e proteção das turbinas. E, em 1941 nos EUA um marco do desenvolvimento foi a construção da primeira turbina de megawatts, a máquina de Smith-Putnam, ilustrada na Fig. 2.4 (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002).

Contudo, foi somente com as preocupações das consequências ambientais do desenvolvimento industrial no final dos 1960 e a crise do petróleo na década de 1970, que ocorreu crescimento dos sistemas eólicos para geração de energia elétrica. Assim, novos incentivos governamentais incentivaram o desenvolvimento tecnológico e a produção, principalmente nos EUA durante a década de 1970. No entanto, os incentivos nos EUA duraram até o início da década de 1980 e a tecnologia desenvolvida na Dinamarca foi a que obteve os maiores sucessos no mercado (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002). E, com os avanços da eletrônica de potência foi possível conceber os modernos sistemas de



Figura 2.4: Primeira turbina de megawatts construída nos EUA em 1941. Fonte: [www.wind-works.org/photos/Smith-PutnamPhotos.html](http://www.wind-works.org/photos/Smith-PutnamPhotos.html). Acesso em 01/03/2010.

geração de energia eólica.

A Fig. 2.5 ilustra a evolução do tamanho e da potência das turbinas eólicas nos últimos anos (SHRESTHA; POLINDER; FERREIRA, 2009). No entanto, por ser uma tecnologia em pleno desenvolvimento, as informações contidas na Fig. 2.5 não refletem o atual estado tecnológico das turbinas eólicas. Mais recentemente em (BLAABJERG; LISERRE; MA., 2011), uma figura semelhante é ilustrada na tentativa de acompanhar a evolução do tamanho das turbinas, em que uma turbina de 7,0 MW produzida pela Vestas é citada como a maior turbina produzida até o ano de 2010. Entretanto, no mesmo ano a Enercon produziu uma turbina de 7,5 MW (ENERCON, 2010). E, segundo (LISERRE et al., 2011) a Windtec e a Clipper já anunciaram que estão em fase de desenvolvimento de turbinas eólicas de 10 MW.

### 2.2.1 Turbinas Eólicas Modernas

Existem turbinas com diversos aspectos construtivos, entre elas, de eixo horizontal com uma pá (Fig. 2.6(a)), com duas pás (Fig. 2.6(b)) e turbinas de eixo vertical (Fig. 2.6(c)). No entanto, foi a turbina de eixo horizontal com três pás, como a ilustrada na Fig. 2.7, que melhor se adaptou aos esforços de sustentação aerodinâmica (*lift forces*) causados pelos ventos (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002). Essas são as mais difundidas no mercado e são encontradas em aplicações

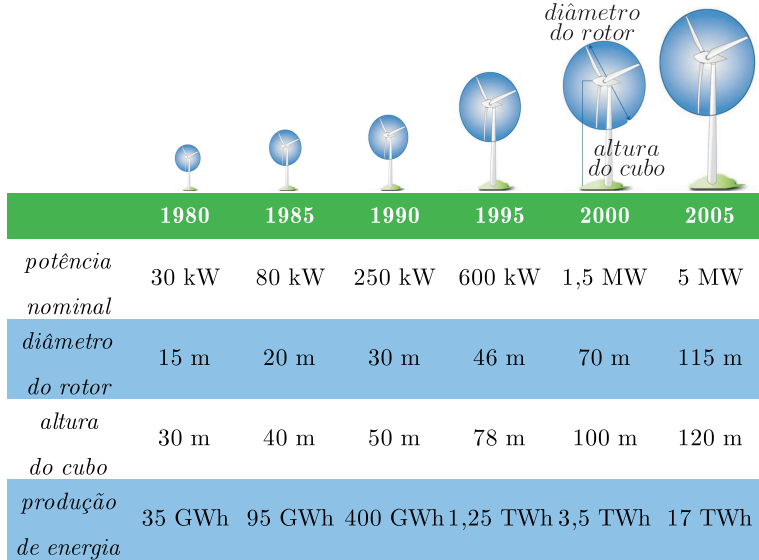


Figura 2.5: Evolução no tamanho das turbinas eólicas de 1980 até 2005.

que vão desde o carregamento de baterias (baixa potência) aos grandes parques eólicos (alta potência) conectados à rede elétrica (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002), como as ilustradas nas Fig. 2.7 e Fig. 2.8, respectivamente.





(a) Aerogenerador com uma pá



(b) Aerogenerador com duas pás



(c) Aerogenerador de eixo vertical

Figura 2.6: Turbinas eólicas de diferentes aspectos construtivos. Fontes: (a) [en.wikipedia.org/wiki/Wind\\_turbine\\_design](http://en.wikipedia.org/wiki/Wind_turbine_design) (b) [www.energia-eolica.it](http://www.energia-eolica.it) (c) [www.energia-eolica.it](http://www.energia-eolica.it). Acesso em 01/03/2010.



Figura 2.7: Turbina eólica para carregamento de baterias (ENERSUD; 6 kW).  
Fonte: [www.enersud.com.br](http://www.enersud.com.br). Acesso em 01/03/2010.



Figura 2.8: Turbinas eólicas no Parque Eólico do Rio do Fogo, RN (HIBERDROLA; 850 kW). Fonte: arquivo pessoal.

### 2.2.1.1 Componentes de um Aerogerador Moderno

Conforme apresentado anteriormente, as turbinas podem ser fabricadas para diversas faixas de potência. E, em todas elas preserva-se o aspecto construtivo de um aerogerador de três pás. Assim como a quantidade de pás, diversos componentes podem ser encontrados em comum nas diversas turbinas. Dessa forma, pode-se apresentar, sem perdas de generalidades, os principais componentes de um aerogerador moderno com os dados da turbina de 850 kW da Vestas na Fig. 2.9 (VESTAS, 2010a) .

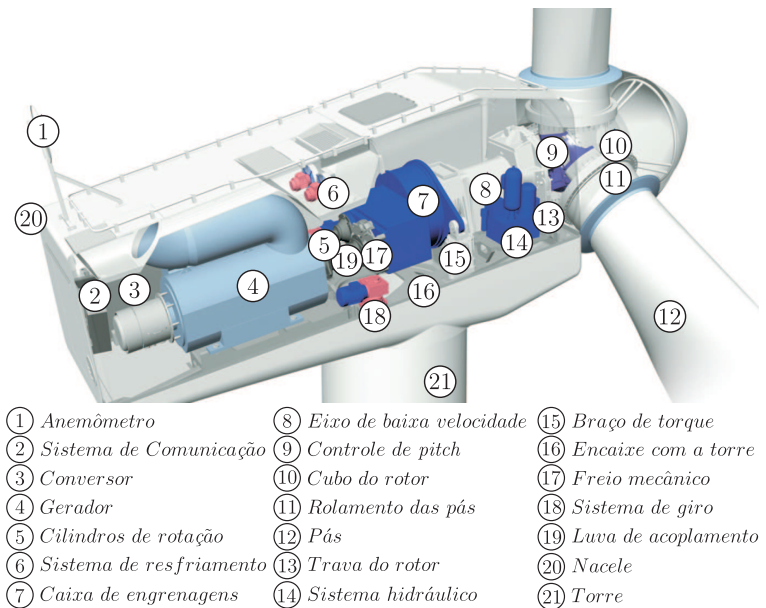


Figura 2.9: Componentes de uma turbina eólica moderna (VESTAS; 850 kW).

Observa-se que a maioria dos componentes estão na *nacele*, que é a carcaça montada sobre a torre e onde está colocado o cubo do rotor para encaixe das pás. Algumas funções do sistema de controle e proteção geralmente são colocados na parte interna da torre como mostrado na Fig. 2.10 ou por acesso externo em um painel (VESTAS, 2010b). O transformador elétrico pode estar na *nacele* ou na torre.

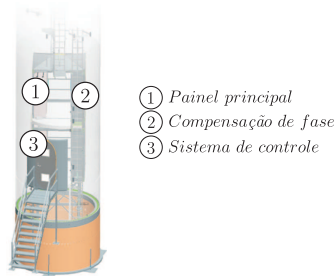


Figura 2.10: Torre de uma turbina eólica moderna (VESTAS; 1,65 MW).

### 2.2.2 Aplicações dos WECSs

Quanto à capacidade de geração, pode-se classificar as aplicações dos WECSs em (DUTRA, 2003):

- Sistemas de pequeno porte: geração de potências menores que 10 kW;
- Sistemas de porte intermediário: geração entre 10 e 250 kW;
- Sistemas de grande porte: potências maiores que 250 kW.

Os sistemas de pequeno porte são aplicados a residências, fazendas, barcos e aplicações remotas. Estes são, em geral, conectados a sistemas com armazenamento de energia (por exemplo, os bancos de baterias) ou podem ainda estar conectados a sistemas híbridos, isto é, sistemas com mais de uma fonte de energia.

Os sistemas de grande porte podem estar conectados em sistemas de geração distribuída ou ao sistema de transmissão. Em geração distribuída os geradores são conectados à rede de distribuição ou sub-transmissão próximos aos centros de carga (NUNES, 2003). É muito comum encontrar os geradores agrupados em grandes quantidades formando os conhecidos parques eólicos (*wind farm*) de forma a aumentar a produção de energia local. Os parques eólicos podem ser encontrados em terra firme (*onshore*) ou em plataformas aquáticas (*offshore*), como ilustrado na Fig. 2.11(a) e na Fig. 2.11(b), respectivamente.

Os sistemas de porte intermediário são uma transição entre os de pequeno porte e os de grande porte, podendo ser encontrados em aplicações diversas. Por exemplo, em Dubai foram construídas três turbinas eólicas de 225 kW para alimentar cerca de 15% da energia consumida nos prédios do Bahrain World Trade Center (Fig. 2.12).



(a) Parque Eólico *onshore* em Osório, RS.



(b) Parque Eólico *offshore* na Dinamarca.

Figura 2.11: Tipos de parques eólicos. Fontes: (a) [econewsbirigui.files.wordpress.com/2009/03/parque-eolico-rs.jpg](http://econewsbirigui.files.wordpress.com/2009/03/parque-eolico-rs.jpg) (b) [www.flickr.com/photos/andjohan/1022097482](http://www.flickr.com/photos/andjohan/1022097482). Acesso em 01/03/2010.



Figura 2.12: Turbinas eólicas no Bahrain World Trade Center em Dubai. Fonte: [forum.imaginebirds.com/topic/1307-the-bahrain-world-trade-center](http://forum.imaginebirds.com/topic/1307-the-bahrain-world-trade-center). Acesso em 01/03/2010.

### 2.2.3 Panorama da Geração de Energia Eólica

Segundo (GWEC, 2010c), em 2010, pela primeira vez na história, o aumento da capacidade instalada se deu predominantemente em países em desenvolvimento e emergentes. Em 2009, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) realizou por meio da Câmara de Comercialização de Energia Elétrica (CCEE) o primeiro leilão<sup>1</sup> exclusivo de energia eólica no Brasil. Além disso, nesse ano de 2011 o leilão de nº 002/2011 (denominado leilão A-3) surpreendeu os investidores, pois dentre as diversas fontes alternativas de energia no leilão<sup>2</sup> a fonte eólica foi a que apresentou os menores preços<sup>3</sup>. Isso demonstra como o potencial da energia eólica tem se desenvolvido no Brasil e no mundo, se apresentando como um panorama de crescimento e competitiva frente a outras fontes de energia elétrica (GWEC, 2010c; GWEC, 2010b; GWEC, 2010a).

Dentre as empresas que atuam na geração de energia eólica, destaca-se neste trabalho as empresas que têm arquiteturas de sistemas que empregam GSIPs, conforme ilustrado na Fig. 2.13 as logomarcas de diversas empresas globais e nacionais. Dessas, a Enercon possui atualmente a maior turbina eólica, sendo esta de 7,5 MW (ENERCON, 2010).



Figura 2.13: Empresas globais e nacionais que atuam com GSIPs em WECSs.

<sup>1</sup>Leilão nº 003/2009 da ANEEL. Disponível em [www.aneel.gov.br](http://www.aneel.gov.br).

<sup>2</sup>Participaram pequenas centrais hidrelétricas, usinas a biomassa, usinas térmicas a gás e parques eólicos.

<sup>3</sup>Informação disponível em [www.abeolica.org.br](http://www.abeolica.org.br). Acesso em 12/09/2011.

A divisão de mercado entre as empresas fabricantes de turbinas eólicas de 1,5 MW a 3 MW está ilustrada na Fig. 2.14. Observa-se que mais de 50% dessas empresas empregam GSIPs nos seus WECSs (LISERRE et al., 2011).

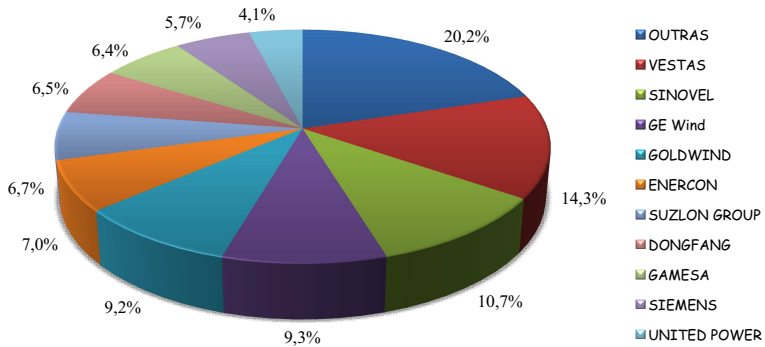


Figura 2.14: Divisão de mercado entre as empresas fabricantes de arquiteturas de sistemas para WECSs.

## 2.3 Papel da Eletrônica de Potência e do Controle na Geração de Energia Eólica

Desde as primeiras aplicações comerciais para geração de energia elétrica a partir de turbinas eólicas na década de 1980, a eletrônica de potência tem tido um papel fundamental. As primeiras turbinas eólicas que operavam com velocidade fixa e eram interligadas com a rede elétrica, precisavam de partida suave (*soft-start*) feita por meio de tiristores.

Atualmente, a eletrônica de potência é responsável pelo aumento da eficiência e desempenho de turbinas eólicas com velocidade variável, além de garantir os requisitos para interligação e melhoria da estabilidade transitória em sistemas elétricos (ZHANG; ULA, 2008; NUNES, 2003). Os elementos principais de uma turbina eólica são apresentados na Fig. 2.15, que incluem a turbina, o rotor, a caixa de engrenagens, o gerador, os conversores estáticos e um transformador para interligação com a rede elétrica (IOV; BLAABJERG, 2009).

No sistema mecânico, a energia é capturada pela turbina eólica. Como é importante limitar a potência máxima mecânica quando as

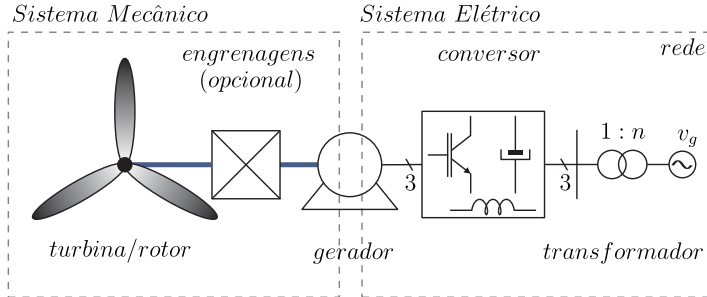


Figura 2.15: Principais componentes de uma turbina eólica convencional.

velocidades do vento são altas, tal limitação é feita por um controle aerodinâmico. Este pode ser tanto pelo controle por estol quanto pelo controle por ângulo de passo da turbina. Grandes turbinas eólicas operam, em geral, na faixa dos 10 a 15 rpm (IOV; BLAABJERG, 2009). A maneira mais comum de adaptar essa baixa velocidade da turbina à alta velocidade dos geradores elétricos é utilizando uma caixa de engrenagens com vários estágios. Outra maneira é utilizar geradores multipólos acoplados diretamente ao gerador elétrico ou uma combinação de multipólos com menos estágios na caixa de engrenagens. Estudos sobre qual configuração é a mais adequada envolvem aspectos econômicos e requisitos para interconexão com a rede, cujo tema tem sido pesquisado por vários autores (ZHANG; ULA, 2008; POLINDER et al., 2006; MCMILLAN; AULT, 2010). O gerador elétrico é responsável pela conversão eletromecânica, cujo processo pode ser controlado por meio de conversores estáticos para conexão com a rede ou conectados diretamente pelo conceito dinamarquês (*danish concept*) (IOV; BLAABJERG, 2009). Por fim, um transformador elétrico irá adaptar a tensão à da rede elétrica.

### 2.3.1 Formas de Integração de Turbinas Eólicas

De acordo com o nível de potência e da tecnologia, diferentes sistemas de conversão eletromecânica de energia podem ser empregados. A seguir é feita uma revisão das principais turbinas eólicas com velocidade fixa e velocidade variável.

Um resumo das soluções empregadas para geração de energia eólica é apresentado no mapa tecnológico da Fig. 2.16. A saída elétrica desse sistema pode ser tanto um sistema CC quanto um sistema CA (utilizando inversor) (IOV; BLAABJERG, 2009).



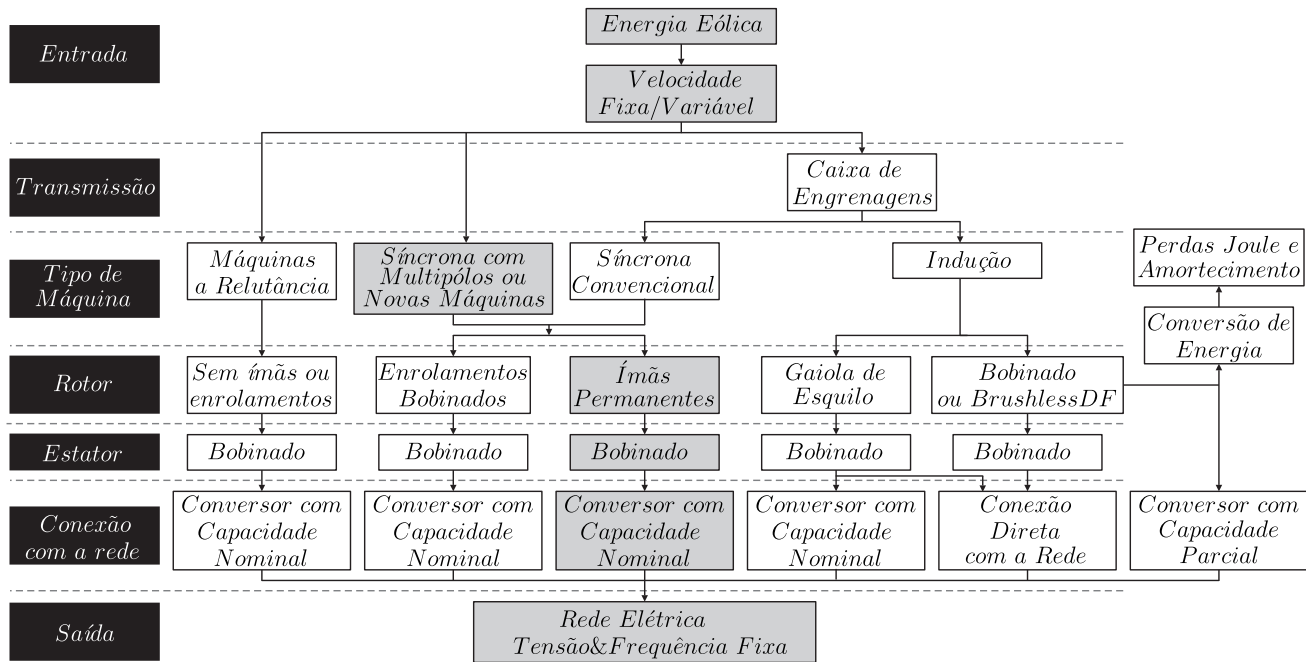


Figura 2.16: Mapa tecnológico de aplicações em turbinas eólicas. Em destaque o foco deste trabalho.

### 2.3.1.1 Turbinas Eólicas com Velocidade Fixa

Turbinas eólicas com velocidade fixa operam com a configuração do conceito dinamarquês, muito popular na década de 1980, ilustrado na Fig. 2.17. A limitação de potência pode ser feita pelo controle por estol ou controle por ângulo de passo (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009).

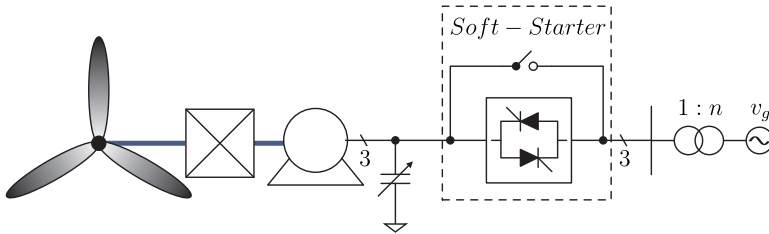


Figura 2.17: Conceito dinamarquês para turbinas eólicas com velocidade fixa.

Devido ao efeito amortecedor da gaiola de esquilo, são utilizados geradores de indução com gaiola de esquilo, que são quase independentes para variações de torque e operam em uma velocidade fixa (escorregamento típico de 1% a 2%) (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; BLAABJERG et al., 2004). O baixo custo, robustez e facilidade para conexão com a rede (necessita de partida suave a tiristores para conexão gradual e não precisa de sincronização) são vantagens obtidas pelo seu uso. Além da conexão gradual com a rede, a partida suave diminui a corrente de partida (*inrush*) e por sua vez diminui também os problemas de cintilação (*flicker*) na rede. Um banco de capacitores variável é utilizado para compensar a demanda de reativos (praticamente eliminar) do gerador de indução (IOV; BLAABJERG, 2009).

Como desvantagens da operação com velocidade fixa está a necessidade do gerador estar conectado a redes fortes (*“stiff grids”*), pois variações de vento seriam convertidas em flutuações de tensão em redes fracas, além de gerar turbulências mecânicas na turbina. Consequentemente, a estrutura mecânica deve ser capaz de suportar fortes turbulências, resultando em mais gastos com a estrutura. Outra desvantagem ocorre em casos de falta da rede elétrica, pois a tensão ou a potência reativa não pode ser controlada diretamente levando a problemas de estabilidade de tensão. Esse problema torna essa aplicação inviável para a conexão com sistemas elétricos de grande porte (IOV; BLAABJERG, 2009; CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009).

### 2.3.1.2 Turbinas Eólicas com Velocidade Variável

Inicialmente, destaca-se uma grande vantagem das turbinas eólicas com velocidade variável: a possibilidade de variar a velocidade de rotação frente a variações da velocidade do vento ou de carga. Isto permite que as estruturas sejam mecanicamente mais simples, tenham menos desgastes nos componentes mecânicos e ruído acústico reduzido, o que aumenta a confiabilidade do sistema e diminui os gastos com a estrutura (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009). Outra vantagem é a maior captação de energia, que segundo (CARRASCO et al., 2006) é cerca de 5% maior do que sistemas de velocidade fixa. Embora seja necessário empregar conversores estáticos em turbinas eólicas com velocidade variável, o que acarreta em perdas adicionais, o sistema de controle dos conversores deve ser capaz de rastrear o ponto de máxima potência e, como resultado, mais energia é obtida. O cintilamento não ocorre porque o sistema está desacoplado da rede elétrica.

O desacoplamento pode ser feito por meio de um barramento em corrente contínua (CC). Dois tipos de desacoplamentos podem ser realizados: desacoplamento parcial e desacoplamento total. No primeiro tipo, um gerador de indução com rotor bobinado é ligado à rede pelo estator e o rotor é ligado por meio de um conversor estático processando parte da potência. No outro, o desacoplamento total é realizado por meio de conversores estáticos processando toda energia do gerador. Em ambos os esquemas a limitação de potência é feita pelo controle por estol ativo ou controle por ângulo de passo. A seguir são apresentadas configurações típicas dessas arquiteturas de sistemas (IOV; BLAABJERG, 2009; CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; CARRASCO et al., 2006; BAROUDI; DINAHAHI; KNIGHT, 2005).

**Desacoplamento Parcial** O desacoplamento parcial do gerador permite obter uma pequena faixa de variação de velocidade. Esta pode ser suficiente para melhorar o desempenho da turbina frente às variações de vento. Duas configurações típicas para geradores de indução são encontradas: com rotor bobinado controlado por resistências rotóricas e com rotor bobinado duplamente excitado controlado por um conversor estático processando parte da potência da turbina, ambas ilustradas na Fig. 2.18(a) e na Fig. 2.18(b), respectivamente.

Na configuração da Fig. 2.18(a) as resistências extras do rotor podem ser variadas por meio de um conversor estático. Ressalta-se que esta solução ainda necessita de partida suave (*soft-start*) e de um sistema de compensação de reativos.

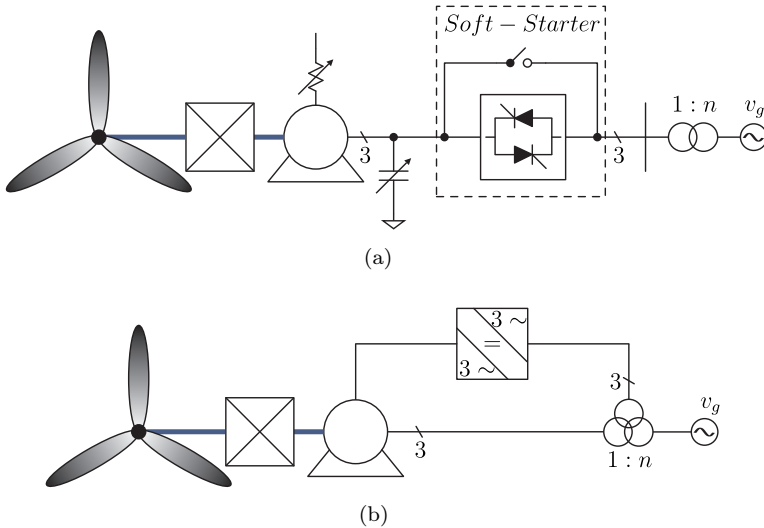


Figura 2.18: Turbinas eólicas com desacoplamento parcial da rede elétrica.

A segunda opção ilustrada na Fig. 2.18(b) é a mais utilizada e conhecida como gerador de indução duplamente alimentado (DFIG – *doubly fed induction generator*). Em geral, o conversor processa cerca de 30% da potência nominal da turbina. Isto permite uma variação de velocidade de cerca de  $\pm 30\%$  da velocidade síncrona. Nesse esquema não é mais necessário um circuito de partida suave e de compensação de reativos. E, ainda é possível controlar as potências ativa e reativa entregues à rede. Isto permite uma real melhoria no desempenho dinâmico frente a distúrbios (aumento da estabilidade de tensão), melhoria do desempenho em regime permanente, e uma redução significativa do ruído acústico produzido e esforços mecânicos da estrutura.

No entanto, sob condições de faltas da rede, a presença de grandes correntes no estator do DFIG resultam em grandes correntes no rotor, o que faz com que os conversores estáticos precisem de proteções especiais para evitar sua destruição por sobrecorrentes. E, essas grandes correntes estatóricas podem causar altos torques e danificar a estrutura mecânica do eixo da turbina, diminuindo a vida útil do WECS (LISERRE et al., 2011). Dessa forma, as estratégias<sup>4</sup> *low voltage*

<sup>4</sup>As estratégias de tomada de carga são requisitos de alguns operadores do sistema transmissão (LI; CHEN, 2008; MULLANE; LIGHTBODY; YACAMINI, 2005; ONS, 2009). Estas devem ser implementadas para evitar perdas significativas na

*ride-through* ou *fault ride-through capability* para suporte à rede em condições de falta podem ser bastantes complicadas, devido à conexão direta do estator do DFIG à rede elétrica (LI; CHEN, 2008).

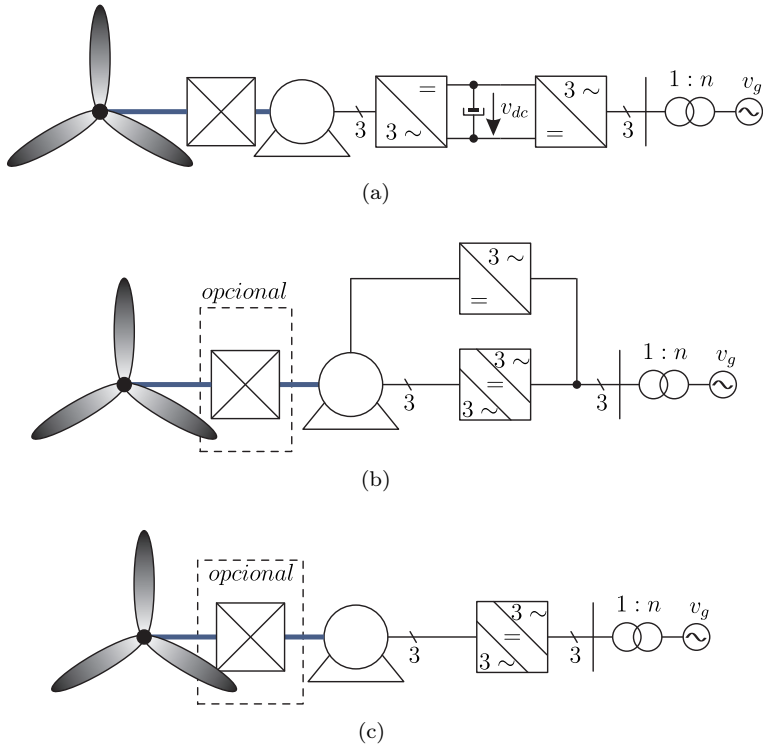


Figura 2.19: Turbinas eólicas com desacoplamento total da rede elétrica.

**Desacoplamento Total** O desacoplamento total é feito por conversores estáticos processando toda a energia da turbina eólica. Embora estes conversores tenham mais perdas no processo de conversão de energia, a geração de energia é aumentada pela melhoria de desempenho e pelo sistema de controle. Esse conversor deve ser capaz de rastrear o ponto de máxima potência em uma ampla faixa de operação do aerogeração de energia eólica durante condições de falta da rede. Isto significa que o WECS deve permanecer conectado à rede durante distúrbios, como por exemplo, afundamentos de tensão. Dessa forma, é necessário que o WECS seja capaz de dar suporte de ativos e reativos para o controle de frequência e tensão da rede elétrica.

rador e o controle das potências ativa e reativa entregues à rede é feito por um inversor trifásico ou monofásico. Na Fig. 2.19 estão ilustradas três configurações típicas, em que podem ser aplicados geradores de indução e geradores síncronos.

A configuração da Fig. 2.19(a) utiliza geradores de indução com gaiola de esquilo que precisam de engrenagens para adaptar a velocidade à rede. Geradores síncronos podem ser de rotor bobinado, que precisa de excitação independente para o enrolamento de campo, ou a ímãs permanentes, ambos ilustrados nas Fig. 2.19(b) Fig. 2.19(c), respectivamente. Ambos podem ser multipólos com estágios de engrenagens ou multipólos com acionamento direto (*direct drive*), isto é, sem estágio de engrenagens.

Todas as três soluções têm a mesma controlabilidade uma vez que o barramento CC desacopla completamente o gerador da rede elétrica. O desempenho do controle é muito mais rápido e em algumas situações pode-se entregar potência reativa à rede sem haver nenhum vento. Portanto, em casos de falta da rede o sistema está apto para atuar, isto é, o sistema tem capacidade de atender melhor a requisitos de *low voltage ride-through* (LISERRE et al., 2011). Com essas soluções é possível a operação com rastreamento do ponto de máxima potência ou com potência abaixo da máxima, sendo esta definida por um operador do sistema. Esses benefícios dão ao WECS a característica de uma planta de geração ao WECS. No entanto, o efeito negativo é o aumento na complexidade de implementação dos sistemas de controle e de custos iniciais, pois o conversor passa a representar cerca de 7% dos custos da turbina eólica.

### 2.3.2 Comparação das Turbinas Eólicas

As turbinas eólicas com velocidade fixa foram as mais utilizadas até meados da década de 1990, devido ao seu baixo custo e facilidade de implantação. No entanto, a queda nos preços dos semicondutores, a baixa eficiência, alto ruído acústico, cintilação devido às variações de vento e a ausência do controle de potência reativa fazem com que esses sistemas estejam desaparecendo do mercado (ZHANG; ULA, 2008; POLINDER et al., 2006).

A partir de 1990 os fabricantes investiram suas atenções para os sistemas a velocidade variável. Esta tecnologia permitiu aumentar o nível de potência dos aerogeradores, diminuir o ruído acústico, diminuir os esforços mecânicos e melhorar a qualidade de energia. A principal solução desses sistemas foi o DFIG pelos baixos custos de implantação e do conversor utilizado que processa cerca de 30% da potência nominal,

o que justifica sua grande difusão na indústria. Nessa mesma época, iniciaram-se os investimentos em geradores síncronos multipólos com acionamento direto ou com menos estágios na caixa de engrenagens, cujos principais objetivos são a redução de perdas, a redução de falhas nas caixas de engrenagens e diminuição dos problemas de manutenção (POLINDER et al., 2006).

Na Fig. 2.20 estão ilustrados os índices de falhas por componentes de turbinas eólicas coletados na Alemanha durante 15 anos (HAHN; DURSTEWITZ; ROHRIG, 2006). Essa informação combinada com o tempo necessário para manutenção (Fig. 2.21) e com a taxa de falhas por ano (Fig. 2.22) são indicativos para avaliar a confiabilidade das turbinas eólicas. É importante ressaltar que a caixa de engrenagens contribui de maneira significativa para a redução do tempo de operação do sistema e este número pode ser ainda maior como indicam experiências recentes na Suécia (RIBRANT; BERTLING, 2007). Além disso, os custos de manutenção de um aerogerador com caixa de engrenagens é sempre 1% maior do que os com acoplamento direto. E a reposição de caixa de engrenagens pode custar cerca de 10% a 15% do custo inicial do projeto e cerca de 80% para aerogeradores em alto mar. O que nunca irá acontecer em acionamentos com acoplamento direto, mas se esse gerador falhar o custo também é alto porque se trata de uma máquina maior (ZHANG; ULA, 2008).

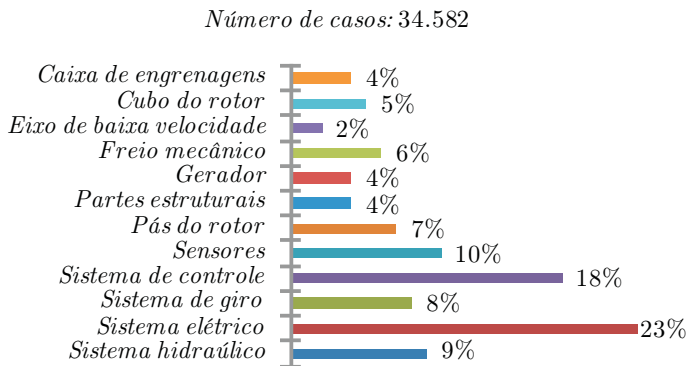


Figura 2.20: Índice de falhas nos componentes de uma turbina eólica.

Outros motivos que contribuem para a utilização de geradores síncronos com acionamento direto ou com menos estágios na caixa de engrenagens são a melhoria de desempenho em casos de falta da rede

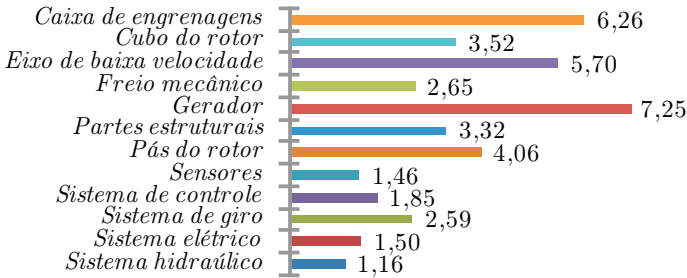


Figura 2.21: Tempo de manutenção (em dias) por componente de uma turbina eólica.

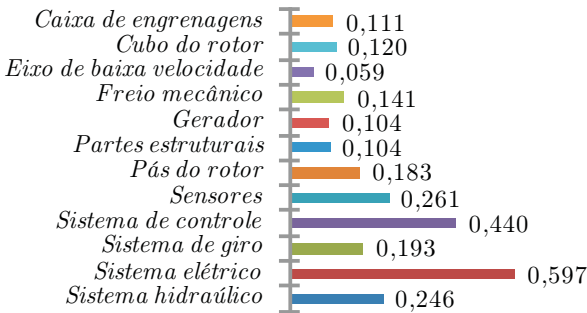


Figura 2.22: Taxa anual de falha dos componentes de uma turbina eólica.

e o sistema de controle ser mais simples (ZHANG; ULA, 2008). Por esses motivos, diversos fabricantes têm utilizado esta solução como pode ser observado na Fig. 2.13, em que estão ilustrados os fabricantes de arquiteturas de sistemas que empregam GSIPs nos WECSs. Estes têm melhor rendimento, o volume mais compacto e a excitação é fornecida pelos campos magnéticos dos ímãs, o que elimina o conversor para controle da excitação e dá mais autonomia e robustez para o sistema. No entanto, deve-se ressaltar que alguns fabricantes utilizam geradores multipólos e um estágio na caixa de engrenagens (máquinas convencionais de dois pólos utilizam três estágios), estes são conhecidos como sistemas multi-híbridos. Dentre os motivos para essa escolha está o aumento da estrutura em sistemas sem caixa de engrenagens e do custo



do gerador à medida que se eleva a potência. Existem estudos que avaliam os custos e o impacto na confiabilidade do sistema quando se utiliza um estágio na caixa de engrenagens (POLINDER et al., 2006; MCMILLAN; AULT, 2010).

Deve-se observar ainda na Fig. 2.20 e na Fig. 2.22, o alto índice e taxa anual de falhas dos sensores e dos sistemas de controle. Essas falhas se devem, na grande maioria dos casos, à utilização de sensores mecânicos nos WECSs. Portanto, o estudo de técnicas de controle que não utilizam sensores mecânicos (*sensorless*) e que são mais robustas são justificadas pela necessidade de se implementar sistemas mais robustos.

## 2.4 Conclusão

Neste capítulo foi feita uma revisão bibliográfica sobre os WECSs voltada a aplicações de eletrônica de potência. Foi apresentada a evolução das turbinas eólicas desde sua invenção aos modernos geradores encontrados atualmente. No panorama da geração eólica foi dado enfoque aos países em desenvolvimento e emergentes, em que se percebe que a tecnologia e a penetração de mercado dos WECSs é realmente global. Foram destacados os principais fabricantes e empresas que atuam com WECSs e empregam GSIPs nas suas arquiteturas de sistemas. O papel fundamental da eletrônica de potência e das técnicas de controle são destacados como elementos principais para a evolução das arquiteturas dos WECSs. Por fim, são comparadas as turbinas eólicas com relação à confiabilidade das arquiteturas de sistemas, em que mostra-se a necessidade pela busca de sistemas com acionamento direto e *sensorless*.



# Capítulo 3

## Modelagem dos Componentes do Sistema de Conversão de Energia Eólica

### 3.1 Introdução

Os objetivos deste capítulo são descrever e modelar os principais componentes do WECS para fins de análise em regime transitório e permanente. Esses componentes estão ilustrados na Fig. 3.1, em que se observa a turbina eólica, o GSIP e o retificador ativo trifásico.

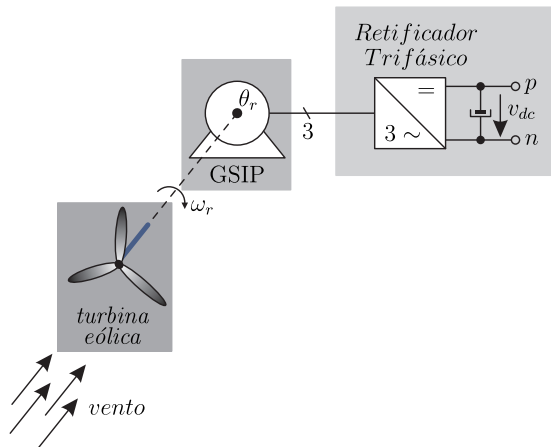


Figura 3.1: Componentes do WECS que serão estudados nesse capítulo.

Serão expostos os principais mecanismos das turbinas eólicas responsáveis pela conversão da energia cinética dos ventos em energia mecânica no eixo do gerador, seu modelo, formas de controlar e proteger a turbina quando se atinge os limites mecânicos para operação segura.

Em seguida, o GSIP será abordado, os seus aspectos construtivos, as principais topologias empregadas em geração de energia eólica, os seus modelos nos sistemas de referência estacionário ( $abc$ ) e síncrono ( $dq0$ ), e as limitações impostas no seu funcionamento. Assim como para o GSIP, são apresentados os modelos do retificador ativo trifásico utilizado neste trabalho e as restrições que devem ser impostas para seu funcionamento com correntes de entrada senoidais. Por fim, será proposta uma metodologia para dimensionamento desses componentes a partir das suas características de funcionamento em regime permanente.

## 3.2 Turbina Eólica

O objetivo desta modelagem é entender os fenômenos básicos envolvidos na captação de potência dos ventos. Dessa forma, serão apresentados os princípios aerodinâmicos que regem o movimento de rotação das turbinas. Em seguida, será determinado o modelo que fornece a potência extraída dos ventos dada as condições de operação da turbina. Esse modelo será a base para os estudos do comportamento do sistema eletromecânico. Por fim, serão apresentados os sistemas de controle aerodinâmico e suas influências para o controle do sistema do gerador elétrico com o retificador trifásico.

### 3.2.1 Princípios Aerodinâmicos

Seja a Fig. 3.2 ilustrativa da incidência dos ventos na turbina. Os ventos incidem na turbina com uma velocidade relativa  $v_w$  nas pás das turbinas, em que o fluxo na seção da pá é exibido em detalhe na Fig. 3.3. A seção das pás apresenta perfil laminado (aerofólios) similares às turbinas de avião (CUSTÓDIO, 2009; TIBOLA, 2009; JOHNSON, 2001).

O vento relativo é o movimento de vento causado pela combinação com o movimento das pás na direção do plano de rotação. Este tem uma inclinação  $\varphi$  com relação ao plano de rotação. O vento relativo incide com uma inclinação  $\alpha$  em relação ao eixo da pá (linha de corda), esse ângulo é conhecido como ângulo de ataque. O ângulo  $\beta$  é conhecido como ângulo de passo e será importante para o controle de posição das pás. Devido à mudança de direção causada pela pá, o vento varia de velocidade, o que pela segunda lei de Newton implica em uma reação dada pela força de empuxo  $\vec{F}_e$ . Essa força pode ser decomposta em duas parcelas: uma perpendicular a direção do vento chamada de força de sustentação  $F_s$  (*lift force*) e outra na direção do vento chamada de força de arraste  $F_a$  (*lift drag*).

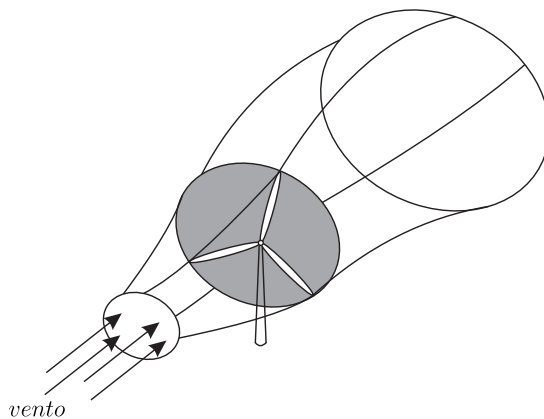


Figura 3.2: Incidência dos ventos na turbina eólica.

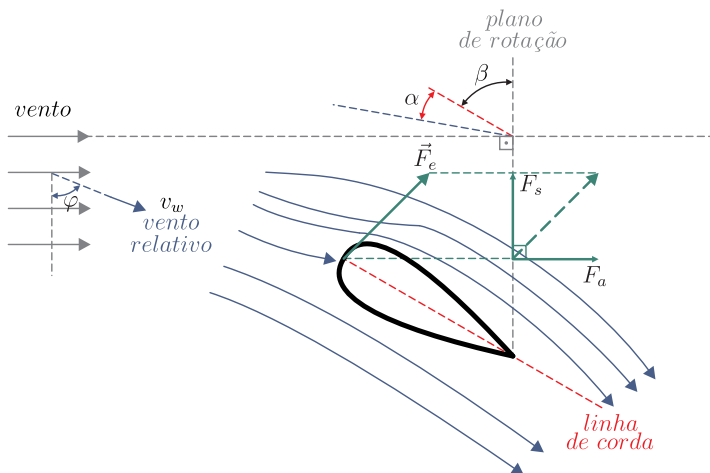


Figura 3.3: Incidência dos ventos na pá da turbina eólica.

A força de sustentação é responsável pela sustentação aerodinâmica da pá e só existe se o escoamento for laminar, isto é, para ângulos de ataque menores que  $90^\circ$ . A força de arraste gera uma parcela que empurra a estrutura da turbina e não gera torque nesse tipo de turbina, portanto, é uma parcela indesejável. As forças de sustentação e de arraste sobre a seção da pá podem ser obtidas a partir de (3.1) e (3.2),

respectivamente.

$$F_s = \frac{1}{2} \rho v_w^2 C_s A_p = |\vec{F}_e| \cos \alpha \quad (3.1)$$

$$F_a = |\vec{F}_e| \operatorname{sen} \alpha \quad (3.2)$$

Onde:

$\rho$ : é a densidade volumétrica do ar, que é igual a 1,225 kg/m<sup>3</sup> a 1 atm e 15°C. Esta pode ser recalculada para diferentes condições atmosféricas a partir de (3.3) (CUSTÓDIO, 2009);

$C_s$ : é o coeficiente de sustentação, que depende das dimensões e das características aerodinâmicas da seção da pá;

$A_p$ : é a área da superfície superior da pá.

$$\rho(z, T) = \frac{353,4 \left(1 - \frac{z}{45271}\right)^{5,2624}}{273,15 + T} \quad (3.3)$$

Onde:

$z$ : é a altitude do local com relação ao nível do mar em metros;

$T$ : a temperatura ambiente do local em grau Celsius.

Deve-se notar que a relação linear entre as forças não é válida para qualquer condição de ângulo de ataque. A medida que este aumenta, a pá entra em uma região conhecida como região de perda, em que há perda da sustentação aerodinâmica ocorrendo um fenômeno de turbulência no fluxo de ar. Este fenômeno é conhecido como *Efeito de Bernoulli* e está ilustrado na Fig. 3.4. Isso acontece porque há um aumento da velocidade do ar em um dos lados das pás, o que resulta em uma queda de pressão neste. O perfil laminado é escolhido para aumentar a aderência do fluxo laminar e diminuir a incidência do fluxo turbulento, esse é o motivo pela escolha dessa geometria na seção da pá (CUSTÓDIO, 2009; TIBOLA, 2009).

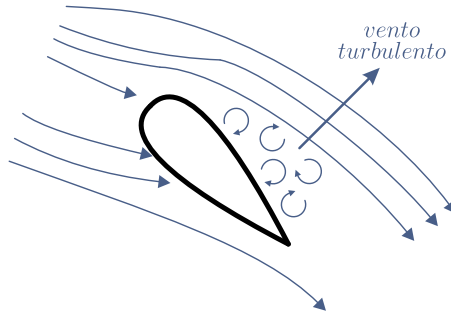


Figura 3.4: Geração de fluxos turbulentos nas pás.

### 3.2.2 Extração de Potência dos Ventos

A energia cinética contida na massa de ar em movimento pode ser calculada por (3.4).

$$E_c = \frac{1}{2} m_w v_w^2 \quad (3.4)$$

Onde:

$m_w$ : é massa do ar em movimento.

Como a passagem da massa de ar pela turbina sofre a ação de forças, há uma redução na velocidade do vento e a energia extraída do vento (3.5) é dada pela diferença das energias cinéticas antes e depois da turbina. Para determinar a velocidade do vento depois da turbina considera-se a equação da continuidade de Bernoulli, em que a vazão de fluido é constante ao longo do volume de controle. Isto é, o fluxo de ar é nulo fora do volume de controle. E, considerando que a densidade volumétrica do ar é constante, isto é, que o fluido é incompressível<sup>1</sup>, tem-se que a vazão antes e depois da turbina é dada por (3.6). O fluxos de ar e o volume estão representados na Fig. 3.5 para o caso da turbina eólica. Segundo (3.6), conclui-se que o tamanho do volume de controle tem que ser maior após a passagem do ar pela turbina.

$$E_{ce} = E_c - E_{cs} = \frac{1}{2} m_w (v_w^2 - v_{ws}^2) \quad (3.5)$$

<sup>1</sup>Aproximação válida para velocidades de vento menores que 100 m/s (CUSTÓDIO, 2009).

Onde:

$E_{cs}$ : é a energia cinética do vento depois da turbina;

$v_{ws}$ : é a velocidade do vento depois da turbina.

$$Q = A_w v_w = A_{ws} v_{ws} \quad (3.6)$$

Onde:

$Q$ : é a vazão do vento;

$A_w$ : é a seção do volume de controle antes da turbina, calculada segundo (3.7);

$A_{ws}$ : é a seção do volume de controle depois da turbina.

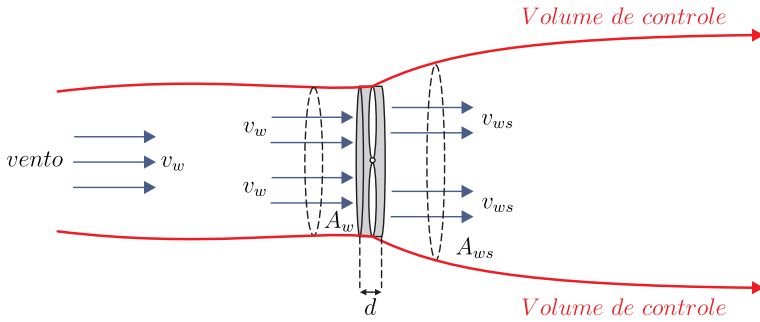


Figura 3.5: Fluxos de ar no volume de controle.

$$A_w = \pi R^2 \quad (3.7)$$

Onde:

$R$ : é o raio da turbina.

A potência extraída é obtida pela variação de energia de (3.5) e pelo intervalo de tempo correspondente conforme (3.8).

$$P_{we} = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{E_{ce}}{\Delta t} = \frac{1}{2} \frac{m_w}{\Delta t} (v_w^2 - v_{ws}^2) \quad (3.8)$$

Onde:

$\Delta t$ : é variação de tempo necessária para percorrer o comprimento  $d$  (Fig. 3.5). Esta pode ser obtida a partir da velocidade média do vento  $v_{w,avg}$  ao longo do comprimento da coluna de ventos  $d$  e obtida a partir



de (3.9).

$$\Delta t = \frac{d}{v_{w,avg}} = \frac{2d}{v_w + v_{ws}} \quad (3.9)$$

A massa do ar em movimento ( $m_w$ ) é obtida considerando que a área ao longo do volume de controle é constante, cujo resultado é apresentado em (3.10).

$$m_w = \rho A_w d \quad (3.10)$$

Substituindo (3.9) e (3.10) em (3.8) obtém-se a expressão da potência extraída do vento (3.11). Observa-se essa potência varia com o cubo da velocidade do vento.

$$P_{we} = \frac{1}{2} \rho A_w v_w^3 \frac{[1 + (v_{ws}/v_w)] [1 - (v_{ws}/v_w)^2]}{2} \quad (3.11)$$

A equação (3.11) pode ser reescrita em função do coeficiente de potência da turbina  $C_p$  e da potência contida no vento  $P_w$  em (3.12), dados por (3.13) e (3.14), respectivamente. O coeficiente de potência da turbina representa a potência extraída pela turbina da potência contida no vento.

$$P_{we} = C_p P_w \quad (3.12)$$

$$C_p = \frac{[1 + (v_{ws}/v_w)] [1 - (v_{ws}/v_w)^2]}{2} \quad (3.13)$$

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A_w v_w^3 \quad (3.14)$$

O valor máximo do coeficiente de potência é obtido calculando a derivada de (3.13) em relação a  $k = v_{ws}/v_w$  e igualando-a a zero (condição de otimalidade de 1ª ordem). O valor obtido é  $C_p = 16/27 \approx 59,3\%$ . Esse valor é conhecido na literatura como *máximo de Betz* ou *coefici-*

ente de Betz e corresponde ao valor máximo teórico do rendimento de uma turbina.

### 3.2.2.1 Característica da Turbina Eólica

A característica de extração de potência de uma turbina eólica, dada pelo coeficiente de potência, não pode ser obtida a partir dos resultados teóricos. Esta será uma função dos aspectos construtivos da turbina, da velocidade angular do rotor eólico, da velocidade do vento, do ângulo de ataque, entre outros. Tipicamente, o coeficiente de potência é obtido de maneira experimental pelos fabricantes e neste trabalho foi considerada a aproximação proposta por (HEIER, 1998) para turbinas eólicas de três pás dada por<sup>2</sup> (3.15).

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left[ \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \left( \frac{180\beta}{\pi} \right) - c_4 \left( \frac{180\beta}{\pi} \right)^{c_5} - c_6 \right] e^{-\frac{c_7}{\lambda_i}} \quad (3.15)$$

Onde:

$$C_p(\lambda, \beta) \geq 0;$$

$\lambda_i$ : é definido conforme (3.16);

$\lambda$ : é a velocidade de ponta da turbina (TSR: *tip-speed-ratio*) definida de acordo com (3.17);

$c_i$ : são os coeficientes da turbina, em que  $i \in \{1, 2, \dots, 9\}$ .

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + c_8 \left( \frac{180\beta}{\pi} \right)} - \frac{c_9}{\left( \frac{180\beta}{\pi} \right)^3 + 1} \quad (3.16)$$

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{v_w} \quad (3.17)$$

Onde:

$\omega_m$ : é a velocidade angular do rotor eólico.

A velocidade de ponta da turbina é a relação entre a velocidade tangencial na ponta da pá do rotor eólico e a velocidade do vento incidente. Esse é um importante parâmetro da turbina, pois o ponto de máxima extração de potência é função direta desse parâmetro quando a turbina

<sup>2</sup>É importante ressaltar que essa equação é normalmente apresentada no seu formato “experimental”, em que  $\beta$  é considerado diretamente em graus.

opera com ângulo de passo fixo. Como ilustrado na Fig. 3.6 as curvas de potência para diferentes ângulos de passo, em que os parâmetros na Tabela 3.1 foram propostos por Sloodweg (SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003) que representam com mais precisão turbinas eólicas modernas a velocidade variável. Nota-se que está ilustrado o ponto de máximo rendimento dado por  $C_{p,max} = 44\%$  que é obtido para  $\beta = 0$  e  $\lambda_{opt} = 7,2$ .

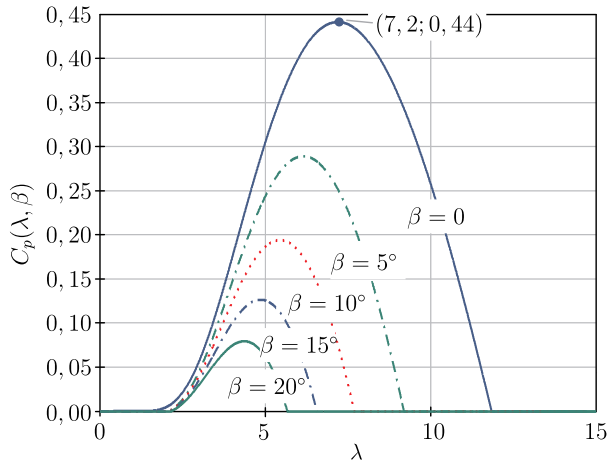


Figura 3.6: Curvas de extração de potência para diferentes ângulos de passo.

Tabela 3.1: Coeficientes da característica da turbina eólica

$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$	$c_5$	$c_6$	$c_7$	$c_8$	$c_9$
0,73	151	0,58	0,002	2,14	13,2	18,4	-0,02	-0,003

É importante ressaltar que os coeficientes dados na Tabela 3.1 são dados de uma turbina específica comercial analisada por Sloodweg (SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003). No entanto, como estes coeficientes são difíceis de serem obtidos e se a turbina eólica que for adotada tiver um valor do máximo coeficiente de potência menor do que 44%, a obtenção exata desses dados não representa um problema de modelagem, pois o sistema de conversão de energia será modelado para processar esse valor máximo. Como visto anteriormente, o valor máximo teórico do coeficiente de potência é 59,3% para todos os tipos de turbina. En-

tretanto, devido às não idealidades e às limitações práticas, esse valor pode ser no máximo 50% para turbinas de alta velocidade (turbinas de duas pás) e entre 20% e 40% para turbinas de baixa velocidade com mais pás (PATEL, 1999).

### 3.2.2.2 Curvas de Potência

As curvas de potência mecânica extraída para diferentes velocidades de vento podem ser obtidas a partir da aplicação de (3.15) em (3.12), cujo resultado é apresentado em (3.18). Considerando um ângulo de passo igual a zero e uma turbina com um raio de 2,3 m são ilustradas as curvas de potência para diferentes condições de vento<sup>3</sup> na Fig. 3.7. Observa-se a curva de máxima potência mecânica  $P_{we,max}$  em função da velocidade de vento obtida para a condição de máximo rendimento da Fig. 3.6.

$$P_{we} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) v_w^3 \quad (3.18)$$

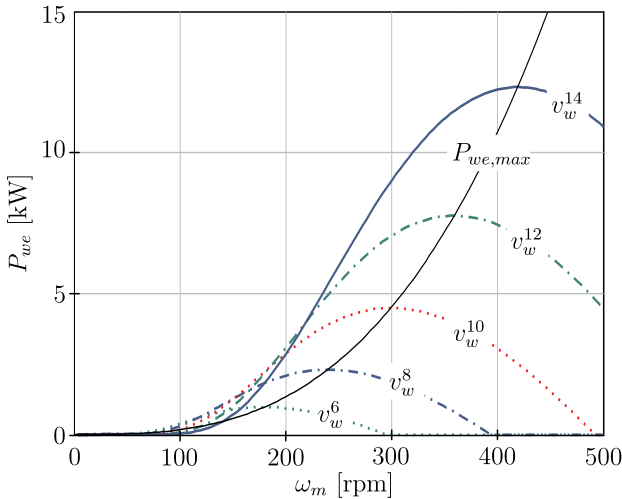


Figura 3.7: Curvas da potência extraída para diferentes velocidades de ventos.

<sup>3</sup>O sobrescrito na velocidade do vento indica a sua velocidade em m/s.

$$P_{we,max} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_{p,max} v_w^3 \quad (3.19)$$

A equação (3.18) descreve o comportamento da potência extraída pela turbina, mas não descreve como a potência é limitada. Para limitar essa potência no eixo do gerador elétrico deve-se aplicar alguma técnica de controle aerodinâmico (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007). A aplicação do controle aerodinâmico tem como objetivo operar a turbina dentro da curva de operação ideal (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007) ilustrada na Fig. 3.8, em que se observa que o funcionamento é descrito em função da velocidade de vento. A geração de energia será a partir de uma velocidade de vento mínima  $V_{w,min}$ , da qual os custos operacionais iniciais são compensados, até uma velocidade máxima  $V_{w,max}$ , em que a turbina é desligada para prevenir danos estruturais causados pelos esforços mecânicos. Além do mais, são apresentadas três regiões de operação:

- *Região I*: caracteriza-se pelo máximo aproveitamento da potência fornecida pelo vento, cuja operação se dá desde a velocidade mínima até a velocidade vento em que o rotor atinge a sua velocidade angular nominal  $\omega_N(V_{w,\omega_N})$ ;
- *Região II*: essa é uma região de transição que se estende até a velocidade em que a potência atinge o valor nominal ( $V_{w,N}$ ). Nessa região não é mais possível extrair a máxima potência do vento devido à restrição de velocidade nominal ter sido atingida. Essa região pode não existir em casos que o limite de velocidade angular não é alcançado até se atingir a potência nominal;
- *Região III*: região de potência nominal, sendo que a potência deve se controlada aerodinamicamente para evitar a sobrecarga da turbina.

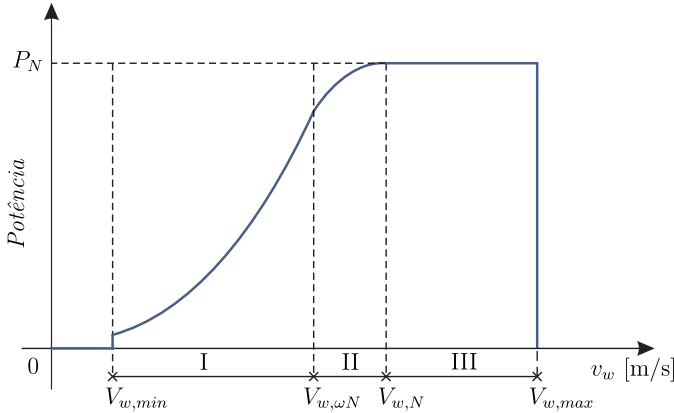


Figura 3.8: Curva de potência na operação ideal de uma turbina eólica.

### 3.2.2.3 Comportamento Dinâmico da Turbina

A turbina tem uma grande inércia que deve ser levada em consideração nos estudos do WECS, pois esta armazena uma grande quantidade de energia cinética. O que faz com que a mudança de potência no eixo do gerador não ocorra de maneira instantânea, pois não é possível variar a velocidade instantaneamente. Essa massa é representada nos estudos dinâmicos pela constante de inércia  $J_m$ , em que para uma turbina eólica de três pás pode ser estimada pelo raio e por sua massa em (3.20) (MORREN; PIERIK; HAAN, 2006).

$$J_m = \frac{M_m R^2}{9} \quad (3.20)$$

Onde:

$M_m$ : é a massa total das pás da turbina.

A conexão da turbina eólica com o gerador elétrico por meio de uma caixa de engrenagens é representada de maneira simplificada na Fig. 3.9 (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007). Considera-se que a turbina e o gerador são representados por corpos rígidos <sup>4</sup>, cujos parâmetros são as constantes de inércia da turbina e do gerador elétrico  $J_{rm}$ ; as velocidades angulares da turbina e do gerador elétrico  $\omega_{rm}$ ; o torque

<sup>4</sup>Por simplicidade, estão sendo desconsideradas os coeficientes de amortecimento e as constantes de mola. Maiores detalhes podem ser encontrados em (ANDERSON; BOSE, 1983).

proveniente do vento  $T_L$  obtido pela divisão da potência extraída pela velocidade angular do rotor eólico e o torque eletromagnético  $T_e$ ; e a relação de velocidade  $n_m$  da caixa de engrenagens, em que para um sistema com acionamento direto  $n_m$  é igual a um. O sistema é descrito na sua forma final por (3.21).

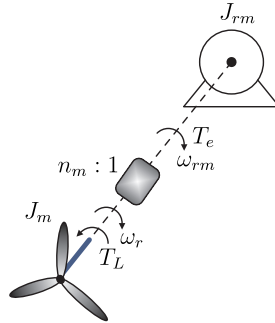


Figura 3.9: Representação da conexão entre a turbina e o gerador.

$$J_{eq} \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_e - \frac{T_L}{n_m} \quad (3.21)$$

Onde:

$J_{eq}$ : é a constante de inércia equivalente do sistema, dada por (3.22).

$$J_{eq} = \frac{J_m}{n_m^2} + J_{rm} \quad (3.22)$$

### 3.2.3 Controle e Limitação de Potência Aerodinâmica

Das turbinas de pequeno porte às de grande porte, é necessária a limitação da potência extraída para proteção contra danos estruturais na região III. Diferentes métodos podem ser empregados de acordo com os requisitos do WECS e, em geral, são utilizados de maneira redundante para aumentar a segurança. As principais técnicas são o controle por ângulo de passo e o controle por estol. Há também os sistemas de frenagem que servem como proteção quando a velocidade do vento atinge  $V_{w,max}$  e atuam fazendo a turbina parar.

O objetivo de se apresentar esses métodos neste trabalho é destacar que a limitação de potência deve ser feita por sistemas aerodinâmicos.

Além disso, os limites que devem ser considerados para cada estratégia e que a dinâmica desses controladores não precisa ser considerada neste trabalho, devido ao foco estar no comportamento do GSIP e do retificador trifásico. Isso se deve às constantes de tempo envolvidas no controle aerodinâmico serem muito maiores que as dinâmicas elétricas. A partir dessas informações será possível dimensionar adequadamente o GSIP e o retificador.

Em todas as técnicas de controle aerodinâmico que serão consideradas neste trabalho é possível operar na região I com máximo aproveitamento da potência. Isto é, o ângulo de passo é fixado de forma que seja possível atingir o ponto de máximo rendimento aerodinâmico (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007). Para a turbina deste trabalho, este ponto é obtido para  $\beta = 0$ . A seguir serão explicados os princípios de funcionamento das técnicas de controle aerodinâmico.

### 3.2.3.1 Controle por Estol

O controle por estol (*stall control*) pode ser implementado de duas maneiras: estol passivo (*passive stall*) e estol ativo (*active stall*). No estol passivo o ângulo de passo é fixo (FP – *fixed pitch*) e no estol ativo o controle se dá por variação do ângulo de passo (VP – *variable pitch*). Embora, o controle por estol ativo e o controle por ângulo de passo se baseiem na variação do ângulo de passo, estes funcionam a partir de princípios físicos completamente diferentes (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007).

Para entender o mecanismo de atuação do estol a Fig. 3.3 deve ser novamente observada. Considerando inicialmente que a velocidade angular e o ângulo de passo estão fixos, ao aumentar a velocidade do vento nessa condição o ângulo de incidência aumenta e com isso o ângulo de ataque também aumenta até que este exceda um determinado valor (valor de estol), que irá gerar fortes turbulências e a turbina trabalhará na região de perda. O problema desta técnica são as fortes cargas aerodinâmicas causadas pelas turbulências na região de perdas, o que faz com que as turbinas devam ser mais resistentes para suportar tais cargas mecânicas. No controle por estol passivo o ângulo de passo é mantido fixo em todo o processo, já no estol ativo a partir de uma dada velocidade de vento o ângulo de passo é diminuído para induzir o efeito estol com mais rapidez. Assim, os esforços mecânicos são diminuídos pela zona de turbulência ser antecipada e os níveis de potência serem menores.

O controle por estol passivo foi muito utilizado em turbinas de velocidade fixa (FS – *fixed speed*) e também é utilizado em sistemas a



velocidade variável (VS – *variable speed*) de baixa potência que operam com FP. O sistema funciona maximizando a potência gerada até uma velocidade de vento pré-determinada  $V_E$  (abaixo da nominal para evitar que haja grandes variações potência acima do valor nominal), em que se limita a velocidade angular e o controle por estol passivo começa a atuar (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007). Essa estratégia é ilustrada na Fig. 3.10. O segmento  $AE$  é a região em que se dá a operação da turbina para velocidades de vento abaixo do valor  $V_E$  e essa região corresponde a operação<sup>5</sup> na região I. A partir desse ponto a turbina opera até o ponto de potência nominal<sup>6</sup>  $D$  conhecido como *front stall* e corresponde a torque máximo  $T_{max}$  da turbina. A partir do *front stall* o efeito estol é reforçado com perda de torque e a turbina deixa de operar com potência nominal indo em direção ao ponto  $G$ , onde a turbina é desconectada. A trajetória  $ABC'G'$  corresponde a trajetória ideal da curva da estratégia de estol passivo e é também a curva de operação ideal da turbina. É importante ressaltar que devido à baixa qualidade de regulação de potência do método, a potência da turbina pode exceder valor nominal (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; IOV; BLAABJERG, 2009), o que faz com que todo o WECS seja superdimensionado.

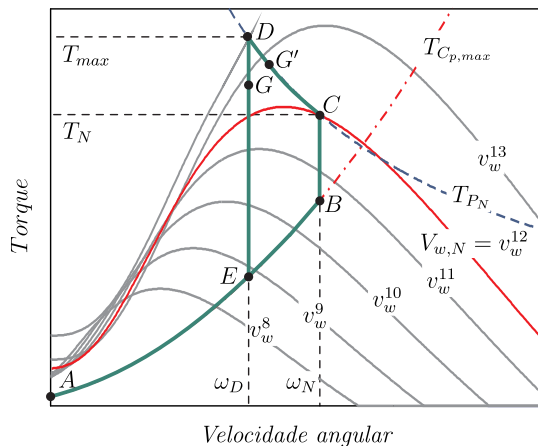


Figura 3.10: Característica de torque-velocidade do controle por estol passivo.

O controle por estol ativo é bastante utilizado tanto em turbinas

<sup>5</sup> $T_{C_p, max}$  é a curva de torque extração da máxima potência.

<sup>6</sup> $T_{P_N}$  é a curva de torque para potência nominal.

com velocidade fixa ou com velocidade variável. O funcionamento na região de máxima potência se dá até a velocidade de vento nominal e a partir desta o controle por estol ativo atua. A estratégia de estol ativo corresponde à operação ideal da estratégia de estol passivo e só haverá redução de torque caso o sistema atinja o *front stall*. A sua característica de regulação de potência é bem melhor que o estol passivo, não havendo grandes excursões de potência além do valor nominal (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; IOV; BLAABJERG, 2009). Esse método requer um esforço de controle menor que o controle por ângulo de passo, o que faz com que seja bastante atrativo devido à diminuição dos custos dos servomecanismos, acionamentos pneumáticos ou sistemas mecânicos embutidos na turbina. Enquanto esse método tem uma variação do ângulo de passo por volta de  $-5^\circ$ , o controle por ângulo de passo é por volta de  $35^\circ$  (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007).

### 3.2.3.2 Controle por Ângulo de Passo

O controle por ângulo de passo é a técnica de controle mais utilizada em turbinas eólicas modernas. A complexidade do controle pode ser reduzida se utilizada em sistemas com velocidade variável, devido aos tempos de resposta dos controladores poderem ser maiores pela flexibilidade permitida ao controle de velocidade (MULLER; DEICKE; DONCKER, 2002).

Seu princípio de funcionamento pode ser retratado observando a Fig. 3.3, em que dado um aumento de velocidade do vento e consequente aumento do ângulo de incidência, o ângulo de passo é aumentado para compensar o aumento do ângulo de ataque. O objetivo deste controle é limitar o ângulo de ataque para gerar menos turbulências. Uma desvantagem desse método é que a regulação do ângulo de passo requer um esforço de controle considerável, uma vez que grandes variações de ângulo de passo são necessárias para compensar as variações de potência. A regulação de potência é parecida com o controle por estol ativo (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; IOV; BLAABJERG, 2009), apenas ocorrendo transições um pouco mais lentas, devido à maior necessidade de variar o ângulo de passo e as limitações dos servomecanismos, em que tem-se variações máximas do ângulo de passo de  $\pm 10^\circ$  por segundo (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007).

Na Fig. 3.11 é ilustrada a curva característica de torque-velocidade em regime permanente desse método. Essa curva corresponde à curva de operação ideal da turbina, onde o segmento *AB* corresponde à operação na região I da curva de potência, o segmento *BC* corresponde à operação na região II da curva de potência e o ponto *C* corresponde à

operação na região III da curva de potência. O sistema deve operar em regime permanente nesse ponto até a velocidade vento máxima, quando os sistemas de frenagem atuam parando a turbina. O ponto  $C'$  corresponde à intersecção da curva de potência nominal com a trajetória de máxima potência. Este só é alcançado se o ponto  $B$  é igual ao ponto  $C$ , isto é, o limite de torque e de velocidade são atingidos juntos.

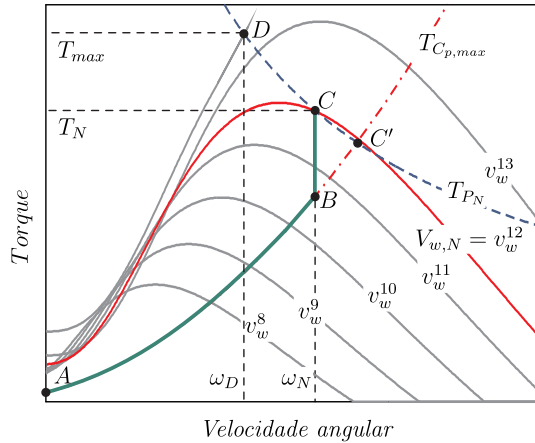


Figura 3.11: Característica de torque-velocidade do controle por ângulo de passo.

Ressalta-se que esta não é a única estratégia de limitar a potência no controle por ângulo de passo. De fato, caso seja possível podem ser definidas diversas estratégias dentro dos limites operacionais da turbina, cujas restrições impostas ao projetista do controle aerodinâmico são o torque máximo, a velocidade angular máxima e a potência nominal (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007).

## 3.3 Gerador Síncrono a Ímãs Permanentes

### 3.3.1 Histórico

Em 1831 M. Faraday descobriu o conceito da indução eletromagnética e fundamentou as bases para a construção de máquinas elétricas. Ainda no início da década de 1830 o primeiro motor a ímãs permanentes foi utilizado, mas a baixa qualidade dos materiais magnéticos desencorajou o seu uso (GIERAS; WANG; KAMPER, 2004). A primeira máquina elétrica de corrente alternada, o motor de indução, foi inventada por N. Tesla em 1883, a qual é considerada o primeiro motor elétrico moderno. A máquina síncrona também foi inventada por Tesla. No entanto, as máquinas a ímãs permanentes só passaram a ser utilizadas efetivamente a partir da década de 1950 com o surgimento de materiais magnéticos de melhor qualidade, isto é, de elevado magnetismo remanente e força coerciva. Como o Alnico (liga feita basicamente de alumínio, níquel e cobalto) inventado em 1931, a ferrite de bário na década de 1950, o samário-cobalto inventado no início da década de 1970 e o neodímio-ferro-boro (NdFeB) em 1983 (GIERAS; WANG; KAMPER, 2004; MONAJEMY, 2000).

Nas aplicações industriais de máquinas a ímãs permanentes (PM – *permanent magnet*) foram utilizados inicialmente na década de 1950 os motores síncronos a ímãs permanentes (MSIP) com uma gaiola de esquilo para auxiliar na partida<sup>7</sup>, pois estes sistemas operavam apenas na velocidade síncrona da rede. No entanto, esse sistema tinha um alto custo o que limitou sua difusão na indústria. O motor CC sem escovas (BLDC – *brushless dc motor*) teve sua consolidação na década de 1960 para diversas aplicações de baixa potência e seu formato atual (enrolamentos no estator e ímãs no rotor) só foi possível graças ao advento da eletrônica de potência. O que possibilitou também que os MSIPs fossem eficientes em qualquer velocidade. E, nas eventuais aplicações a velocidade variável que foram surgindo, este era o mais vantajoso. Este só foi consolidado a partir da década de 1970 com o surgimento das técnicas de controle vetorial, que permitiam o controle linear e simples dos acionamentos elétricos (MONAJEMY, 2000).

Dentre as vantagens de se utilizar motores a ímãs permanentes frente a motores de indução, pode-se citar: melhor rendimento, maior fator de potência, alta densidade de potência e melhor transferência de calor. E, em aplicações abaixo de 7 kW o produto do rendimento com o fator de potência é de 30% a 40% maior que o do motor de indução

<sup>7</sup>Este motor é conhecido como *line-start* MSIP (MONAJEMY, 2000).

(MONAJEMY, 2000). Os BLDC e os MSIPs se diferenciam pelo formato da força contra-eletromotriz geradas, que são trapezoidais para os BLDC e senoidais para os MSIP. Os BLDC são em geral utilizados em aplicações de baixa potência (<10 kW), onde têm uma performance melhor que os MSIP (BOSE, 2002). Os MSIP podem ser utilizados tanto em baixas potências quanto em altas potências, em que as aplicações foram impulsionadas pela diminuição dos preços dos ímãs de melhor qualidade (NdFeB). Estes são amplamente utilizados como geradores em aplicações de geração de energia eólica, chegando a potências de 7,5 MW (ENERCON, 2010). O foco deste trabalho é a aplicação de um GSIP de 6,5 kVA a um WECS.

### 3.3.2 Aspectos Construtivos

Segundo (DUBOIS, 2004), a utilização de ímãs permanentes para construção de máquinas elétricas permitiu construí-las de diversas maneiras, dando espaço a inúmeras possibilidades de disposição, tamanho, formato e orientação. Os aspectos construtivos dessas máquinas podem ser divididos em quatro principais categorias:

1. Orientação do entreferro com relação ao eixo de rotação<sup>8</sup>: radial (R) ou axial (A);
2. Orientação dos enrolamentos do estator com relação à direção do movimento de rotação do rotor: longitudinal (L) ou transversal (T);
3. Orientação dos ímãs permanentes com relação ao entreferro: montados na superfície (SM – *surface mounted*) ou fluxos concentrados (FC – *flux-concentrating*);
4. Encaixe para os enrolamentos (*copper house*): com ranhuras (S – *slotted*) ou sem ranhuras (SL – *slotless*).

Nas Fig. 3.12(a) e Fig. 3.12(b) estão ilustradas as configurações radial e axial, respectivamente. O vetor normal à superfície do entreferro é perpendicular ao eixo de rotação na configuração radial e paralelo na axial.

Na passagem da corrente elétrica pelos enrolamentos do estator há a criação de um fluxo magnético, cujo sentido e orientação são dados pela regra da mão direita. Se a orientação desse fluxo magnético é paralela à direção de rotação, a máquina é do tipo longitudinal e se

<sup>8</sup>Existe a possibilidade de serem realizadas estruturas mistas, isto é, R/A.

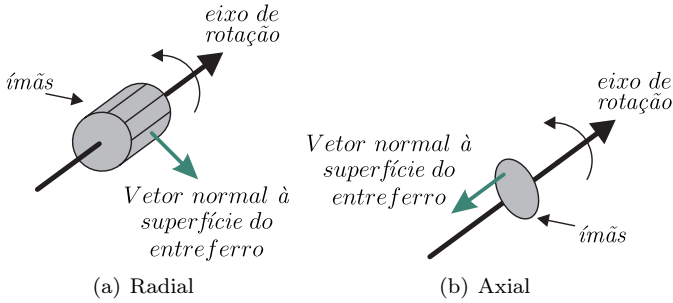


Figura 3.12: Orientações do entreferro.

a orientação é perpendicular, é do tipo transversal como representado nas Fig. 3.13(a) e Fig. 3.13(b), respectivamente.

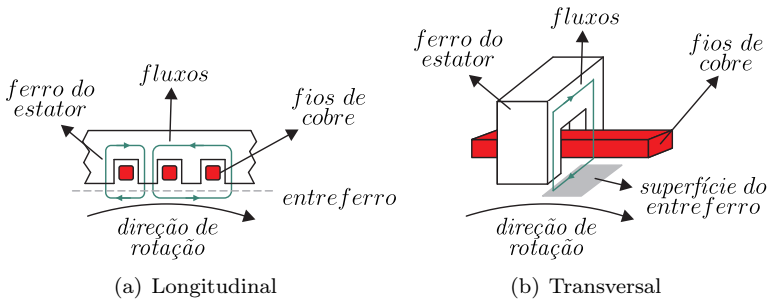


Figura 3.13: Orientações dos enrolamentos do estator.

Duas possibilidades de ímãs montados no ferro do rotor são ilustradas na Fig. 3.14. A direção de magnetização dos ímãs pode ser paralela ao vetor normal à superfície do entreferro como ilustrado na Fig. 3.14(a) para a configuração de ímãs montados na superfície. Na segunda configuração (Fig. 3.14(b)), a direção de magnetização é perpendicular com os ímãs montados de forma que os fluxos estão concentrados. É importante ressaltar que outras configurações de montagem podem ser realizadas como a montagem na superfície interna (*inset* PM) e interior à superfície (*buried* PM), resultando em diversas possibilidades de topologias.

As laminações do estator podem ser produzidas com ranhuras (saliências) ou sem ranhuras (sem saliências) como representado nas Fig.

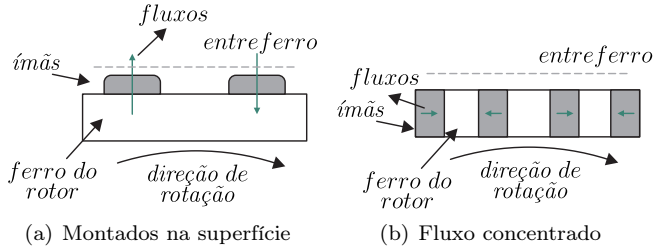


Figura 3.14: Orientação dos ímãs permanentes.

3.15(a) e Fig. 3.15(b), respectivamente. Na configuração sem ranhuras os fios são colocados no entreferro, o que faz com que o caminho magnético do fluxo dos ímãs no ar seja muito maior e que sejam necessários ímãs maiores ou se terá um fluxo menos intenso a vazio. A escolha do tipo de laminação depende de diversos fatores, como a dificuldade de produção, em que é mais fácil produzir sem ranhuras; as perdas no ferro, que são maiores quando há ranhuras, mas abaixo da velocidade base podem ser desprezadas; as perdas no cobre, que são maiores na configuração sem ranhuras devido à passagem do fluxo magnético mesmo a vazio; problemas de resfriamento, em que na configuração sem ranhuras há uma diminuição da superfície resfriável, entre outros (DUBOIS, 2004; GRAUERS, 1996).

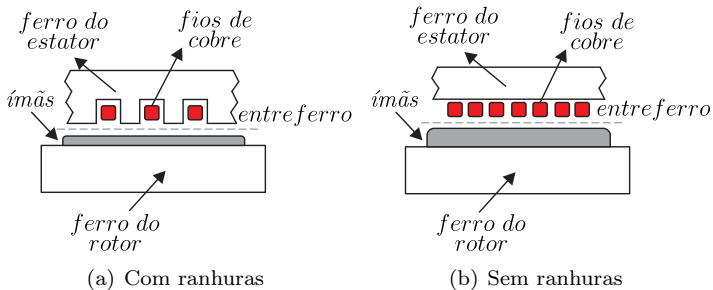


Figura 3.15: Laminações do estator.

### 3.3.2.1 Topologias

As principais topologias resultantes da combinação dessas quatro principais características encontradas na literatura aplicadas à geração de

energia eólica são apresentadas na Tabela 3.2 (DUBOIS, 2004; DUBOIS; POLINDER; FERREIRA, 2000; CHEN; PILLAY; KHAN, 2005; LI; CHEN, 2008; HANSEN et al., 2001). Alguns geradores podem ter mais de uma variação topológica e não foram apresentados casos específicos na tabela. Observa-se que há um grande número de possibilidades e se classifica também os geradores quanto à característica construtiva principal em: GSIP de fluxo axial (AFPM – *axial flux permanent magnet*), GSIP de fluxo radial (RFPM – *radial flux permanent magnet*) e GSIP de fluxo transversal (TFPM – *transverse flux permanent magnet*).

Tabela 3.2: Principais topologias de GSIP aplicados a geração eólica

Gerador	Sigla	1	2	3	4
GSIP convencional	RFPM	R	L	SM	S
GSIP convencional com FC	RFPM	R	L	FC	S
GSIP de fluxo axial	AFPM	A	L	SM	SL
GSIP de fluxo axial interior	AFIPM	A	L	SM	S
GSIP de fluxo transversal	TFPM	R	T	SM	S
GSIP de fluxo transversal com FC	TFPM	R	T	FC	S

As referências (DUBOIS, 2004; DUBOIS; POLINDER; FERREIRA, 2000) apresentam em detalhes uma metodologia de comparação baseada nos seguintes índices de desempenho: custo por torque e torque por massa. Nesse contexto são comparadas as topologias RFPM, AFPM e TFPM com diferentes aspectos construtivos. Conclui-se que o GSIP de fluxo axial tem o dobro da densidade de torque dos RFPM, no entanto a necessidade por materiais magnéticos de maior espessura faz com que seu custo por torque seja o dobro dos RFPM. Conclui-se de uma maneira geral que os geradores terão menores diâmetros e custos se forem utilizadas as topologias TFPM e AFIPM. Ressalta-se que à medida que a potência aumenta o custo por torque diminui e a densidade de torque aumenta para todas as topologias.

Em (CHEN; PILLAY; KHAN, 2005) são comparadas diferentes topologias de RFPM e AFPM em potências que vão desde 1 kW a 200 kW para turbinas eólicas com acionamento direto, velocidade angular nominal de 100 rpm para geradores de potência nominal abaixo de 50 kW e de 50 rpm acima de 50 kW. Todas as máquinas são projetadas para tensão nominal de 220 V e fator de potência igual a 0,9. Nas conclusões são apresentados os seguintes resultados: para uma dada potência a topologia AFIPM tem as maiores densidades de potência; a configu-



ração para um tipo especial de AFPM com ranhuras e duplo estator é superior a que utiliza um único estator; e, as topologias RFPM com rotor externo são mais vantajosas na aplicação em WECs frente aos RFPM com rotor interno, além de facilitar a instalação e o resfriamento da máquina. Afirma-se também que o AFPM é mais conveniente para aplicações de baixa potência por ser simples de construir, mas requer mais material magnético e enrolamentos. Em altas potências a quantidade de material a ser utilizado nos ímãs e nos enrolamentos torna-se muito grande, não sendo mais vantajosa. Portanto, conclui-se que são preferidas topologias com baixa velocidade angular nominal e consequente aumento do número de pólos.

A seguir serão apresentados alguns detalhes do GSIP de fluxo axial, pois essa é a topologia que será utilizada neste trabalho. Maiores detalhes das outras topologias podem ser encontrados nas referências citadas ou em literatura específica.

### 3.3.2.2 GSIP de Fluxo Axial

Esse gerador ou máquina tem o formato de disco ou de um toróide e por esse motivo é também conhecido como Torus. Os primeiros trabalhos com máquinas a disco datam do final da década de 1970. No entanto, somente a partir da década de 1990 cresceram os interesses do setor industrial em substituir as convencionais máquinas de fluxo radial na aplicações domésticas e navais. As vantagens sobre as máquinas de fluxo radial são: maior densidade de potência resultando em menor utilização de cobre e maior eficiência, formato compacto em disco, presença de entreferros planares e ajustáveis, facilidade de bobinação, menor *cogging torque* (torque que faz o rotor girar com relação ao estator a vazio) e consequente diminuição dos ruídos e vibrações acústicas. A maior desvantagem é a grande força axial dos ímãs no estator, que pode quebrar a estrutura facilmente (é mais crítico em máquinas com ranhuras) (AYDIN; HUANG; LIPO, 2004; LI; CHEN, 2008). As máquinas de fluxo axial são classificadas quanto à estrutura do rotor, cuja combinação entre estator e rotor pode ser feita em diversas camadas como ilustrado na Fig. 3.16 (AYDIN; HUANG; LIPO, 2004).

A mais comum é a máquina do tipo Torus sem ranhuras, cuja topologia apresenta dois rotores e um estator, conforme ilustrado na Fig. 3.17 (AYDIN; HUANG; LIPO, 2004). As direções dos fluxos dos ímãs são mostradas na Fig. 3.18, em que se observa que os fluxos percorrem os dois entreferros para chegar ao estator. A Torus tem como características alta densidade de potência, devido ao pequeno comprimento axial. Os enrolamentos são reduzidos, o que resulta em baixas perdas no cobre e

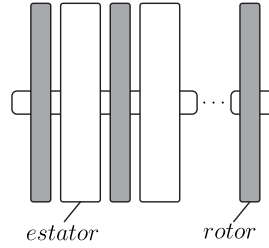


Figura 3.16: Máquina de fluxo axial com diversas camadas.

facilidade de transferência de calor. E, devido aos enrolamentos estarem no entreferro esta máquina tem baixos valores de indutâncias de dispersão, mútuas e próprias. Como não há nas ranhuras efeitos como a ondulação (*ripple*) no fluxo, *cogging torque*, perdas em alta frequências no rotor e saturação das ranhuras são eliminados o que resulta em uma operação com baixo ruído no GSIP. E, ao utilizar ímãs de NdFeB, o efeito de desmagnetização dos ímãs (AYDIN; HUANG; LIPO, 2004) é muito reduzido, devido ao grande entreferro e por ser possível ter ímãs com alta densidade de fluxo no entreferro.

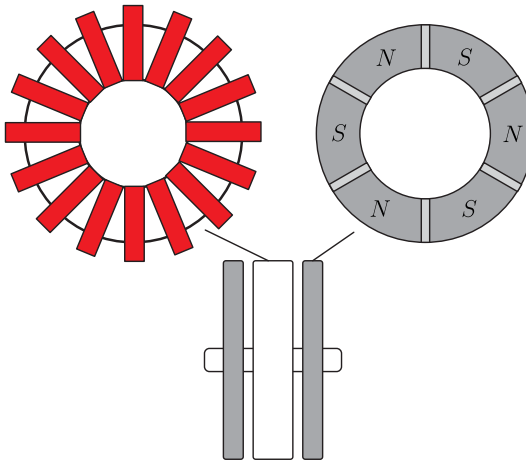


Figura 3.17: Máquina do tipo Torus sem ranhuras.

Outras configurações de máquinas Torus podem ser encontradas, algumas projetadas com características especiais para funcionar na região de enfraquecimento de campo. Uma vasto estudo sobre máquinas

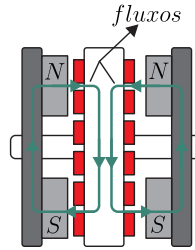


Figura 3.18: Direções dos fluxos na Torus.

de fluxo axial pode ser encontrado em (AYDIN; HUANG; LIPO, 2004).

### 3.3.3 Modelagem no Sistema Estacionário (*abc*)

O objetivo desta modelagem é obter as equações que regem o comportamento dinâmico do gerador e que fornecem as principais características do seu funcionamento. A principal referência utilizada nesta etapa de modelagem foi (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002), em que a máquina síncrona a ímãs permanentes é modelada na convenção motor. Aqui é mantida essa convenção, pois grande parte das referências de máquinas elétricas (BOSE, 2002; LIPO; NOVOTNY, 1996; PILLAY; KRISHNAN, 1988; BARBI, 1985) adotam esta convenção e programas de simulação como o MATLAB® e PSIM® também a adotam.

Inicialmente, considera-se um GSIP com rotor de dois pólos, com enrolamentos trifásicos distribuídos senoidalmente, dispostos em  $120^\circ$  e conectados em estrela, conforme ilustrado na Fig. 3.19. Os subscritos  $s$  indicam variáveis do estator,  $r$  indicam variáveis do rotor referidas ao sistema elétrico e  $rm$  variáveis mecânicas do rotor. Observam-se os eixos estacionários dos enrolamentos para correntes positivas e os eixos girantes do rotor, que giram a uma velocidade angular mecânica  $\omega_{rm}$  e sua posição angular mecânica é dada por  $\theta_{rm}$ . A relação entre a posição angular do rotor e posição angular elétrica  $\theta_r$  é dada por 3.23, em que o número de pares de pólos funciona como um multiplicador da velocidade angular elétrica (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

$$\theta_r = \left(\frac{P}{2}\right) \theta_{rm} = \int_{t_0}^t \omega_r(\tau) d\tau + \theta_r(t_0) \quad (3.23)$$

Onde:

$P$ : é o número de pólos;

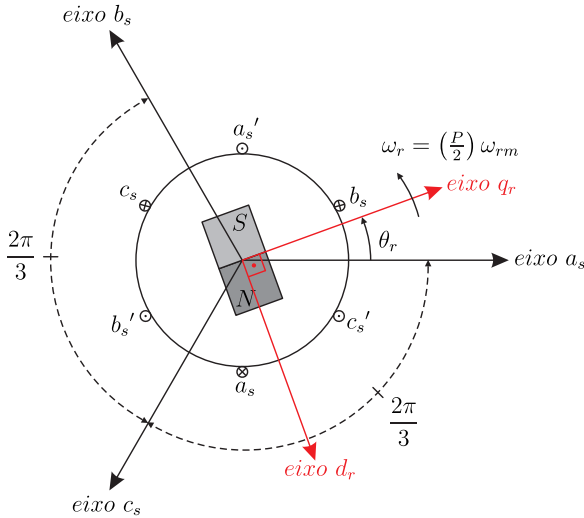


Figura 3.19: Modelo do GSIP.

$\omega_r$ : é a velocidade angular elétrica do rotor;

$\tau$ : é uma variável de integração qualquer;

$t_0$ : é o tempo inicial.

Na Fig. 3.20 a convenção de sinais adotada é apresentada, em que se observa que o sentido das correntes está na convenção motor. O equivalente elétrico é mostrado na Fig. 3.21, em que  $N_s$  é o número de espiras do estator e  $r_s$  é a resistência do estator.

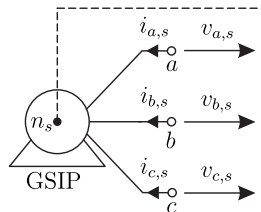


Figura 3.20: Convenção de sinais para modelagem do GSIP.

### 3.3.3.1 Equações de Tensão e Fluxo Magnético

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões no circuito do GSIP, obtêm-se as equações de tensão em variáveis do gerador dadas por (3.24). E,

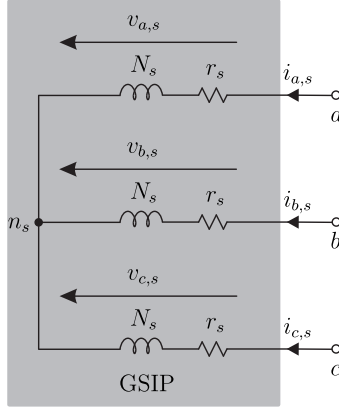


Figura 3.21: Circuito elétrico equivalente do GSIP.

considerando o circuito magnético linear, expressam-se os enlaces de fluxo segundo (3.25).

$$\vec{v}_{abc,s} = [\mathbf{r}_s] \vec{i}_{abc,s} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{abc,s} \quad (3.24)$$

$$\vec{\lambda}_{abc,s} = [\mathbf{L}_s] \vec{i}_{abc,s} + \vec{\lambda}'_m \quad (3.25)$$

Onde:

os vetores de variáveis no sistema  $abc$  são definidos de acordo com a (3.26), em que  $\vec{f}_{abc}$  representa tensões, correntes ou enlaces de fluxos;

$\vec{v}_{abc,s}$ : é o vetor de tensões do estator no sistema  $abc$ ;

$\vec{i}_{abc,s}$ : é o vetor de correntes do estator no sistema  $abc$ ;

$\vec{\lambda}_{abc,s}$ : é o vetor de enlaces de fluxo do estator no sistema  $abc$ ;

$\vec{\lambda}'_m$ : é o vetor de enlaces de fluxo dos ímãs permanentes vistos pelos enrolamentos do estator dado por (3.27). E  $\lambda'_m$  é a amplitude do enlace do fluxo dos ímãs permanentes visto pelos enrolamentos do estator a vazio;

$[\mathbf{r}_s]$ : é a matriz de resistências do estator conforme 3.28;

$[\mathbf{L}_s]$ : é a matriz de indutâncias do estator. Em (3.29) observa-se que esta matriz é composta das indutâncias próprias do estator  $L_{ii,ss}$  e das indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator  $L_{ij,ss}$  com  $i \neq j$ ,

ambas podem ser obtidas de (3.30), (3.31) e (3.32), respectivamente.

$$\vec{f}_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]^T \quad (3.26)$$

$$\vec{\lambda}'_m = \lambda'_m \left[ \text{sen}(\theta_r) \quad \text{sen}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{sen}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T \quad (3.27)$$

$$[\mathbf{r}_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$[\mathbf{L}_s] = \begin{bmatrix} L_{11,ss} & L_{12,ss} & L_{13,ss} \\ L_{21,ss} & L_{22,ss} & L_{23,ss} \\ L_{31,ss} & L_{32,ss} & L_{33,ss} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$L_{ii,ss} = L_{l,s} + L_A - L_B \cos \left[ 2\theta_r + (1-i) \frac{4\pi}{3} \right] \quad (3.30)$$

$$L_{ij,ss} = -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos \left[ 2\theta_r + (2-i)(1-j) \frac{2\pi}{3} \right], \text{ com } j > i \quad (3.31)$$

$$L_{ji,ss} = L_{ij,ss} \quad (3.32)$$

Onde:

$L_{l,s}$ : é a indutância de dispersão do estator;

$L_A$  e  $L_B$  são coeficientes das indutâncias mútuas e suas relações com parâmetros físicos são feitas por meio das indutâncias magnetizantes. Estas podem ser de eixo direto  $L_{m,d}$  ou de eixo em quadratura  $L_{m,q}$  dadas por (3.33) e (3.34), respectivamente.

$$L_{m,d} = \frac{3}{2} (L_A + L_B) \quad (3.33)$$

$$L_{m,q} = \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (3.34)$$

Com  $L_A \geq L_B$  e  $L_B = 0$  em máquinas síncronas de rotor liso (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

### 3.3.3.2 Equações de Torque

O torque eletromagnético em sistemas rotacionais é dado pela relação entre a variação de energia mecânica por variação de posição angular. Este resultado é apresentado em (3.35).

$$dW_{rm} = -T_e d\theta_{rm} \quad (3.35)$$

Onde:

$W_{rm}$ : é a energia mecânica;

$T_e$ : é o torque elétrico.

Desconsiderando-se as perdas, tem-se que a soma da energia mecânica  $W_{rm}$  e da coenergia magnética  $W_c$  é igual a zero. A coenergia magnética é obtida considerando que o sistema magnético é linear, pois neste caso ela torna-se igual à energia armazenada nos campos magnéticos  $W_f$ . Essa energia está armazenada nas indutâncias próprias dos enrolamentos do estator e nos enlaces de fluxos gerados pelos ímãs permanentes, cuja expressão é dada por (3.36).

$$W_f = W_c = \frac{1}{2}(\vec{i}_{abc,s})^T([\mathbf{L}_s] - L_{l,s}\mathbf{I}_3)\vec{i}_{abc,s} + (\vec{i}_{abc,s})^T\vec{\lambda}'_m \quad (3.36)$$

Onde:

$\mathbf{I}_3$ : é a matriz identidade de dimensão três.

Portanto, a partir de (3.35) e (3.36) pode-se reescrever o torque elétrico em função das correntes e da posição do rotor como (3.37) em sua forma matricial ou (3.38) na forma expandida. O torque elétrico é definido como positivo para operação da máquina como motor.

$$\begin{aligned}
 T_e(\vec{i}_{abc,s}, \theta_r) &= \\
 &= \left( \frac{P}{2} \right) \frac{\partial W_c(\vec{i}_{abc,s}, \theta_r)}{\partial \theta_r} \\
 &= \left( \frac{P}{2} \right) \left[ \frac{1}{2} (\vec{i}_{abc,s})^T \frac{\partial([\mathbf{L}_s] - L_{l,s} \mathbf{I}_3)}{\partial \theta_r} (\vec{i}_{abc,s}) + (\vec{i}_{abc,s})^T \frac{\partial \lambda'_m}{\partial \theta_r} \right] \quad (3.37)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_e(\vec{i}_{abc,s}, \theta_r) &= \left( \frac{P}{2} \right) \left\{ \frac{(L_{m,d} - L_{m,q})}{3} \left[ \right. \right. \\
 &\text{sen}(2\theta_r) \left( i_{a,s}^2 - \frac{1}{2} i_{b,s}^2 - \frac{1}{2} i_{c,s}^2 - i_{a,s} i_{b,s} - i_{a,s} i_{c,s} + 2 i_{b,s} i_{c,s} \right) + \\
 &\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\theta_r) (i_{b,s}^2 - i_{c,s}^2 - 2 i_{a,s} i_{b,s} + 2 i_{a,s} i_{c,s}) \left. \right] + \\
 &\lambda'_m \left[ \cos(\theta_r) \left( i_{a,s} - \frac{1}{2} i_{b,s} - \frac{1}{2} i_{c,s} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}(\theta_r) (i_{b,s} - i_{c,s}) \right] \left. \right\} \quad (3.38)
 \end{aligned}$$

A equação de balanço de torque<sup>9</sup> (3.39) fornece a relação entre a velocidade angular mecânica e os torques, em que  $T_{L,rm}$  é a amplitude do torque de carga, definido como positivo para torque de carga, ou seja, operação como motor. Portanto, para obter o torque de geração proveniente da turbina eólica aplica-se um sinal negativo na potência extraída do vento conforme apresentado em (3.40). A constante de inércia do gerador pode ser estimada por (3.41), em que o gerador é considerado como um disco maço de massa total  $M_g$  e raio  $R_g$  (GIERAS; WANG; KAMPER, 2004).

$$T_e = J_{rm} \frac{d\omega_{rm}}{dt} + T_{L,rm} \quad (3.39)$$

$$T_{L,rm} = \frac{-P_{we}}{\omega_{rm}} \quad (3.40)$$

<sup>9</sup>Por simplicidade, estão sendo desconsideradas os coeficientes de amortecimento e as constantes de mola. Maiores detalhes podem ser encontrados em (ANDERSON; BOSE, 1983).



$$J_{rm} = \frac{M_g R_g^2}{2} \quad (3.41)$$

Os resultados obtidos até então para as equações de tensão e torque elétrico são não lineares e dependentes da posição angular do rotor, dificultando a análise e a aplicação de técnicas de controle linear. A transformação que será apresentada a seguir é capaz de eliminar essa dependência da posição angular do rotor e, sob certas condições, pode-se considerar a aplicação de técnicas de controle linear.

### 3.3.4 Transformação para um Sistema de Referência Arbitrário

A transformação de variáveis da máquina síncrona para um sistema de referência girante foi feita pela primeira vez por R. H. Park em 1928 (PARK, 1929; PARK, 1928). Ele fixou o sistema de referência girante do estator no rotor e obteve equações de tensão e torque elétrico independentes da posição angular do rotor. Como será mostrado a seguir, a escolha da velocidade adequada do sistema de referência é tal que todas as indutâncias variantes no tempo, isto é, dependentes da posição angular do rotor, sejam eliminadas. Na Tabela 3.3 estão as possíveis velocidades para os sistemas de referência e como são conhecidos na literatura<sup>10</sup>.

Tabela 3.3: Sistemas de referência possíveis

$\omega$	Sistema de referência	Conhecido como
$\omega = 0$	estacionário	Transformada de Clarke ( $\alpha\beta 0$ )
$\omega = \omega_r$	no rotor	Transformada de Park ( $dq0$ )
$\omega = \omega_e$	síncrono	

Seja a Fig. 3.22 em que são apresentados os eixos  $d$  e  $q$  do sistema de referência arbitrário (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). Nota-se que a projeção dos eixos dos enrolamentos trifásicos do gerador é feita em um sistema bifásico de velocidade  $\omega$  e posição  $\theta$  arbitrárias. Essa transformação para ser inversível deve gerar uma terceira componente,

<sup>10</sup>Em eletrônica de potência é comum se referir a transformação para o sistema de referência síncrono como Transformada de Park, embora que no caso de máquinas síncronas isso só seja equivalente em regime permanente senoidal quando  $\omega_r = \omega_e$ .

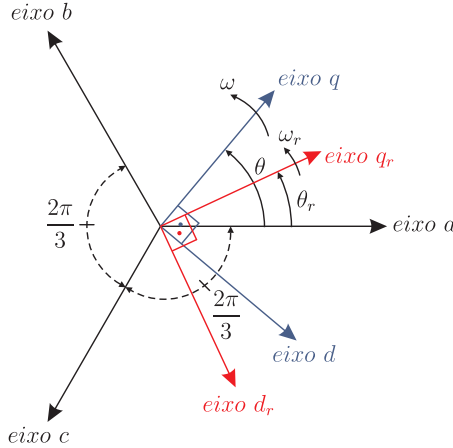


Figura 3.22: Eixos do sistema de referência arbitrário.

tradicionalmente é escolhida a componente de sequência zero. Esta é escolhida porque as variáveis do sistema bifásico só contêm informação das sequências positiva e negativa, o que tornaria o modelo não representativo em condições desbalanceadas. No caso de sistemas equilibrados a componente de sequência zero deve ser nula, o que facilita o processo de inversão de variáveis. A velocidade e posição angular do sistema de referência arbitrário são definidas de acordo com (3.42) e (3.43), respectivamente.

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.42)$$

$$\theta = \int_{t_0}^t \omega(\tau) d\tau + \theta(t_0) \quad (3.43)$$

Matematicamente, a transformação<sup>11</sup> é definida conforme (3.44) (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

$$\vec{f}_{dq0} = [\mathbf{K}_s] \vec{f}_{abc} \quad (3.44)$$

<sup>11</sup>Essa transformação é ligeiramente diferente da transformação originalmente proposta por Park, mas o seu uso é bastante difundido na área de acionamentos elétricos.

Onde:

os vetores de variáveis no plano  $dq0$  são definidos de acordo com (3.45), em que  $\vec{f}_{dq0}$  representa tensões, correntes ou enlaces de fluxos;

$[\mathbf{K}_s]$ : é a matriz de transformação direta definida em (3.46), cuja inversa é dada por (3.48).

$$\vec{f}_{dq0} = [f_d \quad f_q \quad f_0]^T \quad (3.45)$$

$$[\mathbf{K}_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}(\theta) & \text{cos}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$\vec{f}_{abc} = [\mathbf{K}_s]^{-1} \vec{f}_{dq0} \quad (3.47)$$

$$[\mathbf{K}_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) & 1 \\ \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Aplicando a transformação (3.46) na matriz de indutâncias (3.29) e no vetor de enlaces de fluxos dos ímãs (3.27) obtêm-se os resultados apresentados em (3.49) e (3.50), respectivamente. Nota-se que se, e somente se,  $\theta = \theta_r$  e  $\omega = \omega_r$  esses resultados não dependerão da posição angular do rotor para qualquer instante de tempo. Isso justifica o emprego da transformada de Park na análise do GSIP.

$$\begin{aligned} & [\mathbf{K}_s] [\mathbf{L}_s] [\mathbf{K}_s]^{-1} = \\ & = \begin{bmatrix} L_{11,dq0} & \frac{3}{2} L_B \text{sen}[2(\theta_r - \theta)] & 0 \\ \frac{3}{2} L_B \text{sen}[2(\theta_r - \theta)] & L_{22,dq0} & 0 \\ 0 & 0 & L_{l,s} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.49)$$

$$[\mathbf{K}_s] \vec{\lambda}'_m = \lambda'_m [\text{cos}(\theta_r - \theta) \quad \text{sen}(\theta_r - \theta) \quad 0]^T \quad (3.50)$$

Onde:

$L_{11,dq0}$  e  $L_{22,dq0}$ : dados por (3.51) e (3.52), respectivamente.

$$L_{11,dq0} = \frac{3}{2}L_A + \frac{3}{2}L_B \cos[2(\theta_r - \theta)] + L_{l,s} \quad (3.51)$$

$$L_{22,dq0} = \frac{3}{2}L_A - \frac{3}{2}L_B \cos[2(\theta_r - \theta)] + L_{l,s} \quad (3.52)$$

### 3.3.5 Modelo no Sistema de Referência do Rotor ( $dq0$ )

#### 3.3.5.1 Equações de Tensão e Fluxo Magnético

O resultado da aplicação da transformação  $dq0$  em (3.24) é exibido em (3.53). Para denotar a transformação no sistema de referência do rotor utiliza-se o sobrescrito  $r$ . Nota-se o aparecimento do termo  $\omega_r \vec{\lambda}_{qd,s}^r$  conhecido como tensão de velocidade. Este gera um acoplamento entre as equações de eixo direto e de eixo em quadratura. Os enlaces de fluxo no plano  $dq0$  são expressos de acordo com (3.54). O vetor de enlaces de fluxo no estator é composto de três parcelas nos eixos  $dq$ : o enlace de fluxo dos ímãs, o enlace de fluxo de reação de armadura  $\lambda_{d,re} = L_d i_{d,s}^r$  de eixo direto e o enlace de fluxo de reação de armadura de eixo em quadratura  $\lambda_{q,re} = L_q i_{q,s}^r$ .

$$\vec{v}_{dq0,s}^r = [\mathbf{r}_s] \vec{i}_{dq0,s}^r + \omega_r \vec{\lambda}_{qd,s}^r + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dq0,s}^r \quad (3.53)$$

$$\vec{\lambda}_{dq0,s}^r = [\mathbf{L}_s^r] \vec{i}_{dq0,s}^r + \lambda_m^r \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Onde:

$\vec{v}_{dq0,s}^r$ : é o vetor de tensões do estator no plano  $dq0$ ;

$\vec{i}_{dq0,s}^r$ : é o vetor de correntes do estator no plano  $dq0$ ;

$\vec{\lambda}_{dq0,s}^r$ : é o vetor de enlaces de fluxo do estator no plano  $dq0$ ;

$\vec{\lambda}_{qd,s}^r$ : é definido conforme (3.55);

$[\mathbf{L}_s^r]$ : é a matriz de indutâncias do estator no plano  $dq0$ , definida segundo (3.56). Nela estão as indutâncias de eixo direto  $L_d$  e de eixo em quadratura  $L_q$  definidas em (3.57) e (3.58), respectivamente. A

matriz  $[\mathbf{K}_s^r]$  é obtida fazendo  $\theta = \theta_r$  em (3.46), o mesmo se aplica à sua inversa (3.48).

$$\vec{\lambda}_{qd,s}^r = [-\lambda_{q,s}^r \quad \lambda_{d,s}^r \quad 0]^T \quad (3.55)$$

$$[\mathbf{L}_s^r] = [\mathbf{K}_s^T] [\mathbf{L}_s] [\mathbf{K}_s^r]^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{l,s} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

$$L_d = L_{l,s} + L_{m,d} \quad (3.57)$$

$$L_q = L_{l,s} + L_{m,q} \quad (3.58)$$

O circuito elétrico equivalente do GSIP no plano  $dq0$  é mostrado na Fig. 3.23. Observa-se as tensões de velocidade nos circuitos  $dq$  e o acoplamento existente pela dependência dessas tensões nas correntes  $i_{d,s}^r$  e  $i_{q,s}^r$ . Esse circuito pode ser utilizado para analisar o comportamento elétrico do GSIP em transitórios e em regime permanente.

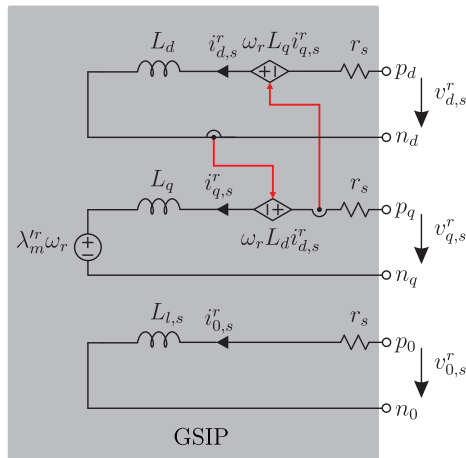


Figura 3.23: Circuito equivalente do GSIP no plano  $dq0$ .

A seguir será determinada a expressão do torque elétrico. Este juntamente com a equação mecânica (3.39) e o circuito equivalente no plano  $dq0$  torna possível a análise do comportamento eletromecânico do GSIP.

### 3.3.5.2 Equações de Torque

Aplicando a transformação  $dq0$  em (3.37) obtém-se (3.59). Nela estão presentes dois termos: um termo referente ao torque gerado pelo enlace de fluxo dos ímãs e outro referente ao torque de relutância. O primeiro termo é devido à interação entre o sistema magnético produzido pelas correntes dos enrolamentos do estator e o sistema magnético gerado pelos ímãs permanentes, este é conhecido como torque de reação. O segundo termo é o torque de relutância, que é devido à saliência dos pólos e para máquinas síncronas de rotor liso é nulo, pois  $L_d = L_q$ .

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) [\lambda_m^r i_{q,s}^r + (L_d - L_q) i_{d,s}^r i_{q,s}^r] \quad (3.59)$$

Onde:

$\left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \lambda_m^r i_{q,s}^r$ : é a parcela referente ao torque de reação;

$\left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (L_d - L_q) i_{d,s}^r i_{q,s}^r$ : é a parcela referente ao torque de relutância.

A equação de torque também pode ser expressa em função dos enlaces de fluxo do estator, como apresentado em (3.60).

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{d,s}^r i_{q,s}^r - \lambda_{q,s}^r i_{d,s}^r) \quad (3.60)$$

Por fim, pode-se reescrever (3.39), (3.53) e (3.59) obtendo-se o sistema de equações (3.61). Esse é um sistema de 4ª ordem que representa a dinâmica eletromecânica do GSIP, cujos resultados são válidos para

transitórios e regime permanente.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_d \frac{di_{d,s}^r}{dt} = v_{d,s}^r - r_s i_{d,s}^r + L_q \omega_r i_{q,s}^r \\ L_q \frac{di_{q,s}^r}{dt} = v_{q,s}^r - r_s i_{q,s}^r - L_d \omega_r i_{d,s}^r - \lambda_m^r \omega_r \\ L_{l,s} \frac{di_{0,s}^r}{dt} = v_{0,s}^r - r_s i_{0,s}^r \\ J_{rm} \frac{d\omega_r}{dt} = \left( \frac{P}{2} \right) (T_e - T_{L,rm}) \end{array} \right. \quad (3.61)$$

### 3.3.6 Modelo em Regime Permanente

#### 3.3.6.1 Análise Vetorial

Para entender melhor as relações entre os ângulos das grandezas do gerador, propõe-se uma análise do gerador operando em regime permanente senoidal balanceado. Nessa condição de operação a velocidade do rotor é constante e igual à velocidade do sistema de referência síncrono  $\omega_e$  e, portanto, pode-se considerar que as variações dos enlaces de fluxo são desprezíveis. Então, dados uma velocidade angular e um torque de carga pode-se reescrever (3.61) em termos de valores de regime permanente<sup>12</sup> em (3.62). As tensões dos eixos  $dq$  são compostas das quedas de tensão nos enrolamentos do estator e das forças eletromotrizes (*back EMF*) induzidas pelos fluxos dos ímãs e de reação de armadura. A tensão gerada por:  $\lambda_m^r \omega_r$  é conhecida com força eletromotriz a vazio, por  $L_d \omega_r I_{d,s}^r$  é a força eletromotriz de reação de armadura de eixo direto e por  $-L_q \omega_r I_{q,s}^r$  é a força eletromotriz de reação de armadura de eixo em quadratura (GIERAS; WANG; KAMPER, 2004).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d,s}^r = r_s I_{d,s}^r - L_q \omega_r I_{q,s}^r \\ V_{q,s}^r = r_s I_{q,s}^r + L_d \omega_r I_{d,s}^r + \lambda_m^r \omega_r \end{array} \right. \quad (3.62)$$

Seja o conjunto de tensões trifásicas cossenoidais definidas segundo

<sup>12</sup>Letras maiúsculas denotam grandezas constantes.

(3.63), em que a aplicação da transformação  $dq0$  resulta em (3.64).

$$\begin{aligned} v_{a,s} &= \sqrt{2}V_{s,rms} \cos(\theta_v) \\ v_{b,s} &= \sqrt{2}V_{s,rms} \cos\left(\theta_v - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{c,s} &= \sqrt{2}V_{s,rms} \cos\left(\theta_v + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.63)$$

$$\begin{aligned} v_{d,s}^r &= V_{d,s}^r = \sqrt{2}V_{s,rms} \text{sen}(\phi_v) \\ v_{q,s}^r &= V_{q,s}^r = \sqrt{2}V_{s,rms} \cos(\phi_v) \end{aligned} \quad (3.64)$$

Onde:

$V_{s,rms}$ : é o valor eficaz da tensão de fase do estator;

$\theta_v$ : é o ângulo da tensão da fase  $a$  definido segundo (3.65);

$\phi_v$ : é o ângulo de carga, dado pela diferença entre o ângulo do rotor e da tensão terminal da fase  $a$  conforme (3.66).

$$\theta_v = \int_{t_0}^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_v(t_0) \quad (3.65)$$

$$\phi_v = \theta_r - \theta_v \quad (3.66)$$

De maneira análoga às tensões, definem-se um conjunto de correntes trifásicas cossenoidais conforme (3.67), em que a aplicação da transformação  $dq0$  gera o resultado apresentado em (3.68).

$$\begin{aligned} i_{a,s} &= \sqrt{2}I_{s,rms} \cos(\theta_i) \\ i_{b,s} &= \sqrt{2}I_{s,rms} \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{c,s} &= \sqrt{2}I_{s,rms} \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.67)$$

$$\begin{aligned} i_{d,s}^r &= I_{d,s}^r = \sqrt{2}I_{s,rms} \text{sen}(\phi_i) \\ i_{q,s}^r &= I_{q,s}^r = \sqrt{2}I_{s,rms} \cos(\phi_i) \end{aligned} \quad (3.68)$$

Onde:

$I_{s,rms}$ : é o valor eficaz da corrente de fase do estator;

$\theta_i$ : é o ângulo da corrente da fase  $a$  definido segundo (3.69);

$\phi_i$ : é a diferença angular entre o ângulo do rotor e da corrente da



fase  $a$  conforme (3.70).

$$\theta_i = \int_{t_0}^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_i(t_0) \quad (3.69)$$

$$\phi_i = \theta_r - \theta_i \quad (3.70)$$

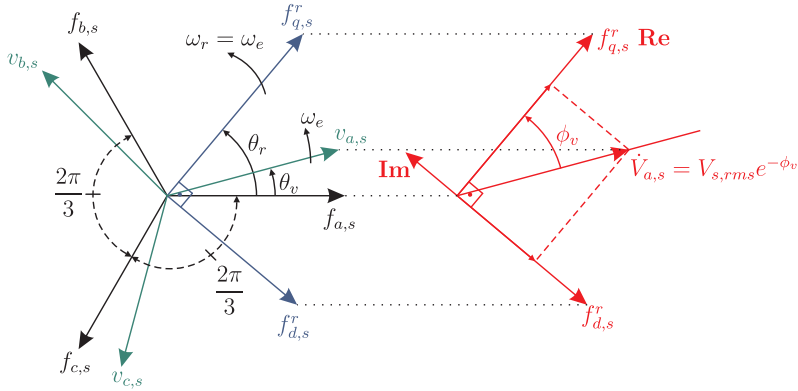
Para as condições de operação apresentadas é interessante obter os fasores do gerador, pois em um diagrama fasorial as relações de ângulo são facilmente obtidas. A relação entre as variáveis do plano  $dq0$  e os fasores é bem compreendida se forem observados os eixos do sistema de referência ilustrados na Fig. 3.24(a). A projeção do sistema de referência para o diagrama fasorial é um “retrato” dos fasores que seriam obtidos naquele instante de tempo, e para a condição de regime permanente esse “retrato” é constante. Quando o eixo em quadratura é tomado como referência angular, obtém-se o diagrama fasorial da Fig. 3.24(b). Observando as figuras, obtém-se a relação entre o fasor de tensão e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura, e a relação para o fasor de corrente dadas por (3.71) e (3.72), respectivamente.

$$\sqrt{2}\dot{V}_{a,s} = V_{q,s}^r - jV_{d,s}^r \quad (3.71)$$

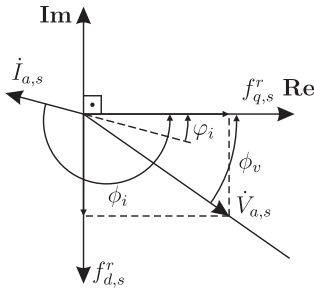
$$\sqrt{2}\dot{I}_{a,s} = I_{q,s}^r - jI_{d,s}^r \quad (3.72)$$

De (3.71), (3.72) e (3.62) obtém-se as relações da tensão interna do gerador, a tensão de excitação  $\dot{E}_a$ , e a tensão terminal do gerador dadas em (3.73) e (3.74). A tensão de excitação contém a potência ativa no eixo do GSIP, que é igual ao torque elétrico vezes a velocidade angular mecânica do gerador. A partir de (3.73), ilustra-se o diagrama fasorial para condição de gerador na Fig. 3.25. Observam-se as principais relações angulares, em que o ângulo  $\delta_i = \phi_v - \varphi_i = (\theta_i + \pi) - \theta_v$  será utilizado na estratégia de modulação do retificador ativo trifásico utilizado neste trabalho.

$$\dot{E}_a = \dot{V}_{a,s} - (r_s + j\omega_r L_q)\dot{I}_{a,s} \quad (3.73)$$



(a)



(b)

Figura 3.24: Representação e obtenção dos fasores.

$$\dot{E}_a = \frac{\omega_r}{\sqrt{2}} [\lambda_m^r + (L_d - L_q) I_{d,s}^r] \quad (3.74)$$

O circuito equivalente do gerador operando em regime permanente senoidal pode ser obtido notando (3.73). Este resultado deve ser apropriadamente defasado de  $120^\circ$  por fase ( $\dot{E}_b = \dot{E}_a e^{-j\frac{2\pi}{3}}$  e  $\dot{E}_c = \dot{E}_a e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ). Na Fig. 3.26 está ilustrado o circuito equivalente trifásico.

Uma observação que deve ser feita é que embora essa análise tenha sido feita para operação em regime permanente, as relações de ângulos obtidas são válidas também para operação em regime transitório (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). A visualização por meio de fasores é um caso particular da teoria de vetores (ou fasores) espaciais

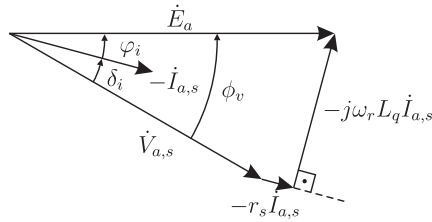


Figura 3.25: Diagrama fasorial para operação em regime permanente.

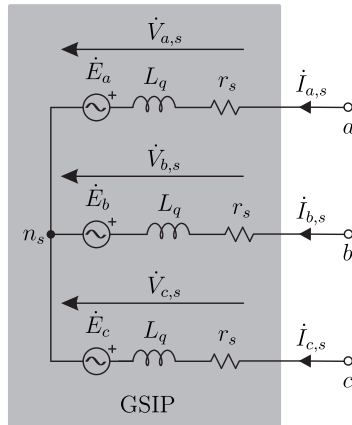


Figura 3.26: Circuito equivalente do GSIP em regime permanente senoidal.

para análise de máquinas elétricas proposta por P. K. Kovacs em 1959 (KOVACS; I.; M., 1959; SANTISTEBAN; STEPHAN, 2001).

### 3.3.6.2 Potência Elétrica

A potência elétrica em regime permanente de cada fase do GSIP pode ser obtida pelo produto do fasor de tensão do estator e do fasor de corrente do estator. Como o circuito é equilibrado, a potência aparente trifásica nos terminais  $\dot{S}_t$  é três vezes o valor da potência de fase dada por (3.75), em que o sobrescrito  $c^*$  indica a operação de complexo conjugado. Observa-se que, só foram levadas em consideração as perdas de condução nos enrolamentos (no cobre) e, como comentado anteriormente, pode-se desprezar algumas perdas como as perdas no núcleo de ferro e outras perdas adicionais. Uma modelagem completa incluindo tais perdas e a metodologia experimental para obtê-las pode

ser encontrada em (URASAKI; SENJYU; UEZATO, 2000).

$$\dot{S}_t = 3\dot{V}_{a,s} \dot{I}_{a,s}^{c*} = P_t + jQ_t \quad (3.75)$$

Onde:

$P_t$ : é a potência ativa nos terminais do GSIP dada por (3.76), em que suas parcelas são explicitamente identificadas;

$Q_t$ : é a potência reativa nos terminais do GSIP dada por (3.77).

$$P_t = \underbrace{\frac{3}{2}r_s [I_{d,s}^{r2} + I_{q,s}^{r2}]}_{\text{Perdas joule nos enrolamentos}} + \underbrace{\frac{3}{2}\omega_r I_{q,s}^r [\lambda_m^r + (L_d - L_q)I_{d,s}^r]}_{\text{Potência no eixo do rotor } (P_e)} \quad (3.76)$$

$$Q_t = \frac{3}{2}\omega_r (\lambda_m^r I_{d,s}^r + L_d I_{d,s}^{r2} + L_q I_{q,s}^{r2}) \quad (3.77)$$

### 3.3.7 Limites Operacionais

Os limites operacionais são funções das máximas perdas na máquina, que são função do limite térmico (MONAJEMY, 2000). Estes por sua vez podem ser particularizados pelos limites de corrente e tensão supondo operação em condições nominais fornecidas pelo fabricante e que outras perdas são desprezíveis frente às perdas no cobre. O limite de corrente é dado pelo máximo valor eficaz da corrente de fase  $I_{s,max}$  e o de tensão é dado pelo máximo valor eficaz da tensão de linha  $V_{L,max}$ . A partir dessas informações e dos parâmetros nominais da máquina (obtidos de maneira experimental ou dados pelo fabricante) pode-se determinar os limites operacionais de duas regiões operacionais da máquina: a região de torque constante e a região de enfraquecimento de campo, ilustradas na Fig. 3.27. A região de torque constante tem como limites o máximo torque ( $T_{e,max}$ ) e a velocidade base ( $\omega_B$ ). A região de enfraquecimento de campo é delimitada pela máxima velocidade ( $\omega_{r,max}$ ) que se pode operar acima da velocidade base. A curva  $T_{P_e,max}$  representa a curva de torque máximo em função da máxima potência no eixo.

Segundo (MONAJEMY, 2000), a velocidade base é definida como sendo a velocidade angular em que a força eletromotriz gerada pelos enlaces de fluxo do entreferro do estator (*back* EMF) atinge o máximo valor na curva de torque máximo por velocidade, para uma dada estratégia de controle das correntes do GSIP. Isso faz com que a velocidade

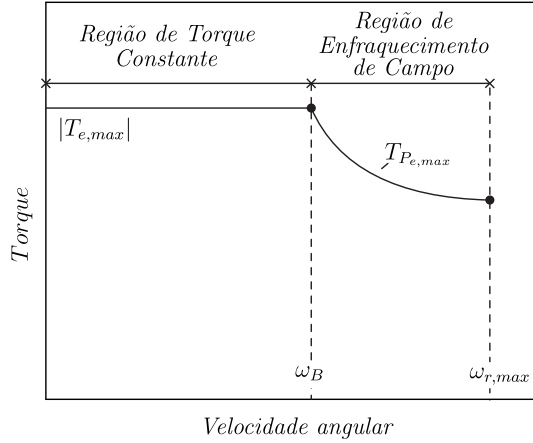


Figura 3.27: Limites operacionais da máquina.

base e a velocidade angular nominal sejam as mesmas apenas em máquinas com ímãs montados na superfície operando em condições nominais. Tradicionalmente, calcula-se a velocidade base para a estratégia de controle das correntes de torque máximo por ampère (BOLDEA, 2006; VOLTONI, 1995). A seguir será utilizada essa abordagem para ilustrar o comportamento do GSIP além da velocidade base.

O torque máximo por ampère é obtido reescrevendo (3.72) em função da corrente máxima, e reescrevendo (3.59) em função da corrente máxima e da corrente de eixo direto, conforme apresentado em (3.78). Como o torque passa a ser função de apenas uma variável, o seu valor máximo é obtido derivando a expressão resultante pela corrente de eixo direto, cujo resultado é dado por (3.79). A solução válida é a corrente negativa de menor módulo e é função apenas dos parâmetros da máquina (BOLDEA, 2006). Para o caso particular em que  $L_d = L_q$  o torque máximo é obtido aplicando corrente de eixo direto nula.

$$T_{e,max}(I_{d,s}^r) = \left(\frac{3P}{4}\right) [\lambda_m^r + (L_d - L_q)I_{d,s}^r] \sqrt{2I_{s,max}^2 - I_{d,s}^2} \quad (3.78)$$

$$2(L_d - L_q)I_{d,s}^r I_{d,s}^2 + \lambda_m^r I_{d,s}^r - 2(L_d - L_q)I_{s,max}^2 = 0 \quad (3.79)$$

Para obter a velocidade base utiliza-se a tensão do estator (3.71) e

é comum desprezar a resistência para o cálculo da velocidade, pois a queda de tensão é, em geral, desprezível. Esse resultado é apresentado em (3.80), em que esta foi escrita de uma forma conveniente para introduzir o conceito de região de enfraquecimento de campo (*flux-weakening region*). Desprezar as resistências do estator para estimar a velocidade base é o mesmo que dizer que esta é função da força eletromotriz gerada pelos enlases de fluxo no entreferro do estator. Os enlases de fluxo são determinados para a corrente máxima, em que a relação entre as correntes de eixo direto e quadratura são dadas pela estratégia de controle de corrente adotada.

$$\omega_B = \frac{\sqrt{2}V_{L,max}/\sqrt{3}}{\sqrt{(\lambda_{d,s}^r)^2 + (\lambda_{q,s}^r)^2}} \quad (3.80)$$

Acima da velocidade base diz-se que a operação se dá na região enfraquecimento de campo ou região de potência constante<sup>13</sup>, isto é, deve-se regular o produto velocidade por torque para limitar a potência no eixo do rotor no seu valor máximo. Esta regulação é feita por meio do enfraquecimento do campo no entreferro para manter o produto velocidade com enlace de fluxo (campo) constante (VOLTONI, 1995; HOLMES; LIPO, 2003; KRISHNAN, 1993). Ressalta-se que diferentes estratégias de controle podem ser implementadas nessa região (MONAJEMY, 2000).

O limite de velocidade da região de enfraquecimento de campo é obtido quando a corrente de eixo em quadratura é zero e a máxima corrente de eixo direto é utilizada para enfraquecer o campo do entreferro. Portanto, pode-se calcular o limite de velocidade a partir de (3.81).

$$\omega_{r,max} = \frac{\sqrt{(2)}V_{L,max}/\sqrt{3}}{|\lambda_m^r - L_d\sqrt{(2)}I_{s,max}|} \quad (3.81)$$

## 3.4 Retificador Ativo Trifásico

### 3.4.1 Escolha da Topologia

A topologia de retificador ativo trifásico que será estudada foi proposta em (KOLAR; ERTL; ZACH, 1990b; TU; CHEN, 1994). Trata-se de uma

<sup>13</sup>Só é possível operar com potência constante caso sejam desconsideradas as perdas no núcleo (MONAJEMY, 2000).

variação topológica do retificador bidirecional trifásico *boost* (será referido como VSR - *voltage source rectifier*) ilustrado na Fig. 3.28, em que os interruptores são reposicionados entre as fases (formando uma conexão em delta) no caminho entre os indutores e a ponte de diodos, conforme ilustrado na Fig. 3.29. A ponte de diodos garante que o fluxo de potência é unidirecional e pelo formato da conexão dos interruptores ativos este retificador é conhecido como retificador unidirecional trifásico com interruptores CA em delta e será referido como VSR $_{\Delta}$ .

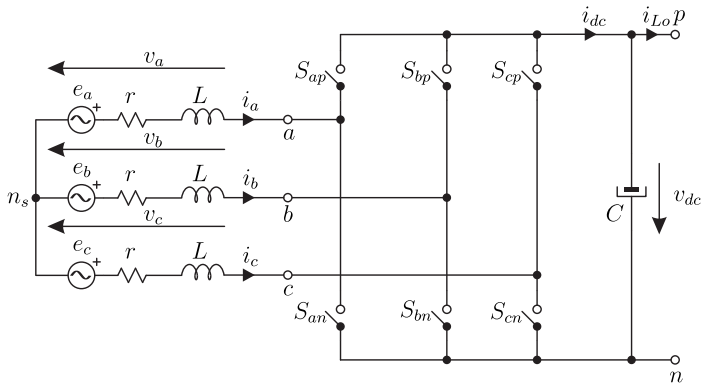


Figura 3.28: Retificador trifásico bidirecional.

Na Fig. 3.30 estão ilustradas duas etapas de operação do VSR $_{\Delta}$  para a condição em que  $i_b = -i_a$  e  $i_c = 0$  com  $i_a > 0$ , sendo uma etapa de acumulação de energia (Fig. 3.30(a)) e outra de transferência de energia (Fig. 3.30(b)). Nota-se que o funcionamento do conversor é do tipo *boost*.

Os interruptores do VSR $_{\Delta}$  devem ser bidirecionais em corrente e em tensão por processarem correntes alternadas e serem submetidos a tensões alternadas. O VSR $_{\Delta}$  tem como características baixas perdas em condução e em comutação, principalmente se “verdadeiros” interruptores bidirecionais forem produzidos (SALMON, 1994b). Estes podem ser implementados pelas configurações apresentadas na Fig. 3.31 (KOLAR; ERTL; ZACH, 1990b; TU; CHEN, 1998; SALMON, 1995), em que há possibilidades que podem ser implementadas com MOSFETs (*metal oxide semiconductor field effect transistor*) e todas podem ser implementadas com IGBTs (*insulated gate bipolar transistor*). A configuração de IGBTs em anti-paralelo da Fig 3.31(a) é a que possibilita as menores perdas em condução e é a única não pode ser implementada com MOSFETs. No entanto, nessa configuração os circuitos de comando devem ser isolados

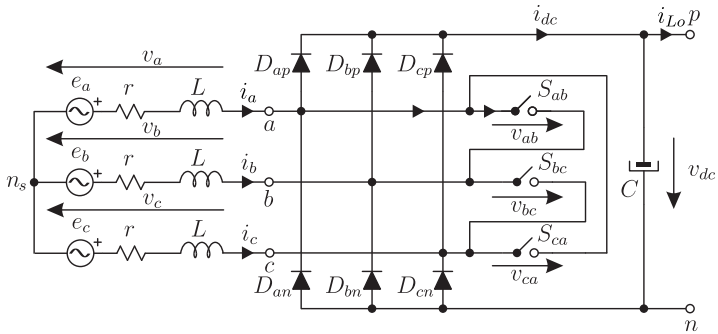
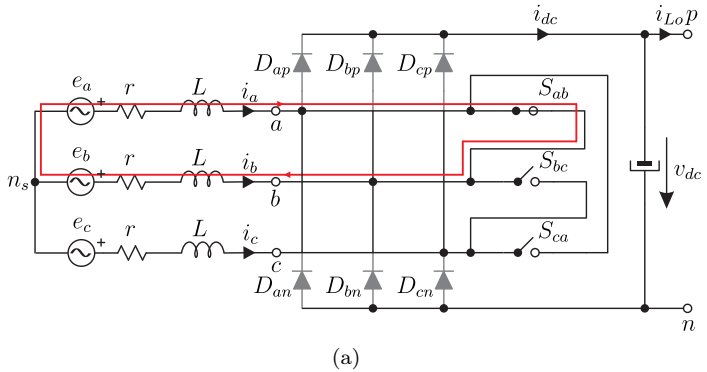
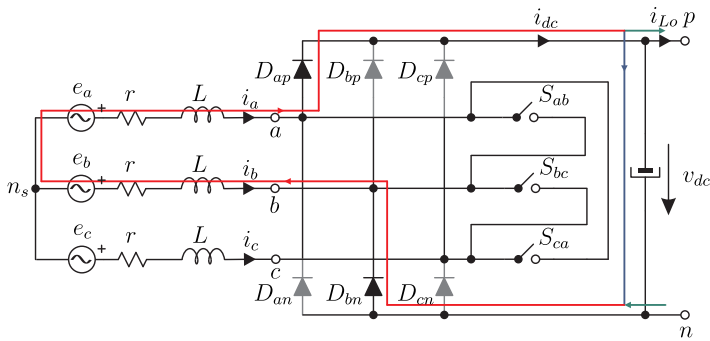


Figura 3.29: Retificador trifásico unidirecional em delta.



(a)



(b)

 Figura 3.30: Possíveis etapas de operação do VSR $_{\Delta}$ .



e os IGBTs devem ser do tipo *reverse blocking*, ou seja, ter capacidade de bloquear tensão no sentido reverso. A configuração de MOSFETs em anti-série da Fig. 3.31(c) é mais simples de ser implementada do que a configuração da Fig. 3.31(b) e apresenta perdas menores que a configuração de MOSFET com ponte de diodos da Fig. 3.31(d), devido ao número de semicondutores na passagem da corrente ser menor (dois semicondutores).

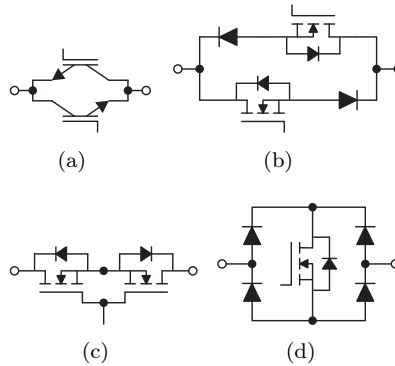


Figura 3.31: Configurações possíveis para implementação do interruptor bidirecional.

Como vantagens com relação ao VSR pode-se citar a grande robustez da estrutura, pois não há possibilidade de curto de braço e, portanto, não há necessidade de implementação de tempo-morto (*dead-time*). Como desvantagens estão o fluxo unidirecional de energia, limitação do processamento de energia reativa e aumento da complexidade da estratégia de modulação, questões que serão analisadas mais adiante neste capítulo. As técnicas de modulação serão analisadas no Capítulo 4.

Uma vasta quantidade de topologias de retificadores trifásicos unidirecionais podem ser encontradas na literatura. Em (KOLAR; ERTL; ZACH, 1990a) também é proposta uma implementação com interruptores CA em estrela. No entanto, nessa estrutura as perdas em condução são maiores porque na etapa de acumulação de energia há sempre dois interruptores bidirecionais no caminho da corrente (TU; CHEN, 1998). Um estudo do funcionamento de diversas topologias de retificadores trifásicos de dois níveis e três níveis é apresentada em (SALMON, 1994a; SALMON, 1994b; SALMON, 1995) e mais recentemente em (BATISTA, 2006) há uma revisão das principais topologias de retificadores trifá-

sicos unidirecionais de dois níveis. Quando comparado ao VSR ou a outros retificadores trifásicos com interruptores do lado CA (MILLER; SUN, 2006; MILLER, 2008), concluiu-se que a melhor escolha é o VSR $_{\Delta}$ . E, para os níveis de tensão e potência utilizados neste projeto e dada a grande robustez, baixo custo e baixa complexidade (HARTMANN et al., 2011), o VSR $_{\Delta}$  aparenta ser a melhor topologia para o acionamento do GSIP utilizado neste trabalho. Os interruptores bidirecionais foram implementados com MOSFETs e na configuração em anti-série. A primeira aplicação desta topologia em geração de energia eólica foi realizada em (MILLER; SUN, 2006), em que é proposta uma estratégia de modulação e são apresentadas vantagens da topologia frente a outras topologias de retificadores ativos trifásicos com interruptores CA.

Uma vez que foram apresentadas as justificativas para a escolha da topologia, será estudada a modelagem de retificadores trifásicos para a obtenção das equações diferenciais que regem o seu comportamento dinâmico. O estudo será introduzido apresentando a modelagem do VSR pelas facilidades que se encontram ao analisar esse conversor e por esta já ser bem conhecida na literatura (HITI; BORROYEVICH; CUADROS, 1994; BORGONOVO, 2001). Em seguida, são apresentadas as particularidades para o caso unidirecional já estudadas em (BORGONOVO, 2005) e aplicadas aqui ao VSR $_{\Delta}$ .

### 3.4.2 Modelagem do VSR

#### 3.4.2.1 Modelagem no Sistema $abc$

Inicialmente, supõe-se que os interruptores são ideais, comutações instantâneas e as variáveis do circuito definidas conforme apresentado na Fig. 3.28. As funções de comutação dos interruptores  $S_{xy}$  são definidas de acordo com (3.82) e (3.83). Para garantir que não haja curto-circuito de braço deve-se fazer com que os comandos dos interruptores de um mesmo braço sejam complementares e isto é expresso em (3.84).

$$s_{xy} = \begin{cases} 1 & , S_{xy} \text{ fechado} \\ 0 & , S_{xy} \text{ aberto} \end{cases} \quad \text{com } x \in \{a, b, c\} \text{ e } y \in \{p, n\} \quad (3.82)$$

$$s_{xy} = s_{xy}(t) \quad , \text{ com } x \in \{a, b, c\} \text{ e } y \in \{p, n\} \quad (3.83)$$

$$s_{xp} + s_{xn} = 1 \quad , \text{ com } x \in \{a, b, c\} \quad (3.84)$$

Como em (3.84) garante-se que não haverão dois interruptores em condução no mesmo instante, pode-se redefinir as funções de comutações dos interruptores conforme apresentado em (3.85). Então, circuito equivalente do VSR é representado, sem perdas de generalidade, de forma simplificada na Fig. 3.32.

$$s_x = s_{xp} = 1 - s_{xn} \quad , \text{ com } x \in \{a, b, c\} \quad (3.85)$$

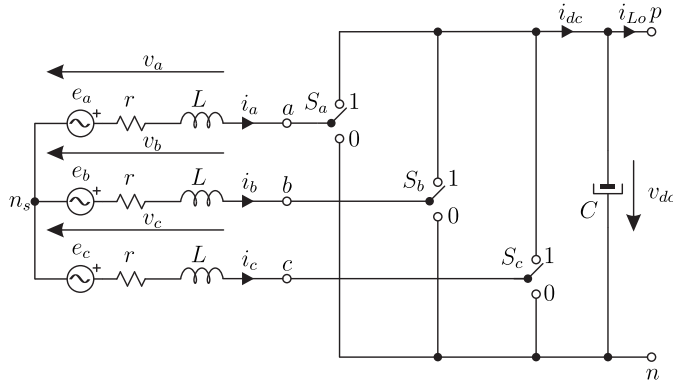


Figura 3.32: Circuito equivalente para modelagem do VSR.

As tensões entre os terminais  $x$  e  $n$  são dadas por (3.86).

$$v_{xn} = s_x v_{dc} \quad , \text{ com } x \in \{a, b, c\} \quad (3.86)$$

Onde:

$s_x$ : é a função de comutação da fase  $x$ , com  $x \in \{a, b, c\}$ .

Aplicando a Lei de Kirchoff das tensões e expressando as variáveis por valores de linha obtém-se (3.87).

$$\vec{e}_L = 3r\vec{i}_L + 3L\frac{d\vec{i}_L}{dt} + \vec{v}_L \quad (3.87)$$

Onde:

$\vec{e}_L$ : é o vetor de tensões de linha da rede elétrica, definido por (3.88);

$\vec{i}_L$ : é o vetor de correntes de linha, definido por (3.89);

$\vec{v}_L$ : é o vetor de tensões de linha nos terminais do retificador, definido por (3.90);

$L$ : é a indutância *boost*;

$r$ : é a soma das resistências do ramo.

$$\begin{aligned}\vec{e}_L &= [e_{ab} \quad e_{bc} \quad e_{ca}]^T \\ &= [e_a - e_b \quad e_b - e_c \quad e_c - e_a]^T\end{aligned}\quad (3.88)$$

$$\begin{aligned}\vec{i}_L &= [i_{ab} \quad i_{bc} \quad i_{ca}]^T \\ &= \frac{1}{3} [i_a - i_b \quad i_b - i_c \quad i_c - i_a]^T\end{aligned}\quad (3.89)$$

$$\begin{aligned}\vec{v}_L &= [v_{ab} \quad v_{bc} \quad v_{ca}]^T \\ &= [v_{an} - v_{bn} \quad v_{bn} - v_{cn} \quad v_{cn} - v_{an}]^T \\ &= [(s_a - s_b)v_{dc} \quad (s_b - s_c)v_{dc} \quad (s_c - s_a)v_{dc}]^T \\ &= \vec{s}_L v_{dc}\end{aligned}\quad (3.90)$$

Onde:

$\vec{s}_L$ : o vetor de funções de comutação definido segundo (3.91);

$v_{dc}$ : é a tensão do barramento CC.

$$\begin{aligned}\vec{s}_L &= [s_a - s_b \quad s_b - s_c \quad s_c - s_a]^T \\ &= [s_{ab} \quad s_{bc} \quad s_{ca}]^T\end{aligned}\quad (3.91)$$

E, aplicando-se a Lei de Kirchoff das correntes no nó  $p$  obtém-se a expressão da corrente no barramento CC  $i_{dc}$  em função das variáveis do lado CC (3.92) e em função das variáveis do lado CA (3.93). Essa pode ser reescrita em termos das variáveis de linha (3.94). Observa-se

que foi desprezada a resistência série equivalente (RSE) do capacitor.

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{Lo} \quad (3.92)$$

Onde:

$C$ : é a capacitância do barramento CC;

$i_{Lo}$ : é a corrente de carga.

$$i_{dc} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \quad (3.93)$$

$$i_{dc} = s_{ab} i_{ab} + s_{bc} i_{bc} + s_{ca} i_{ca} = (\vec{s}_L)^T (\vec{i}_L) \quad (3.94)$$

Assim, a partir de (3.87), (3.90), (3.92) e (3.94) obtém-se o modelo instantâneo do VSR conectado à rede elétrica através de um indutor *boost* dado por (3.95).

$$\begin{cases} 3L \frac{d\vec{i}_L}{dt} = \vec{e}_L - 3r\vec{i}_L - \vec{s}_L v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\vec{s}_L)^T (\vec{i}_L) - i_{Lo} \end{cases} \quad (3.95)$$

Utilizar o modelo (3.95) requer o conhecimento instantâneo do estado topológico do VSR e do tempo de duração do mesmo, o que, em geral, é uma tarefa muito difícil devido aos pequenos períodos de comutação utilizados em eletrônica de potência. Para conversores operando por modulação PWM é comum então, para fins de análise dinâmica e estática, aproximar os valores do modelo instantâneo pela média dos valores em um<sup>14</sup> período de comutação (3.96), técnica esta conhecida (localmente) como *modelagem por valores médios quase-instantâneos* (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Portanto, definem-se as funções de razão cíclica pelos valores médios quase-instantâneos (VMQI) das fun-

<sup>14</sup>No caso de conversores PWM com portadora triangular pode-se utilizar meio período de comutação. Mais adiante serão apresentadas as diferenças entre modular o conversor por portadora dente-de-serra e por portadora triangular.

ções de comutação segundo (3.97).

$$\langle x \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau \quad (3.96)$$

$$d_x = \langle s_x \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t s_x(\tau) d\tau \quad , \text{ com } x \in \{a, b, c\} \quad (3.97)$$

Onde:

$T_s$ : é o período de comutação.

Para manter a simplicidade, evita-se a notação de (3.96) e adota-se que nas equações em que se utilizam funções de razão cíclica para descrever o comportamento médio do conversor, as variáveis do conversor também expressam VMQI. O modelo não linear (3.98) é obtido aplicando (3.96) nas variáveis do VSR e considerando que as aproximações (3.100) e (3.101) são válidas, pois o conteúdo harmônico da tensão do barramento CC  $v_{dc}$  e das correntes de linha  $\vec{i}_L$  está predominantemente bem abaixo da frequência de comutação (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

$$\begin{cases} 3L \frac{d\vec{i}_L}{dt} = \vec{e}_L - 3r\vec{i}_L - \vec{d}_L v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\vec{d}_L)^T (\vec{i}_L) - i_{Lo} \end{cases} \quad (3.98)$$

Onde:

$\vec{d}_L$ : é o vetor funções de razão cíclica de linha, definido conforme (3.99).

$$\begin{aligned} \vec{d}_L &= [d_{ab} \quad d_{bc} \quad d_{ca}]^T \\ &= [d_a - d_b \quad d_b - d_c \quad d_c - d_a]^T \end{aligned} \quad (3.99)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t \vec{s}_L v_{dc} d\tau \approx \langle \vec{s}_L \rangle_{T_s} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} = \vec{d}_L v_{dc} \quad (3.100)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (\vec{s}_L)^T (\vec{i}_L) d\tau \approx ((\vec{s}_L)_{T_s})^T \langle \vec{i}_L \rangle_{T_s} = (\vec{d}_L)^T (\vec{i}_L) \quad (3.101)$$

Esse modelo não linear também é conhecido como modelo de grandes sinais e pode ser utilizado para análise, simulação e projeto de controladores independentemente da estratégia de modulação que será utilizada. O modelo é de 4ª ordem, não linear e é válido para frequências abaixo da frequência de comutação (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

### 3.4.2.2 Validade do Modelo de Grandes Sinais

A partir do tipo de portadora utilizada na modulação do conversor PWM pode-se deduzir a frequência máxima para qual o modelo de grandes sinais é válido. Para demonstrar de maneira intuitiva esse limite, considera-se primeiramente o caso da portadora dente-de-serra  $V_{ds}$  ilustrado na Fig. 3.33(a).

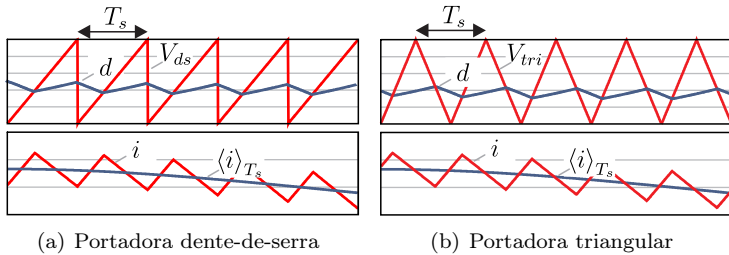


Figura 3.33: Efeitos das portadoras sobre os VMQI.

A partir de (3.96) sabe-se que o efeito da modelagem é equivalente a ter um VMQI por período de comutação, ou seja, amostra-se os VMQIs na mesma taxa que a frequência de comutação. Portanto, pelo teorema da amostragem de Shannon-Nyquist (3.102) tem-se que a frequência máxima do sinal é metade da frequência de comutação.

$$f_a \geq 2B_{max} \quad (3.102)$$

Onde:

$f_a$ : é a frequência de amostragem;

$B_{max}$ : é a frequência máxima do sinal.

No caso da portadora triangular da Fig. 3.33(b) é possível diminuir o tempo de amostragem do VMQI para meio período de comutação. Isso se deve à simetria nos comandos a cada meio período, que não existe com portadora dente-de-serra. Portanto, nesse caso a frequência máxima é igual à frequência de comutação.

Na Fig. 3.33 estão também ilustrados o sinal de controle  $d$ , a corrente instantânea  $i$  e o seu VMQI  $\langle i \rangle_{T_s}$  obtidos na simulação de um conversor *boost* (o VMQI foi obtido a partir da simulação do modelo de grandes sinais). É importante ressaltar que no caso da portadora triangular a corrente instantânea é igual ao VMQI a cada meio período de comutação e que exatamente a cada meio período de comutação o VMQI é igual à corrente instantânea. Enquanto que na portadora dente-de-serra seria necessário esperar todo o período de comutação para calcular o VMQI a partir de (3.96), pois a posição em que a corrente instantânea é igual ao VMQI não se repete devido à natureza assimétrica do comando.

### 3.4.2.3 Modelo no Sistema $dq0$

Assim como no GSIP, é conveniente transformar as variáveis do sistema  $abc$  para um sistema de referência cuja velocidade angular, nesse caso, escolhida é tal que as variáveis em regime permanente senoidal balanceado são grandezas constantes. Para esse fim, utiliza-se a velocidade angular elétrica no sistema de referência síncrono, cujos resultados facilitam a análise do sistema e o projeto de sistemas de controle (HITI; BORROYEVICH, 1994; BORGONOVO, 2001).

Aplicando a transformação  $dq0$  com  $\omega = \omega_e$  e  $\theta_e(t_0)$  igual ao ângulo inicial da tensão<sup>15</sup>  $e_{ab} = E_{pk} \cos(\omega_e t)$  em (3.98), é obtido o modelo do VSR no plano  $dq0$  (3.103). O sobrescrito  $e$  denota que as variáveis estão no sistema de referência síncrono.

$$\begin{cases} 3L \frac{d\vec{i}_{dq0}^e}{dt} &= \vec{e}_{dq0}^e - 3r\vec{i}_{dq0}^e - 3\omega_e L \vec{i}_{qd}^e - \vec{d}_{dq0}^e v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} &= (\vec{d}_{dq0}^e)^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} (\vec{i}_{dq0}^e) - i_{L_o} \end{cases} \quad (3.103)$$

<sup>15</sup>  $E_{pk}$  é o valor de pico da tensão de linha da rede elétrica.



Onde:

$\vec{i}_{qd}^e$ : é definido por (3.104).

$$\vec{i}_{qd}^e = [-i_q^e \quad i_d^e \quad 0]^T \quad (3.104)$$

Observa-se, assim como no GSIP, o aparecimento da tensão de velocidade  $3\omega_e Li_{qd}^e$ . De fato, o modelo obtido do VSR é semelhante ao do GSIP como pode ser observado no circuito equivalente<sup>16</sup> da Fig. 3.34 (para tensões de entrada senoidais e equilibradas:  $e_d^e = 0$  e  $e_q^e = E_{pk}$ ).

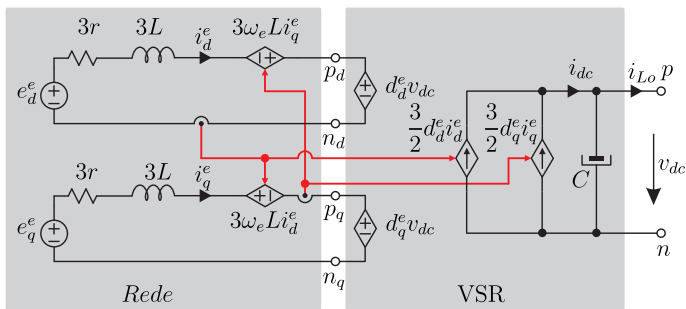


Figura 3.34: Circuito equivalente do VSR no plano  $dq0$ .

Nesse ponto, é interessante comparar o modelo obtido do VSR com o modelo do GSIP. Devem ser observadas as seguintes diferenças entre os modelos:

1. O modelo no plano  $dq0$  do GSIP foi obtido a partir de variáveis de fase, enquanto que o modelo do VSR foi obtido a partir de variáveis de linha;
2. O modelo do VSR na verdade é composto de dois modelos: o modelo da rede e o do VSR propriamente dito. O modelo da rede é equivalente ao modelo do GSIP;
3. As tensões da rede são equivalentes às tensões internas do GSIP. No entanto, no gerador não é possível medir esses valores;

<sup>16</sup>As parcelas referentes à sequência “zero” da Fig. 3.34 foram omitidas, pois não apresentam significado físico e são todas nulas. Isto se deve ao fato da transformação  $dq0$  ter sido aplicada nas variáveis de linha do VSR, em que uma informação é redundante, pois  $f_{ab} + f_{bc} + f_{ca} = 0$ . A verdadeira sequência zero será obtida mais adiante neste capítulo.

4. As correntes do GSIP estão na convenção motor, enquanto no VSR na convenção gerador.

A diferença mais significativa para o que se pretende analisar é o primeiro item. Não é possível substituir diretamente o modelo do GSIP pelo modelo da rede, pois existe a diferença na forma que foram obtidos os modelos  $dq0$ . Para tanto, é necessário entender as relações para obtenção do modelo em variáveis de fase. Este pode ser obtido redesenhando o circuito do VSR com a inserção de um ponto médio  $MP$  virtual no barramento CC, conforme ilustrado na Fig. 3.35.

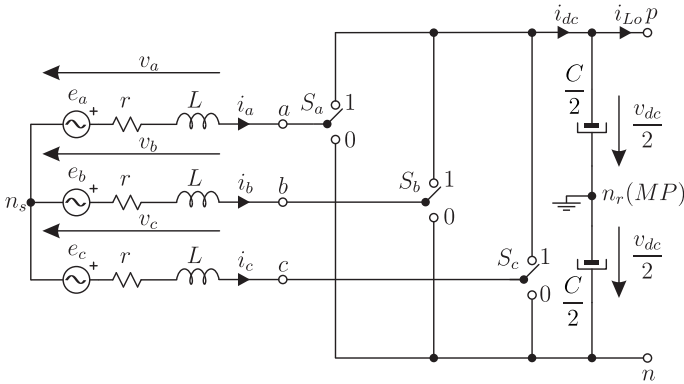


Figura 3.35: VSR com ponto médio servindo como referência.

A tensão entre o terminal  $x$  e o ponto médio virtual  $MP$  é dada por (3.106), em que  $x = \{a, b, c\}$ . Dessa forma, aplicando a lei de Kirchoff das tensões no circuito descrito por variáveis de fase obtém-se (3.107). Observa-se que,  $v_{sr}$  é a tensão entre os pontos  $n_s$  e  $n_r$  (3.105) e  $\vec{u}$  é um vetor em que todas as componentes são unitárias dado por (3.108). A corrente do barramento CC em variáveis de fase é dada por (3.93). Portanto, o modelo instantâneo do VSR em variáveis de fase é dado por (3.109).

$$v_{sr} = v_{n_s} - v_{n_r} \quad (3.105)$$

$$v_{x,r} = s_x v_{dc} - \frac{v_{dc}}{2} \quad (3.106)$$

$$L \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} = \vec{e}_{abc} - r\vec{i}_{abc} - \vec{v}_{abc,r} + v_{sr}\vec{u} \quad (3.107)$$

$$\vec{u} = [1 \quad 1 \quad 1]^T \quad (3.108)$$

$$\begin{cases} L \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} = \vec{e}_{abc} - r\vec{i}_{abc} - \vec{s}_{abc}v_{dc} + \frac{v_{dc}}{2}\vec{u} + v_{sr}\vec{u} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\vec{s}_{abc})^T(\vec{i}_{abc}) - i_{Lo} \end{cases} \quad (3.109)$$

Dessa forma, aplicando o conceito de VMQI em (3.109), obtém-se o modelo de grandes sinais do VSR em variáveis de fase, dado por (3.110).

$$\begin{cases} L \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} = \vec{e}_{abc} - r\vec{i}_{abc} - \vec{d}_{abc}v_{dc} + \frac{v_{dc}}{2}\vec{u} + v_{sr}\vec{u} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\vec{d}_{abc})^T(\vec{i}_{abc}) - i_{Lo} \end{cases} \quad (3.110)$$

Onde:

$\vec{d}_{abc}$ : é o vetor de funções de razão cíclica de fase. Caso se deseje um conjunto de equações que não tenha a componente contínua  $v_{dc}/2\vec{u}$ , o vetor de funções de razão cíclica pode ser substituído pelo vetor de funções de modulação de fase  $\vec{m}_{abc}$ , uma vez que (3.111).

$$\vec{m}_{abc} = \vec{d}_{abc} - \frac{1}{2}\vec{u} \quad (3.111)$$

E, aplicando a transformada  $dq0$  no modelo (3.110) com  $\omega = \omega_e$  e  $\theta_e(t_0)$  igual ao ângulo inicial da tensão<sup>17</sup> de fase ( $e_a = E_{pk,f} \cos(\omega_e t)$ ), obtém-se o modelo do VSR em variáveis de fase no plano  $dq0$  (3.112). Deste modelo obtém-se o circuito equivalente de fase do VSR conectado à rede apresentado na Fig. 3.36. Nota-se que esse é muito semelhante ao obtido para variáveis de linha. O que difere as variáveis  $dq0$  de cada modelo são os limites das variáveis, a posição inicial do eixo síncrono

<sup>17</sup> $E_{pk,f}$  é o valor de pico da tensão de fase da rede elétrica.

do sistema de referência e o significado físico de cada componente.

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{d\vec{i}_{dq0}^e}{dt} = \vec{e}_{dq0}^e - r\vec{i}_{dq0}^e - \omega_e L i_{qd}^e \vec{d}_{dq0}^e - \vec{d}_{dq0}^e v_{dc} + \frac{v_{dc}}{2} \vec{u}_{dq0}^e + v_{sr} \vec{u}_{dq0}^e \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\vec{d}_{dq0}^e)^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} (\vec{i}_{dq0}^e) - i_{Lo} \end{array} \right. \quad (3.112)$$

Onde:

$\vec{u}_{dq0}^e$ : é o resultado da multiplicação de (3.46) por (3.108). Este resultado é apresentado em (3.113).

$$\vec{u}_{dq0}^e = [\mathbf{K}_s^e] \vec{u} = [0 \quad 0 \quad 1]^T \quad (3.113)$$

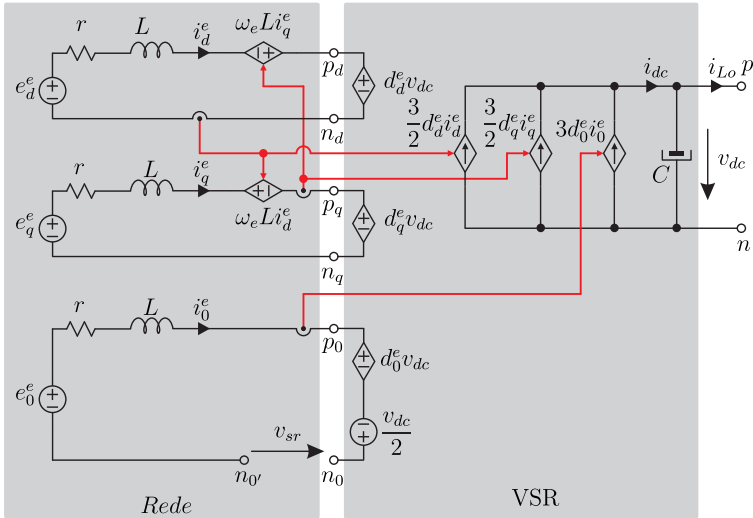


Figura 3.36: Circuito equivalente do VSR conectado à rede elétrica no plano  $dq0$  obtido a partir de variáveis de fase.

Do circuito equivalente do VSR no plano  $dq0$  da Fig. 3.36 e de (3.113), verifica-se uma propriedade da transformada  $dq0$ , que é a capacidade de rejeição das componentes de modo comum nos circuitos

de eixo direto e de eixo em quadratura. E, como o sistema é a três condutores, a tensão de modo comum gerada pelo VSR não interfere no comportamento das correntes do VSR, que são de modo diferencial, pois,  $i_a + i_b + i_c = 0$ . Portanto, desde que o valor da tensão de modo comum gerada pelo conversor não diminua o valor do máximo índice de modulação que pode ser sintetizado pelo conversor, não há limitações impostas ao controle do VSR (LAGO, 2011). Dessa forma, como a corrente de sequência zero  $i_0^e$  é sempre nula, não serão mais ilustradas ou apresentadas equações relativas à sequência zero no modelo do VSR e do GSIP. Assim, substituindo a parcela do VSR no modelo  $dq$  do GSIP e observando a convenção das correntes, obtêm-se o circuito equivalente ilustrado na Fig. 3.37.

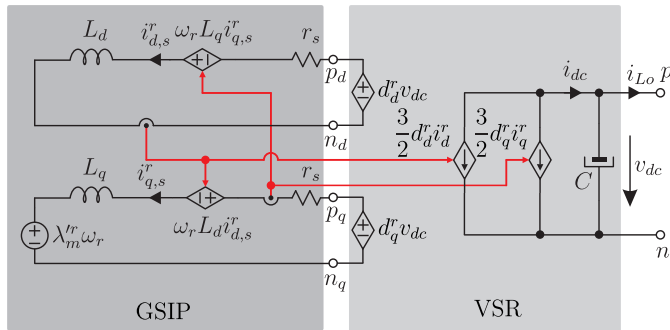


Figura 3.37: Circuito equivalente do GSIP conectado ao VSR no plano  $dq$ .

### 3.4.2.4 Limites Operacionais

**Limite para a Tensão do Barramento CC** Para que seja possível controlar as correntes no VSR, deve-se garantir que é possível impor as derivadas de corrente necessárias sobre os indutores (BORGONOVO, 2005).

Seja (3.87) que descreve o comportamento instantâneo do VSR, reescrevendo a parcela referente à corrente  $i_{ab}$  e desprezando as resistências do ramo obtêm-se (3.114).

$$3L \frac{di_{ab}}{dt} = e_{ab} - s_{ab}v_{dc} \quad (3.114)$$

Como  $s_{ab}$  pode assumir os valores -1, 0 e 1, a condição (3.115) deve

ser atendida para impor quaisquer derivadas sobre o indutor.

$$|e_{ab}| - v_{dc} < 0 \quad (3.115)$$

Conclui-se que  $v_{dc}$  deve ser maior que o valor máximo tensão de linha da entrada  $E_{pk}$  (3.116).

$$v_{dc} > E_{pk} \quad (3.116)$$

Realizando este procedimento para outras fases obtém-se o mesmo resultado. Observa-se que desprezar as resistências do ramo na análise é benéfico, pois sempre haverá uma queda de tensão sobre o resistor e, portanto, o limite em (3.116) seria inferior.

**Limites para o Processamento de Energia** Como demonstrado anteriormente, desde que se garanta que (3.116) seja satisfeito pode-se impor as derivadas de corrente do VSR. Portanto, desde que sejam respeitados os limites físicos dos componentes não há nenhuma limitação para o processamento de energia ativa ou reativa no VSR.

**Limites para as Funções de Razão Cíclica** Pela definição das funções de comutação (3.82), conclui-se que os limites das funções de razão cíclica de linha são os mesmos e expressos por (3.117). No entanto, como se deseja controlar o VSR para obter correntes senoidais e com conteúdo harmônico somente em alta frequência, não é possível atender esse requisito apenas limitando os valores das razões cíclicas para que estejam dentro dos limites (3.117). Será apresentada a condição adicional para satisfazer esse requisito.

$$\begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} \leq \vec{d}_L \leq \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.117)$$

Para gerar correntes senoidais livre de harmônicas de baixa ordem o VSR deve operar na chamada região de modulação linear, caracterizada pela relação linear entre a amplitude da tensão fundamental e a amplitude da função de modulação (LEE; LEE, 1998; BERNARDES; PINHEIRO; MONTAGNER, 2009). A relação algébrica que determina o limite da região de modulação linear pode ser obtido a partir de rela-

ções vetoriais no plano  $\alpha\beta$ <sup>18</sup>. Na região de sobremodulação é possível aumentar o valor da tensão fundamental de forma não linear, pois ao tentar gerar tensões senoidais que ultrapassam o círculo inscrito há uma saturação do vetor de tensão e conseqüente distorção da tensão de saída. Essa distorção irá causar o surgimento de harmônicas de baixa ordem nas correntes, comprometendo o controle e aumentando as perdas no gerador (LEE; LEE, 1998; BERNARDES; PINHEIRO; MONTAGNER, 2009).

Na Fig. 3.38 está ilustrado o plano  $\alpha\beta$ , o vetor de tensões do VSR  $\vec{v}_{\alpha\beta}^* = v_\alpha^* + jv_\beta^*$  e as regiões de modulação linear e de sobremodulação. Pode-se mostrar que a amplitude (isto é, a norma euclidiana) do vetor  $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$  pode ser expressa em termos das variáveis  $dq$  conforme (3.118). É importante ressaltar que esta amplitude é independente do valor da componente de sequência zero ( $d_0^{e*}$ ), isto é, o valor instantâneo da tensão de modo comum, que é inerente ao processo de modulação.

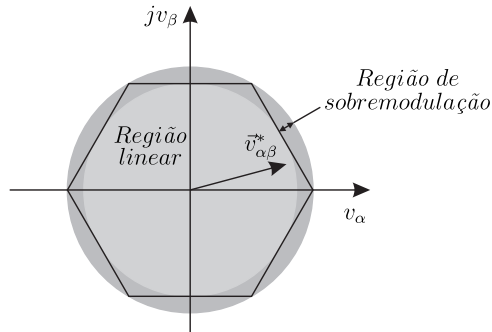


Figura 3.38: Plano das tensões  $\alpha\beta$  e regiões de modulação.

$$\|\vec{v}_{\alpha\beta}^*\| = \sqrt{(v_\alpha^*)^2 + (v_\beta^*)^2} = \sqrt{(v_d^{e*})^2 + (v_q^{e*})^2} = v_{dc} \sqrt{(d_d^{e*})^2 + (d_q^{e*})^2} \quad (3.118)$$

O limite da região de modulação linear é o círculo inscrito ao hexágono, cujas arestas representam os limites de tensão do VSR. Esse limite independe da estratégia de modulação e tem valor igual a  $V_{dc}$  para tensões de linha e  $V_{dc}/\sqrt{3}$  para tensões de fase. Definindo o índice de modulação  $M$  por (3.119), em que as variáveis  $dq$  foram obtidas do

<sup>18</sup>Maiores detalhes da análise no plano  $\alpha\beta$  serão apresentados no Capítulo 4.

modelo em variáveis de fase do VSR, conclui-se que o seu valor máximo é um. No entanto, a condição de limitar o índice de modulação não permite o controle independente do vetor funções de razão cíclica. Deve-se, portanto, derivar uma expressão geral para essa condição. Aplicando o limite do índice de modulação obtém-se (3.120).

$$M = \sqrt{3} \frac{\|\vec{v}_{\alpha\beta}^*\|}{v_{dc}} = (\sqrt{3}) \sqrt{(d_d^{e*})^2 + (d_q^{e*})^2} \quad (3.119)$$

$$\sqrt{(d_d^{e*})^2 + (d_q^{e*})^2} \leq \frac{M}{\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (3.120)$$

Pode-se expressar (3.120) em termos de variáveis de fase aplicando a inversa da transformada  $dq0$ , cujo resultado é (3.121).

$$\sqrt{(d_a^*)^2 + (d_b^*)^2 + (d_c^*)^2 - d_a^* d_b^* - d_a^* d_c^* - d_b^* d_c^*} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.121)$$

Para entender melhor esse limite, consideram-se funções de razão cíclica cossenoidais para as tensões de linha expressas por (3.122). As funções de razão cíclica de fase são dadas por (3.123).

$$\begin{aligned} d_{ab}^* &= M \cos(\theta_d) \\ d_{bc}^* &= M \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) \\ d_{ca}^* &= M \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.122)$$

$$\begin{aligned} d_a^* &= \frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(\theta_d - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{2} \\ d_b^* &= \frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(\theta_d - \frac{5\pi}{6}\right) + \frac{1}{2} \\ d_c^* &= \frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(\theta_d + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (3.123)$$

Onde:

$\theta_d$ : é o ângulo da função de razão cíclica de linha  $d_{ab}^*$ , definido de



acordo com (3.124).

$$\theta_d = \int_{t_0}^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_d(t_0) \quad (3.124)$$

Aplicando (3.123) em (3.121) obtém-se o limite do índice de modulação<sup>19</sup> em (3.125) que já era esperado pela sua definição em (3.119).

$$M \leq 1 \quad (3.125)$$

É interessante notar que com modulação PWM senoidal no VSR não é possível operar com o máximo índice de modulação, pois as funções de razão cíclica devem estar entre 0 e 1, cujo limite é atingido com  $M = \sqrt{3}/2$ . Isso significa que é possível utilizar estratégias de modulação para elevar o limite da modulação senoidal em cerca de 15,6%, resultado este já bem difundido na literatura técnica como, por exemplo, tratado em (WU, 2006). Observa-se que é possível ter modulação senoidal em conversores em que o comando é feito diretamente em variáveis de linha, como é o caso do VSR<sub>Δ</sub> estudado nesse trabalho. A sua modulação senoidal foi tratada em (HARTMANN et al., 2011) e será comprovada que a aplicação de uma modulação vetorial gera uma equivalente à mesma.

### 3.4.3 Modelagem do VSR<sub>Δ</sub>

#### 3.4.3.1 Análise dos Estados Topológicos

Devido à presença da ponte trifásica de diodos, os sentidos das correntes são fundamentais para a determinação do modo de funcionamento do VSR<sub>Δ</sub>. Na Fig. 3.39 estão ilustradas duas situações em que se observa a influência dos sentidos das correntes, pois ao aplicar os comandos de conduzir (= 1) no interruptor  $S_{ab}$ , e bloquear (= 0) em  $S_{bc}$  e  $S_{ca}$  não foi possível impor as mesmas tensões de linha nos terminais da máquina. No caso da Fig. 3.39(a) tem-se que  $v_{ab} = 0$ ,  $v_{bc} = +V_{dc}$  e  $v_{ca} = -V_{dc}$ , enquanto que na Fig. 3.39(b) tem-se que  $v_{ab} = 0$ ,  $v_{bc} = -V_{dc}$  e  $v_{ca} = +V_{dc}$ , ou seja, foram gerados comandos completamente opostos.

É então necessário definir uma metodologia de análise que leva em consideração os sentidos das correntes. Na Fig. 3.40 estão ilustrados todas as combinações possíveis entre os sentidos das correntes, em que

<sup>19</sup>Por definição o índice de modulação é maior ou igual a zero.

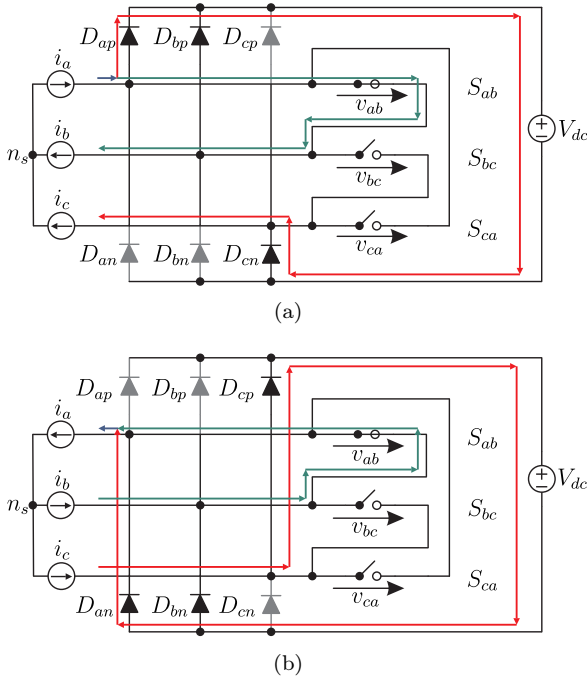


Figura 3.39: Estados topológicos do  $VSR_{\Delta}$  para duas condições de corrente e com mesmo comando.

cada combinação recebe a denominação de “setor e corrente de maior amplitude” como em (BATISTA, 2006). Para entender o funcionamento da topologia do  $VSR_{\Delta}$  é necessária apenas análise de um setor de corrente, podendo suas implicações serem generalizadas para os outros setores (BORGONOVO, 2005).

Seja então o  $VSR_{\Delta}$  operando no setor  $A_+$  e seus estados topológicos possíveis ilustrados na Fig. 3.41 e na Tabela 3.4 as tensões de linha obtidas em cada estado. Observa-se que:

- Quatro comandos implicam em tensões nulas nos terminais do gerador;
- É possível aplicar apenas tensão positiva ou nula entre os terminais  $a$  e  $b$ ;
- É possível aplicar qualquer tensão entre os terminais  $b$  e  $c$ ;

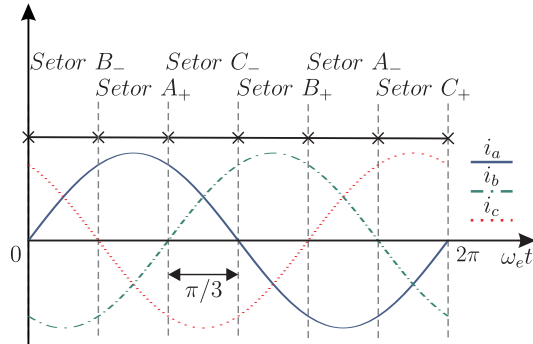


Figura 3.40: Definição dos setores de corrente.

- É possível aplicar apenas tensão negativa ou nula entre os terminais  $c$  e  $a$ .

Tabela 3.4: Informação dos estados topológicos no setor  $A_+$

Estado Topológico	Comandos			Tensões de Linha		
	$S_{ab}$	$S_{bc}$	$S_{ca}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
1°	0	0	0	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
2°	0	0	1	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
3°	0	1	0	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
4°	0	1	1	0	0	0
5°	1	0	0	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$
6°	1	0	1	0	0	0
7°	1	1	0	0	0	0
8°	1	1	1	0	0	0

Portanto, no setor  $A_+$  é possível controlar as correntes, mas há limitações por não ser possível impor algumas derivadas sobre as correntes. Isto significa que as equações obtidas para o VSR são válidas para o VSR $_{\Delta}$ , desde que sejam respeitadas essas limitações. Ou seja, no setor  $A_+$  pode-se utilizar (3.87) e aplicar apenas as tensões mostradas na Tabela 3.4. A análise das sequências de comandos será realizada no Capítulo 4.

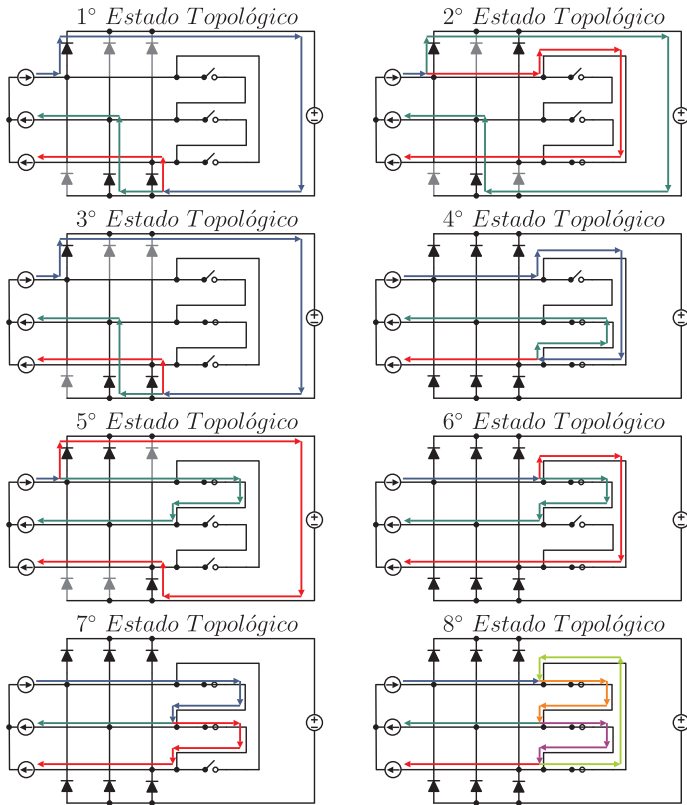


Figura 3.41: Estados topológicos do  $VSR_{\Delta}$  no setor  $A_+$ .

### 3.4.3.2 Limites Operacionais

**Limite para a Tensão do Barramento CC** No caso anterior era possível impor quaisquer derivadas sobre as correntes das três fases e nesse caso infere-se da Tabela 3.4 que pode-se impor livremente apenas uma derivada por setor de corrente. Para o setor  $A_+$ , isso é possível apenas na corrente  $i_{bc}$  e conclui-se, de forma semelhante ao caso anterior, que a tensão do barramento CC deve ser maior que o pico da tensão de linha para que seja possível se impor quaisquer derivadas sobre  $i_{bc}$ .

**Limites para o Processamento de Energia** Para esta análise considera-se inicialmente que o  $VSR_{\Delta}$  opera com correntes senoidais e equilibradas dadas por (3.126). E, que as componentes fundamentais das tensões geradas pelo  $VSR_{\Delta}$  sejam cossenoidais com um defasamento  $\delta_i$  com relação às correntes conforme (3.127).

$$\begin{aligned} i_a &= I_{pk} \cos(\omega_e t) \\ i_b &= I_{pk} \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c &= I_{pk} \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.126)$$

Onde:

$I_{pk}$ : é o valor de pico da corrente de fase.

$$\begin{aligned} v_{a,r} &= V_{r,pk} \cos(\omega_e t - \delta_i) \\ v_{b,r} &= V_{r,pk} \cos\left(\omega_e t - \delta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{c,r} &= V_{r,pk} \cos\left(\omega_e t - \delta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.127)$$

Onde:

$V_{r,pk}$ : é o valor de pico da tensão fundamental de fase do  $VSR_{\Delta}$ .

Como as tensões disponíveis nos terminais  $VSR_{\Delta}$  são dadas em valores de linha, reescreve-se (3.127) para valores de linha em (3.128).

$$\begin{aligned} v_{ab} &= \sqrt{3}V_{r,pk} \cos\left(\omega_e t - \delta_i + \frac{\pi}{6}\right) \\ v_{bc} &= \sqrt{3}V_{r,pk} \cos\left(\omega_e t - \delta_i - \frac{\pi}{2}\right) \\ v_{ca} &= \sqrt{3}V_{r,pk} \cos\left(\omega_e t - \delta_i + \frac{5\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (3.128)$$

Considerando a análise para o setor  $A_+$  tem-se que as tensões ge-

radas podem estar entre os intervalos dados por (3.129).

$$\begin{aligned}
 0 &\leq v_{ab} \leq +V_{dc} \\
 -V_{dc} &\leq v_{bc} \leq +V_{dc} \\
 -V_{dc} &\leq v_{ca} \leq 0
 \end{aligned} \tag{3.129}$$

Para determinar os intervalos de  $\delta_i$  para os quais as desigualdades em (3.129) são válidas, deve-se lembrar que o valor da tensão do barramento CC deve ser maior que o valor máximo da tensão de linha. Portanto, os limites positivos e negativos dados pela tensão  $V_{dc}$  sempre serão garantidos.

O intervalo para o qual a tensão  $v_{ab}$  é possível ser gerada é o semi-ciclo positivo da senóide, cuja desigualdade é expressa por (3.130).

$$-\frac{\pi}{2} \leq \omega_e t - \delta_i + \frac{\pi}{6} \leq \frac{\pi}{2} \tag{3.130}$$

Como no setor  $A_+$   $\omega_e t$  está entre  $-\pi/6$  e  $\pi/6$  (ver Fig. 3.40), obtém-se como resultado (3.131).

$$-\frac{\pi}{2} \leq -\delta_i \leq \frac{\pi}{6} \tag{3.131}$$

Para a tensão  $v_{bc}$  não é necessária a análise, pois qualquer valor pode ser gerado no setor  $A_+$ . E, para a tensão  $v_{ca}$  (semi-ciclo negativo) tem-se como resultado (3.132).

$$-\frac{\pi}{6} \leq -\delta_i \leq \frac{\pi}{2} \tag{3.132}$$

Fazendo a intersecção entre os intervalos (3.131) e (3.132), obtém-se o intervalo (3.133) para o qual é possível operar o VSR $_{\Delta}$  gerando tensões senoidais trifásicas e equilibradas.

$$-\frac{\pi}{6} \leq \delta_i \leq \frac{\pi}{6} \tag{3.133}$$

O resultado (3.133) significa que para o VSR $_{\Delta}$  funcionar deve haver circulação de potência ativa e que o mesmo é capaz de processar potência reativa na frequência fundamental da rede, na entrada da ponte de diodos, ao contrário de retificadores unidirecionais monofásicos (BOR-

GONONO, 2005). Uma das maneiras de interpretar esse resultado é que a potência ativa funciona como elemento de abertura da ponte de diodos e durante a comutação natural da ponte de diodos, que é a cada  $60^\circ$ , a potência reativa pode circular livremente.

**Limites para as Funções de Razão Cíclica** Aplicam-se os mesmos limites para as funções de razão cíclica do VSR.

### 3.4.3.3 Modelo no Plano $dq0$ do VSR $_{\Delta}$

O modelo do VSR $_{\Delta}$  para análise de regime permanente e transitório é praticamente o mesmo do VSR, exceto pela limitação no processamento de potência ativa. Essa limitação pode ser inserida no circuito elétrico equivalente no plano  $dq0$  inserindo diodos no circuito de eixo em quadratura e no lado CC, conforme ilustrado na Fig. 3.42. As restrições no processamento de energia reativa são características intrínsecas do VSR $_{\Delta}$  e não são contempladas no modelo  $dq0$ . Essas restrições devem ser evitadas na etapa de projeto, em que se evita projetar o retificador para operar além da sua capacidade.

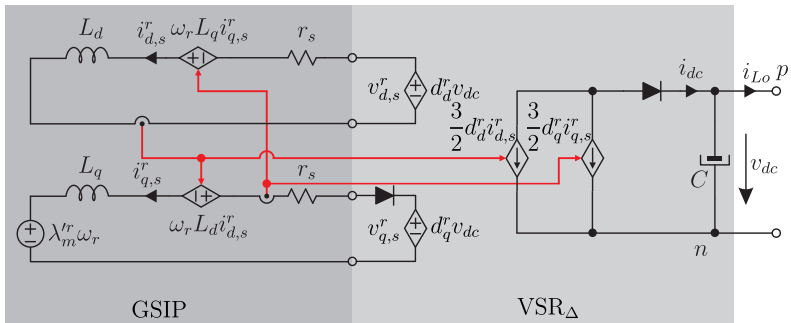


Figura 3.42: Circuito equivalente do GSIP conectado ao VSR no plano  $dq0$ .

### 3.5 Dimensionamento do WECS

O dimensionamento do WECS deve ser feito de forma que os seus componentes sejam capazes de processar toda a potência disponível na condição nominal, e mesmo durante transitórios. Portanto, as suas capacidades de processamento de potência devem ser maiores que as limitações impostas pelo controle aerodinâmico da turbina eólica. Portanto, devem ser considerados os limites mecânicos e elétricos dos seus componentes.

A turbina eólica tem como limites mecânicos principais o máximo torque e a máxima velocidade angular. Deve-se projetá-la para operar com valores nominais de torque e velocidade angular para uma dada condição de velocidade de vento nominal, conforme discutido na seção 3.2. E, o controle aerodinâmico deve garantir que a potência extraída pela turbina não exceda o valor nominal, cuja estratégia de controle pode ser combinada com o controle do gerador elétrico.

O gerador elétrico é escolhido tal que este seja capaz de processar as variações de torque e velocidade angular da turbina eólica em torno do ponto de operação nominal. Portanto, os valores de torque e velocidade nominais da turbina são requisitos mínimos do gerador. Os parâmetros elétricos do gerador podem ser escolhidos a partir de critérios diversos, mas estão, em geral, relacionados a perdas, requisitos de conexão com banco de baterias, barramento CC e rede elétrica CA, dependendo da aplicação do sistema.

O retificador trifásico deve ser capaz de processar toda a energia proveniente do gerador. Outros requisitos, como capacidade de controle de torque e/ou velocidade angular, orientação de campo e perdas, são específicos a um determinado projeto ou norma. Em geral, utilizam-se pelo menos retificadores com capacidade de controle de velocidade.

#### 3.5.1 Metodologia de Dimensionamento

Propõe-se uma metodologia para dimensionamento do WECS baseada nas características de torque-velocidade em regime permanente da turbina eólica, do GSIP e do conversor trifásico, conforme ilustrado na Fig. 3.43.

De acordo com a análise da operação da turbina eólica, a operação se dá dentro dos limites de torque máximo, velocidade máxima e potência nominal da turbina. Esta característica operacional pode ser realizada pelo gerador e pelo conversor conforme ilustrado na Fig. 3.43, em que a primeira curva acima da característica da turbina é a do gerador e a segunda é a do conversor.



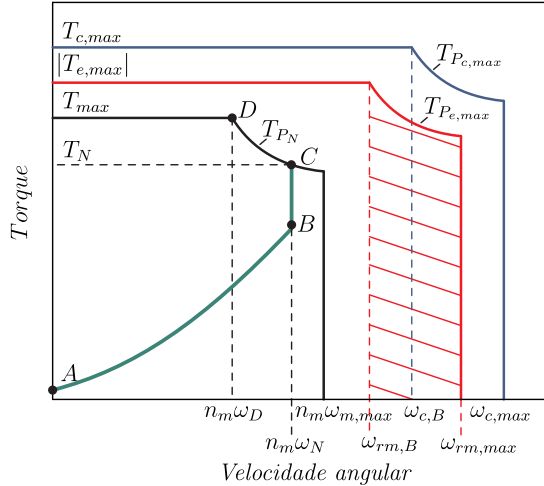


Figura 3.43: Características torque-velocidade dos componentes do WECS.

O gerador tem como limites o máximo de torque, a máxima velocidade e a máxima potência. Estes estão associados diretamente aos limites de tensão, corrente e perdas conforme discutido na seção 3.3.7.

Quanto ao conversor, os seus limites para o retificar ativo trifásico, que são os valores nominais de valor eficaz da corrente e do índice de modulação, associam-se a variáveis fictícias de torque ( $T_{c,max}$ ), de velocidade base ( $\omega_{c,B}$ ) e de velocidade máxima ( $\omega_{c,max}$ ). O torque está relacionado, assim como no GSIP, pela expressão do torque eletromagnético dada por (3.78), em que as correntes de eixo direto e em quadratura são obtidas na condição de máximo valor eficaz da corrente para uma dada estratégia de controle de corrente. A velocidade base do conversor pode ser obtida a partir da relação do índice de modulação nominal com as tensões do estator no plano  $dq0$ , pois estas tensões são dependentes das correntes e da velocidade angular. O índice de modulação está relacionado com as razões cíclicas por (3.119) e as tensões do estator no plano  $dq0$  com as razões cíclicas por (3.134) (ver Fig. 3.42). A velocidade angular máxima do conversor é obtida para a condição de índice de modulação unitário, e está associada com o limite de perdas do conversor e com a máxima tensão dos semicondutores (tensão no barramento CC). Observa-se que a relação das perdas do conversor é uma função não linear da corrente e do índice de modulação. Portanto, para um determinado índice modulação acima do valor nominal,

determina-se o valor eficaz da corrente para a qual o limite de perdas no conversor é atingindo. Essa relação pode ser programada para que a cada valor do índice modulação acima do nominal, a corrente de referência do conversor seja limitada para que as perdas no conversor sejam limitadas. Observa-se que é possível simplificar esta programação de referência por uma relação linear, mas nesse caso deve-se aplicar um limite de potência  $P_{c,max}$  que mantenha as perdas do conversor abaixo do limite para qualquer índice de modulação acima do valor nominal.

$$\begin{cases} v_{d,s}^r = d_d^r v_{dc} \\ v_{q,s}^r = d_q^r v_{dc} \end{cases} \quad (3.134)$$

Observa-se que, tipicamente, projeta-se o conversor com índice de modulação nominal não unitário, pois deseja-se ter alguma margem para variações em torno do ponto de operação nominal. No entanto, em termos de projeto e de controle, deve-se limitar o índice de modulação para que o mesmo não ultrapasse o valor nominal determinado pelo projetista e definido de forma que as perdas nos dissipadores de calor dos semicondutores não ultrapassem o limite projetado. Pode-se então, otimizar o dimensionamento dos dissipadores de calor e manter as margens para variações em torno do ponto de operação nominal pela programação de um limite de potência máxima. Como resultado, tem-se uma limitação da referência de corrente ao aplicar índices de modulação acima do valor nominal.

### 3.5.2 Aplicação ao WECS deste Trabalho

Para o WECS que será simulado, está disponível um GSIP de fluxo axial do tipo Torus com torque máximo<sup>20</sup> de 234 N·m e uma velocidade base de 260 rpm (65 Hz em variáveis elétricas), cujos parâmetros são apresentados na Tabela 3.5 obtidos a partir do fabricante e de ensaios.

De acordo com informações do fabricante, a velocidade nominal da turbina eólica é 240 rpm sob velocidade de vento nominal<sup>21</sup> de 12 m/s. A partir dessas informações, dimensionou-se a turbina para um torque nominal de 200 N·m (que leva a uma potência nominal de 5 kW), cujo valor pode ser realizado pelo conjunto MSIP/caixa de engrenagens utilizado para emulação da turbina, conforme ilustrado na Fig. 3.44.

<sup>20</sup>Obtido com a corrente máxima da Tabela 3.5 e com corrente de eixo direta nula.

<sup>21</sup>Valor típico. E foi considerada como velocidade mínima o valor de 3 m/s e máxima de 16 m/s.

Tabela 3.5: Parâmetros do GSIP

$r_s$	0,3 $\Omega$	$I_{s,max}$	32 A
$L_d$	2,9 mH	$V_{L,max}$	118 V
$L_q$	2,9 mH	$S_N$	6,5 kVA
$\lambda_m^r$	0,23 Wb	$R_g$	0,4 m
$P$	30	$M_g$	60 kg

Embora o MSIP seja conectado ao GSIP por meio de uma caixa de engrenagens, considera-se que o sistema é de acionamento direto, pois às relações da caixa de engrenagens podem ser incluídas no controle do MSIP. O MSIP em questão é de 11 kW. Assim, a partir de (3.18) pode-se estimar o valor do raio da turbina em 2,3 m. A massa da turbina ( $M_m$ ) considerada é de 60 kg, que é a massa de uma turbina do fabricante<sup>22</sup> de raio similar. Dessa forma, a partir de (3.20) e de (3.41) determinam-se as inércias da turbina e do gerador. E, a partir de (3.22) determina-se o valor da inércia equivalente ( $J_{eq}$ ) do WECS igual a 40 kg·m<sup>2</sup>.

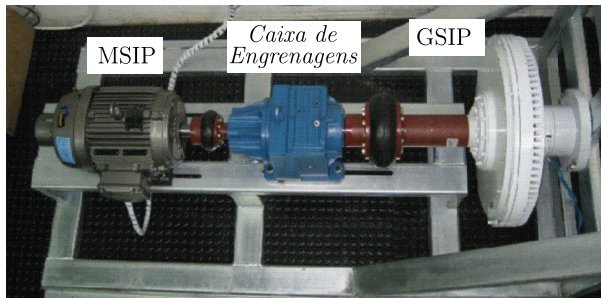


Figura 3.44: Protótipo de laboratório para emulação do sistema eólico.

Para o projeto do retificador ativo trifásico, considerou-se a potência nominal igual a 6,5 kVA, a corrente nominal de 32 A, o índice de modulação nominal de 0,71, o valor médio da tensão do barramento CC de 235 V e a frequência de comutação de 4 kHz. Os parâmetros fictícios do conversor obtidos são um torque de 234 N·m e uma velocidade base de 260 rpm, os quais são suficientes para esse sistema. Não foi considerada a programação do retificador para operação com índice

<sup>22</sup>A empresa é a Enersud.

de modulação até a unidade.

### 3.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais modelos para análise em regime permanente e em regime transitório dos componentes do WECS. Como o objetivo deste trabalho é o controle de conversores estáticos conectados ao GSIP, pode-se considerar que o detalhamento apresentado sobre a turbina eólica é suficiente, pois com este é possível determinar os pontos de operação, prever o comportamento dinâmico e caracterizar a influência do controle aerodinâmico no sistema. A justificativa de escolha do GSIP é apresentada no contexto da geração eólica; seus aspectos construtivos e suas influências nos parâmetros internos do gerador; o modelo dinâmico e estático; as suas restrições operacionais; e, seu modelo ao conectá-lo com o retificador ativo trifásico. Foi apresentada uma topologia de retificador ativo trifásico para que se possa operar o GSIP com alto desempenho e baixas perdas. Seu modelo dinâmico e as restrições à sua operação foram determinados (BORGONOVO, 2005; HITI; BOROYEVICH; CUADROS, 1994; HITI; BOROYEVICH, 1994).

Com base no equacionamento desenvolvido e nas restrições operacionais apresentadas, foi desenvolvida uma metodologia de dimensionamento do WECS. Esta metodologia apresenta de maneira simples a partir de curvas de torque-velocidade as características dos elementos do WECS. A característica fictícia de torque-velocidade do conversor foi determinada a partir de seus parâmetros elétricos e suas relações com os parâmetros eletromecânicos do GSIP. Dessa forma, obteve-se uma representação única das limitações e das regiões de operação dos componentes do WECS.

# Capítulo 4

## Modulação Vetorial do Retificador Ativo Trifásico Unidirecional com Interruptores CA em Delta

### 4.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada a estratégia de modulação e o sistema de implementação digital chamado de modulador. O modulador é o responsável pela etapa de comando dos interruptores do  $VSR_{\Delta}$  e está posicionado no WECS conforme ilustrado na Fig. 4.1. Esse recebe como sinal de comando as amplitudes das tensões fundamentais de fase desejadas ( $\vec{v}_{abc}^*$ ) e utiliza a informação do vetor de correntes para que seja possível comandar o retificador.

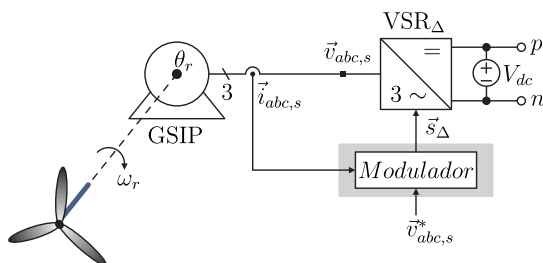


Figura 4.1: Neste capítulo será apresentado o modulador em destaque.

Dentre as técnicas de modulação conhecidas aplicadas a retificadores e inversores trifásicos, a modulação vetorial (SVM – *space vector modulation*) é um dos métodos mais importantes e consolidados na literatura (ZHOU; WANG, 2002). Além da ampla faixa de operação linear do método, a partir do posicionamento adequado dos pulsos de

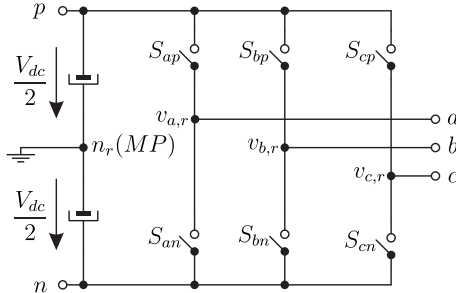


Figura 4.2: Inversor de tensão trifásico.

comando permite que diversos índices de desempenho sejam otimizados, tais quais: minimização do número de comutações, minimização de perdas e minimização da taxa de distorção harmônica, entre outros.

Os conceitos fundamentais da modulação vetorial podem ser encontrados em uma vasta literatura (WU, 2006; HOLMES; LIPO, 2003; ZHOU; WANG, 2002), entre outros. E sua aplicação mais comum é no inversor de tensão trifásico apresentado na Fig. 4.2. Em retificadores trifásicos unidirecionais deve-se observar que os vetores de tensão disponíveis são dependentes não só dos estados de comutação, mas também do sentido da corrente (VIITANEN; TUUSA, 2004; VIITANEN; TUUSA, 2003; BATISTA; BARBI, 2007; BARBI; BATISTA, 2010; BATISTA, 2006).

Na Fig. 4.3 é apresentado o mapa de vetores do inversor de tensão trifásico e seus respectivos setores de tensão definidos como sendo a região entre vetores adjacentes. Estes estão ilustrados no domínio do tempo para tensões trifásicas senoidais e balanceadas na Fig. 4.4, em conjunto com os setores de corrente definidos na Fig. 3.40. Os vetores de tensão são calculados segundo (4.1).

$$\vec{V}_k = \begin{cases} 0 & , \text{ com } k = 0 \\ \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} & , \text{ com } k \in \{1, 2, \dots, 6\} \end{cases} \quad (4.1)$$

Como o sentido das correntes influencia no vetor de tensão gerado em retificadores trifásicos unidirecionais, são definidos subsetores para as intersecções entre os setores de tensão e corrente da Fig. 4.4 (BATISTA, 2006). O mapa de vetores e os respectivos subsetores estão ilustrados na Fig. 4.5. A defasagem angular entre tensão e corrente  $\delta_i$  é transferida para o mapa de vetores.

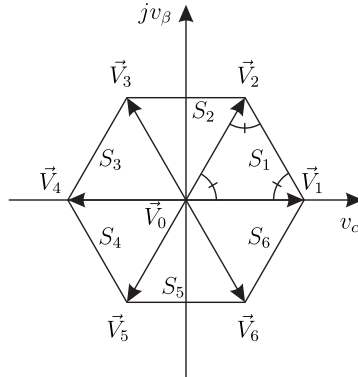


Figura 4.3: Mapas de vetores do inversor de tensão trifásico.

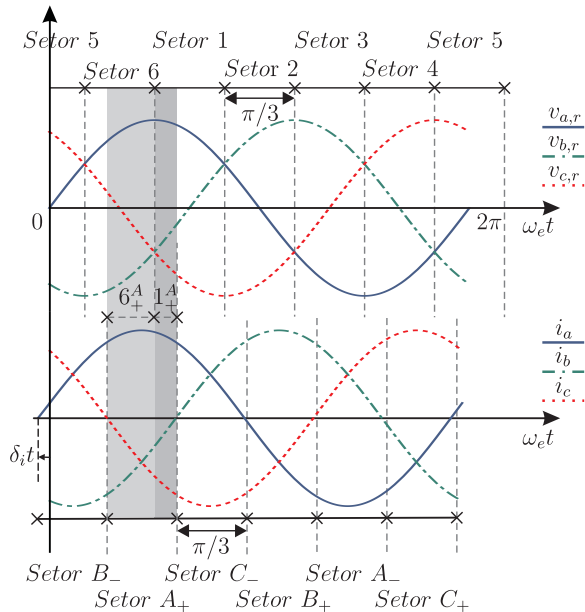
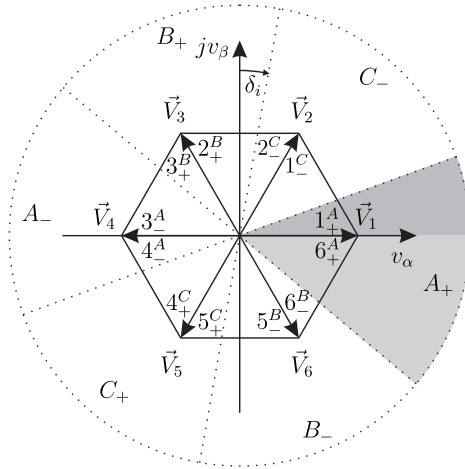


Figura 4.4: Setores de corrente e tensão.

Será apresentada a metodologia para obtenção dos estados de comutação associados aos vetores do  $VSR_{\Delta}$  (BATISTA, 2006). Duas estratégias de modulação do  $VSR_{\Delta}$  serão analisadas e comparadas quantitativamente pela análise das perdas. Uma dessas estratégias está sendo


 Figura 4.5: Mapas de vetores do VSR $_{\Delta}$ .

proposta neste trabalho e tem como objetivo minimizar as perdas em condução. Em seguida, é apresentada a metodologia para implementação digital e quais os efeitos causados devido à operação com relativa baixa frequência de comutação, isto é, baixo índice de modulação em frequência, bem como os métodos empregados para compensar tais efeitos. Por fim, são apresentados resultados de simulação para validar as técnicas de modulação e os métodos de compensação.

## 4.2 Análise Vetorial

A metodologia para determinação de todos os vetores disponíveis, que são função dos estados de comutação dos interruptores e das correntes de fase, é exemplificada para os subsetores  $6_+^A$  e  $1_+^A$  (setor  $A_+$ ) da Fig. 4.5. Nesses subsectores tem-se que  $i_a > 0$ ,  $i_b < 0$  e  $i_c < 0$  e deseja-se obter os vetores disponíveis variando-se os estados de comutação dos interruptores  $S_{ab}$ ,  $S_{bc}$  e  $S_{ca}$ .

Na Fig. 4.6 está ilustrado o VSR $_{\Delta}$  em que foram aplicados os comando de conduzir ( $= 1$ ) no interruptor  $S_{ab}$  e bloquear ( $= 0$ ) em  $S_{bc}$  e  $S_{ca}$ . No exemplo dado, os diodos  $D_{cp}$ ,  $D_{an}$  e  $D_{bn}$  encontram-se bloqueados e os diodos  $D_{ap}$ ,  $D_{bp}$  e  $D_{cn}$  aptos a conduzir, então é possível determinar as tensões de linha sobre os terminais do gerador. Nesse caso tem-se que  $v_{ab} = 0$ ,  $v_{bc} = +V_{dc}$  e  $v_{ca} = -V_{dc}$ . Os resultados para todos os estados topológicos são mostrados no plano  $\alpha\beta$  da Fig. 4.7, em



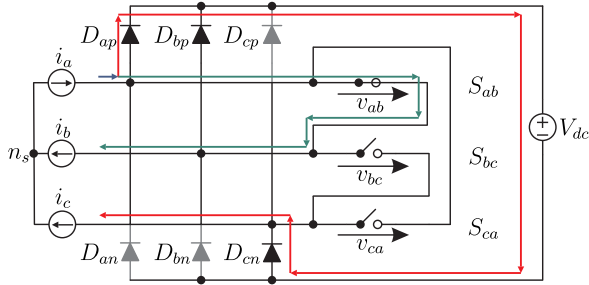


Figura 4.6: Análise do VSR $_{\Delta}$  para os subsetores  $6_+^A$  e  $1_+^A$ .

que os estados estão escritos na forma  $(S_{ab}S_{bc}S_{ca})$ . Os vetores foram obtidos a partir da Transformada de Clarke<sup>1</sup> nas tensões de fase do retificador, com  $v_{\alpha} = v_{d,r}^0$ ,  $v_{\beta} = v_{q,r}^0$  e  $\vec{V} = v_{\alpha} + jv_{\beta}$ . Observa-se que estas foram calculadas transformando as tensões de fase em tensões de linha a partir de (4.2), pois em alguns estados a tensão de modo comum não é definida pelos estados topológicos do conversor, apenas por elementos parasitas (MILLER, 2008; HARTMANN et al., 2011). Uma análise das tensões de modo comum é apresentada no Apêndice I.

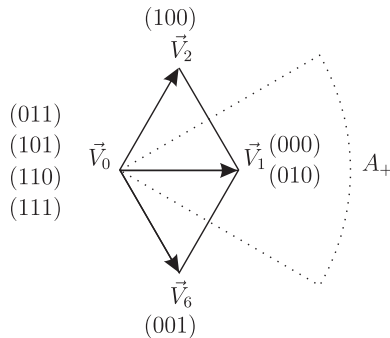


Figura 4.7: Vetores disponíveis nos subsetores  $6_+^A$  e  $1_+^A$ .

Da Fig. 4.7 nota-se uma grande redundância de vetores nulos (4 possibilidades), tais vetores podem ser utilizados para otimizar uma sequência de comutação pelos seus posicionamentos. Nota-se também que todos os vetores nulos foram gerados pela combinação de dois ou

<sup>1</sup>Utiliza-se  $\theta(t_0) = \pi/2$ , que é a posição dos eixos mais comum na análise de conversores estáticos (HOLMES; LIPO, 2003). Esta é ainda a forma original empregada por Edith Clarke (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951).

três interruptores em condução. Portanto, pode-se utilizar apenas dois interruptores para controlar as correntes, podendo o outro interruptor ficar bloqueado por  $60^\circ$  (HARTMANN et al., 2011). Essas conclusões irão influenciar na determinação de seqüências de comutação otimizadas para o retificador.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a,r} \\ v_{b,r} \\ v_{c,r} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Os resultados da aplicação da metodologia apresentada para todos os subsetores são mostrados na Tabela 4.1<sup>2</sup>. Os subsetores foram omitidos para compactação dos resultados.

Tabela 4.1: Estados de comutação e vetores disponíveis

Vetor	Tensões de Linha			Comandos			Correntes		
	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$	$S_{ab}$	$S_{bc}$	$S_{ca}$	$\dot{i}_a$	$\dot{i}_b$	$\dot{i}_c$
$\vec{V}_0$	0	0	0	0	1	1	*	*	*
				1	0	1	*	*	*
				1	1	0	*	*	*
				1	1	1	*	*	*
$\vec{V}_1$	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	0	1	0	+	*	*
				0	0	0	+	-	-
$\vec{V}_2$	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	1	0	0	*	*	-
				0	0	0	+	+	-
$\vec{V}_3$	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	0	0	0	1	*	+	*
				0	0	0	-	+	-
$\vec{V}_4$	$-V_{dc}$	0	$+V_{dc}$	0	1	0	-	*	*
				0	0	0	-	+	+
$\vec{V}_5$	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	1	0	0	*	*	+
				0	0	0	-	-	+
$\vec{V}_6$	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	0	0	1	*	-	*
				0	0	0	+	-	+

<sup>2</sup>O símbolo \* nas correntes significa que esta pode ser positiva ou negativa.

### 4.3 Implementação dos Vetores

A síntese do vetor de referência será feita como em um inversor de tensão trifásico (WU, 2006). Embora para o retificador estejam à disposição quatro vetores a cada subsetor, serão utilizados somente os vetores adjacentes ao setor de tensão, conforme ilustrado na Fig. 4.8. Portanto, para o subsetor  $1_+^A$  o vetor  $\vec{V}_6$  não será utilizado.

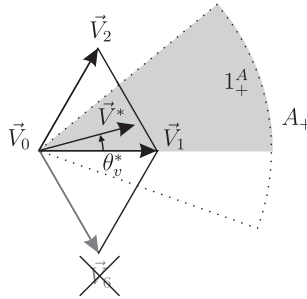


Figura 4.8: Detalhe do mapa de vetores e vetor de referência como exemplo.

O vetor de referência será uma composição dos vetores  $\vec{V}_0$ ,  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$ , cuja relação matemática é dada pelo balanço de fluxo em um período de comutação<sup>3</sup> (4.3).

$$\vec{V}^* T_s = \vec{V}_0 T_0 + \vec{V}_1 T_1 + \vec{V}_2 T_2 \quad (4.3)$$

Onde:

$\vec{V}^*$ : é o vetor de referência fornecido pelo controle de corrente. A sua relação com as tensões do plano  $\alpha\beta$  é dada por (4.5);

$T_s$ : é o período de comutação dado pela soma dos tempos de aplicação dos vetores em (4.4);

$T_0$ : é o tempo de aplicação do vetor nulo;

$T_1$ : é o tempo de aplicação do vetor  $\vec{V}_1$ ;

$T_2$ : é o tempo de aplicação do vetor  $\vec{V}_2$ .

$$T_s = T_0 + T_1 + T_2 \quad (4.4)$$

<sup>3</sup>Ou meio período de comutação, caso a portadora seja triangular.

$$\vec{V}^* = V^* e^{j\theta_v^*} = v_\alpha^* + jv_\beta^* \quad (4.5)$$

Assim, os tempos de aplicação dos vetores  $T_0$ ,  $T_1$  e  $T_2$  são obtidos substituindo (4.5) e (4.4) em (4.3). Os resultados são apresentados em (4.6), (4.7) e (4.8).

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s V^*}{V_{dc}} \text{sen} \left( \frac{\pi}{3} - \theta'_v \right) \quad (4.6)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s V^*}{V_{dc}} \text{sen} (\theta'_v) \quad (4.7)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.8)$$

Onde:

$\theta'_v$ : é uma transformação para que os ângulos sejam referenciados ao setor  $S_1$ , isto é,  $0 \leq \theta'_v \leq 60^\circ$ . Essa transformação é dada por (4.9), em que  $n$  é número do setor de tensão (WU, 2006).

$$\theta'_v = \theta_v^* - (n - 1) \frac{\pi}{3} \quad \text{com } n \in \{1, 2, \dots, 6\} \quad (4.9)$$

Deve-se observar que (4.6), (4.7) e (4.8) são válidas para operação na região de modulação linear do retificador. O limite da região linear é o vetor de referência cuja amplitude máxima da tensão de fase é  $V_{max}^* = V_{dc}/\sqrt{3}$ . A limitação da amplitude do vetor de referência é feita pela saturação da ação de controle nesse limite e calculando o vetor de referência de acordo com a metodologia apresentada.

## 4.4 Sequências de Comutação

Para efeito comparativo serão apresentadas duas estratégias de sequências de comutação. Uma proposta por (HARTMANN et al., 2011) (referenciada como SVM I) que visa minimizar o número de comutações. E outra em que é proposta uma modificação nessa estratégia (referenciada como SVM II) pelo reposicionamento do vetor nulo e que resulta na minimização das perdas em condução (COLLIER; MARYAMA; HELDWEIN, 2011).

Os esforços de corrente e as perdas em condução e em comutação são determinados no Apêndice I para ambas as modulações. Uma comparação das perdas das sequências de comutação para o WECS será apresentada no Capítulo 5, em que conclui-se que a estratégia que resulta nas menores perdas é, de fato, a estratégia SVM II.

### 4.4.1 SVM I: Minimização das Comutações

O objetivo desta estratégia é minimizar o número de comutações e, se possível, escolher dentre as sequências obtidas a que tenha as menores perdas para otimizar o resultado. Mais uma vez, utiliza-se o subsetor  $1_+^A$  para exemplificar a metodologia aplicada.

O subsetor  $1_+^A$  têm  $\vec{V}_0$ ,  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$  como vetores disponíveis e sabe-se que um interruptor não precisa ser comandado, de forma que sejam evitadas comutações desnecessárias. Analisando a Fig. 4.7, conclui-se que os estados topológicos possíveis são 4. Estes estão reescritos na Tabela 4.2 por comodidade. As sequências que minimizam as comutações devem ser de cinco segmentos e na seguinte ordem  $(\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_0, \vec{V}_2, \vec{V}_1)$ , dessa forma é possível trabalhar com portadoras triangulares para sintetizar os comandos. São possíveis duas sequências com número de mínimo de comutações e que estão ilustradas na Fig. 4.9 para meio período de comutação. Observa-se que a minimização das comutações foi atingida com uma comutação por período e um interruptor bloqueado. Portanto, o critério para determinar a melhor sequência torna-se as perdas.

As perdas são analisadas no funcionamento da estrutura com o vetor nulo, em que os caminhos das correntes estão ilustrados na Fig. 4.10. A diferença entre os dois casos é a condução da corrente  $i_a$ , que no caso da Fig. 4.10(a) se dá totalmente pelo interruptor  $S_{ab}$  e na Fig. 4.10(b) é dividida entre os interruptores  $S_{ab}$  e  $S_{ca}$ . O caso que resulta nas menores perdas de condução é o primeiro, pois as correntes são menores e, portanto, leva a menores perdas. Logo, o resultado obtido é uma

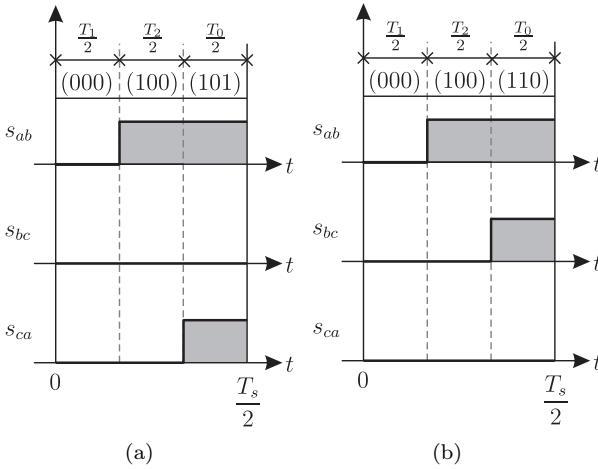


Figura 4.9: Possíveis sequências no subsetor  $1_+^A$  em meio período de comutação.

Tabela 4.2: Vetores disponíveis no subsetor  $1_+^A$

Comandos			Tensões			Vetor
$S_{ab}$	$S_{bc}$	$S_{ca}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$	
0	0	0	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$\vec{V}_1$
1	0	0	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	$\vec{V}_2$
1	0	1	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	1	0	0	0	0	$\vec{V}_0$

sequência de comutação ótima (HARTMANN et al., 2011).

Aplicando essa metodologia a todos os subsetores, foram determinadas todas as sequências de comutação e de vetores ótimas para o VSR $_{\Delta}$ . Estas são apresentadas na Fig. 4.11, cujos resultados podem ser utilizados para desenvolver um algoritmo para implementar a modulação vetorial. É importante observar que na troca de subsetores não ocorrem comutações, pois todas as sequências iniciam e terminam com os interruptores abertos, isto é,  $(S_{ab}S_{bc}S_{ca}) = (000)$ .

Por fim, é importante salientar uma propriedade dessa estratégia de modulação: simetria de quarto de onda. Na Fig. 4.12 estão ilustradas

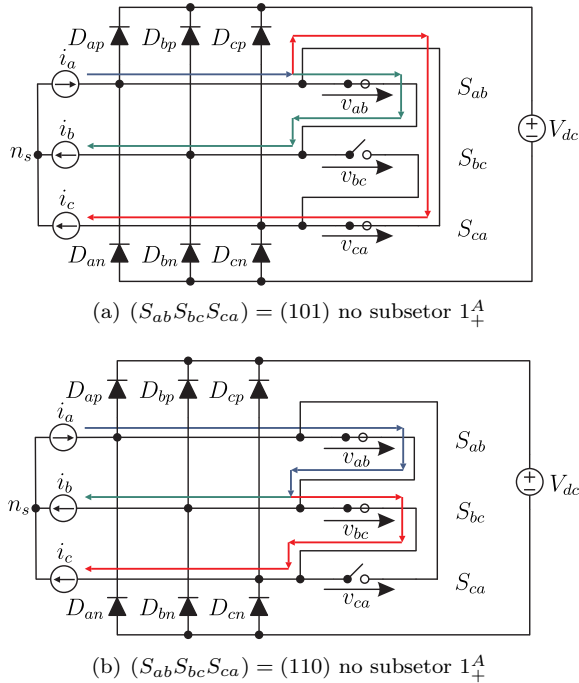


Figura 4.10: Aplicação do vetor nulo para os casos em análise.

as tensões de linha geradas em dois subsetores diametralmente opostos ( $1_+^A$  e  $4_-^A$ ), mostrando que as tensões geradas são opostas. Este resultado será comprovado pelo cálculo analítico das harmônicas das tensões de linha no Apêndice I, em que mostra-se que estas só tem conteúdo harmônico em baixa frequência na frequência fundamental. As harmônicas da portadora dependem da técnica de amostragem empregada, mas mostra-se que é possível escolher uma técnica que gere somente harmônicas com bandas laterais ímpares.

#### 4.4.2 SVM II: Minimização das Perdas em Condução

O objetivo desta estratégia é determinar a sequência de comutação que gere as menores perdas em condução. A análise do posicionamento do vetor nulo para determinar as menores perdas em condução foi realizada por (MILLER, 2008), mas não houve a preocupação de determinar uma sequência de comutação otimizada. Foi também realizada uma análise

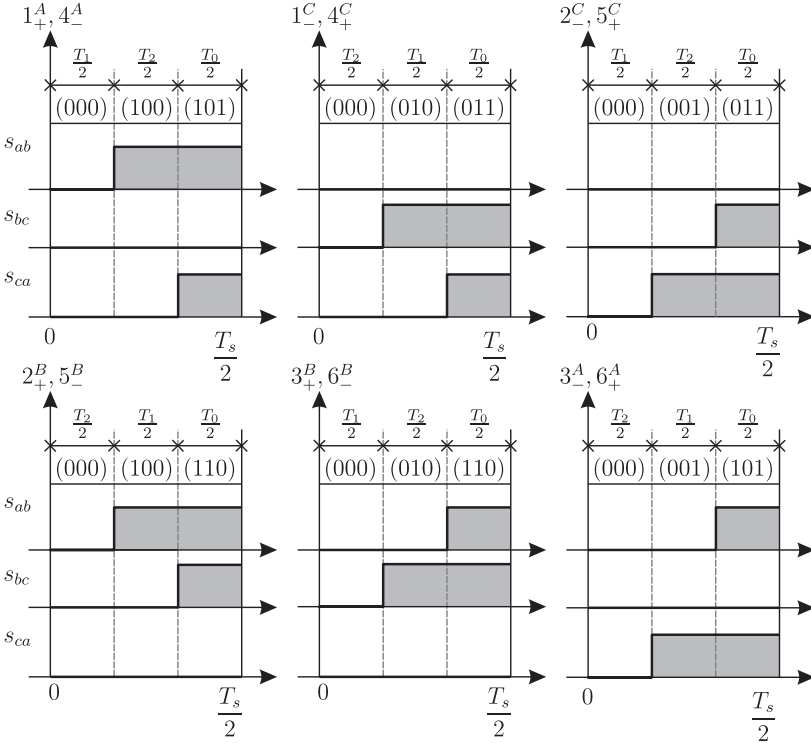


Figura 4.11: Sequências de comutação para a estratégia SVM I.

das perdas em comutação, provando que estas são as mesmas para as quatro escolhas possíveis de vetores nulos. No entanto, essa análise não era para uma sequência de comutações otimizada e era considerado que as perdas em comutação são lineares, o que é válido apenas para IGBTs de alta potência.

Mais uma vez será utilizado o subsetor  $1_+^A$  para exemplificar a metodologia aplicada. Para os vetores ativos há apenas uma redundância no vetor  $\vec{V}_1$  e que, nesse caso, utiliza-se o mesmo estado topológico da sequência anterior, pois a outra possibilidade não mudaria as perdas em condução, aumentaria o número de comutações e as perdas em comutação. Portanto, a estratégia proposta visa modificar o vetor nulo utilizado na sequência anterior para o estado topológico em que as perdas em condução são as menores.

Na sequência anterior foram analisadas duas situações para o posicionamento do vetor nulo, aqui se faz uma análise das duas restantes



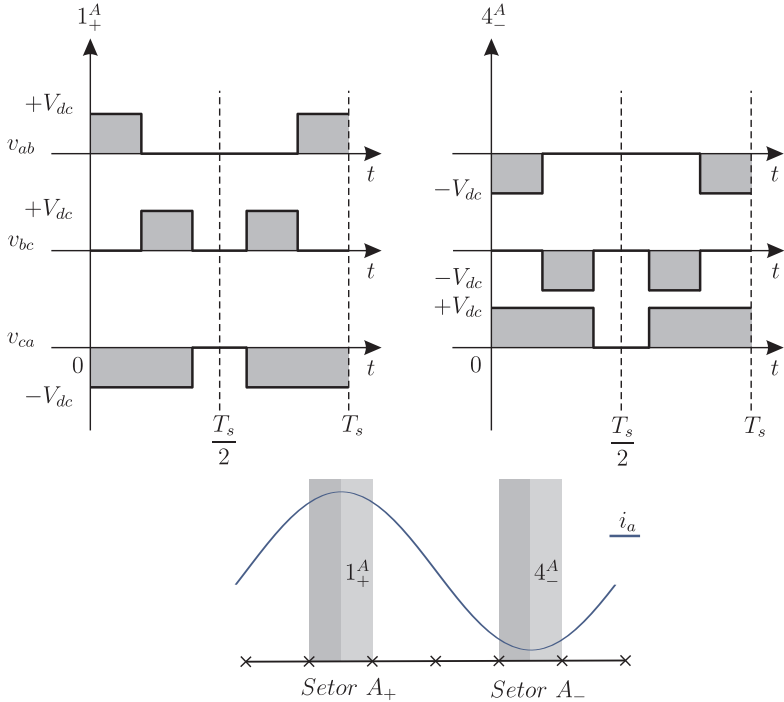


Figura 4.12: Tensões de linha geradas nos subsectores  $1^A_+$  e  $4^A_-$ .

ilustradas na Fig. 4.13. Nota-se que para estado (011) (Fig. 4.13(a)) as perdas em condução são equivalentes ao estado (110) (Fig. 4.10(b)) e já se concluiu que esses estados não são úteis. Deve-se então comparar a estratégia anterior (SVM I) com a estratégia que utiliza todos os estados para geração do vetor nulo (SVM II). Esta é ilustrada na Fig. 4.13(b).

Para comparar as sequências em termos das perdas em condução, determinam-se os esforços de corrente e as perdas em condução para cada sequência, conforme apresentado no Apêndice I. Na Fig. 4.14 está ilustrado o ganho percentual de perdas em condução no MOSFET ao se utilizar a estratégia proposta frente à estratégia SVM I com  $\delta_i = 0$ , em que se observa, como esperado, uma redução das perdas.

Da mesma maneira que as perdas em condução, são determinadas as perdas em comutação no Apêndice I. O ganho percentual de perdas em comutação no MOSFET está ilustrado na Fig. 4.15. Observa-se que há regiões em que as perdas são maiores na estratégia SVM I e outras

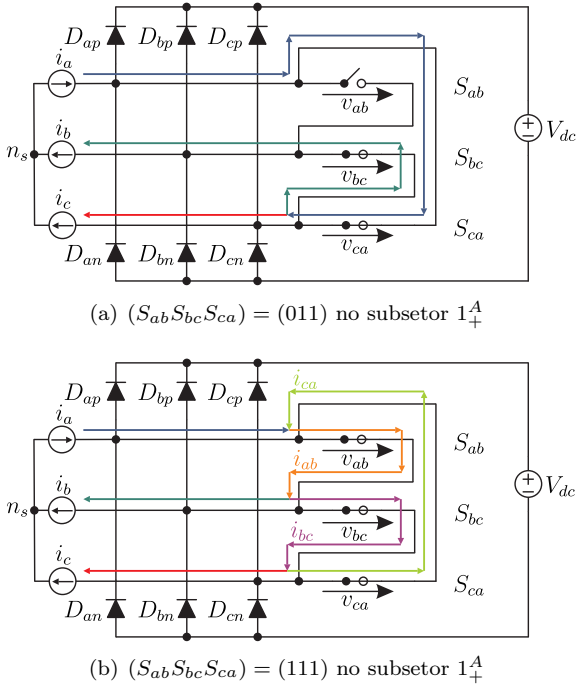


Figura 4.13: Aplicação do vetor nulo para os casos restantes.

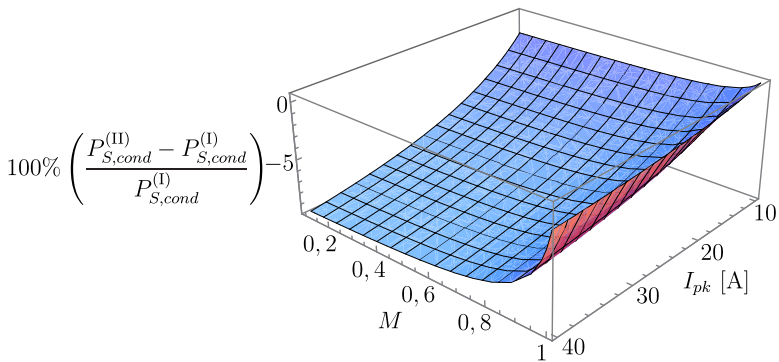


Figura 4.14: Ganho percentual de perdas em condução no MOSFET.

em que estas são maiores na SVM II. Portanto, a conclusão sobre as perdas em comutação irá depender dos pontos de operação do WECS.

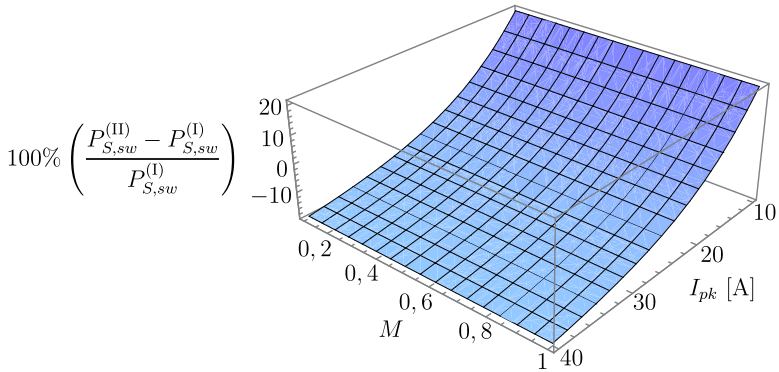


Figura 4.15: Ganho percentual de perdas em comutação no MOSFET.

Ressalta-se que é possível obter para as duas estratégias as mesmas perdas em comutação da estratégia SVM I, caso se utilize um tempo morto “dinâmico” nos interruptores. Isto é, aplica-se o vetor nulo da estratégia SVM I e após um período de tempo morto aplica-se o comando para utilizar o estado (111). Essa estratégia garantiria comutação sob tensão nula para o interruptor com tempo morto e, portanto, sem perdas. No entanto, optou-se por não implementar essa estratégia devido ao baixo ganho de rendimento e ao aumento da complexidade computacional, pois há a necessidade de modificar em tempo real o interruptor que recebe o tempo morto.

## 4.5 Aspectos da Implementação Digital

### 4.5.1 Modulação Vetorial por Portadoras

Devido à forma simétrica dos pulsos de comando e de haver apenas uma comutação por período de comutação, pode-se facilitar a implementação da modulação vetorial em dispositivos digitais, tais como DSCs (*digital signal controller* – controlador digital de sinais), FPGAs (*field-programmable gate array* – arranjo de portas programável em campo) etc, pela determinação de funções de razão cíclica.

As funções de razão cíclica são obtidas a partir das relações entre os tempos de atuação dos vetores e dos tempos de comando dos interruptores para cada subsetor. Assim, é possível gerar os comandos a partir

da comparação com portadoras disponíveis no DSC ao invés de implementar a modulação pela busca de vetores em tabelas. A portadora deve ser triangular, pois a sequência dos pulsos de comando têm simetria de meia-onda. Essa metodologia pode ser encontrada em diversos trabalhos (ZHOU; WANG, 2002; BATISTA, 2006).

A metodologia será aplicada ao VSR $_{\Delta}$  para a sequência de comandos da estratégia SVM I<sup>4</sup> apresentada em duas etapas para facilitar a compreensão. Ressalta-se que, a obtenção das funções de razão cíclica é interessante também para o cálculo dos esforços de correntes e das componentes harmônicas das tensões, conforme apresentado no Apêndice I.

#### 4.5.1.1 Cálculo das Funções de Razão Cíclica

Sejam os comandos dos interruptores bidirecionais no subsetor  $1_{\perp}^A$  ilustrados na Fig. 4.11. Os tempos de aplicação dos comandos em cada interruptor podem ser calculados a partir da soma dos tempos de aplicação dos vetores em um período de comutação. O cálculo desses tempos é apresentado em (4.10).

$$\begin{aligned} T_{ab} &= T_2 + T_0 = T_s - T_1 \\ T_{bc} &= 0 \\ T_{ca} &= T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (4.10)$$

Onde:

$T_x$ : é o tempo de aplicação dos comandos no interruptor  $x$ .

Ao aplicar essa metodologia para todos os subsetores, determinam-se os tempos de aplicação dos comandos para cada subsetor em função dos tempos de aplicação vetores calculados a partir de (4.6), (4.7) e (4.8). Esse tempos podem convertidos em razões cíclicas pela divisão de (4.10) pelo período de comutação em (4.11). Na Tabela 4.3 estão os resultados da aplicação dessa metodologia para todos os subsetores<sup>5</sup>.

$$d_x = \frac{T_x}{T_s} \quad , \text{ com } x \in \{ab, bc, ca, 0, 1, 2\} \quad (4.11)$$

<sup>4</sup>Para utilizar a estratégia SVM II bastam apenas algumas simples modificações.

<sup>5</sup>As aspas simples nas razões cíclicas indicam a ordem em que o vetor aparece na sequência. Por exemplo, no subsetor  $4_{\perp}^A$  que é utilizada a sequência  $(\vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_0, \vec{V}_5, \vec{V}_4)$ , o vetor correspondente ao vetor  $\vec{V}'_1$  é  $\vec{V}_4$  e o correspondente ao vetor  $\vec{V}'_2$  é  $\vec{V}_5$ .

Tabela 4.3: Funções de razão cíclica pelo tempo de aplicação dos vetores

Subsetor	Funções de Razão Cíclica		
	$d_{ab}$	$d_{bc}$	$d_{ca}$
$1^A_+$ e $4^A_-$	$1 - d'_1$	0	$1 - d'_1 - d'_2$
$1^C_-$ e $4^C_+$	0	$1 - d'_2$	$1 - d'_1 - d'_2$
$2^C_-$ e $5^C_+$	0	$1 - d'_1 - d'_2$	$1 - d'_1$
$2^B_+$ e $5^B_-$	$1 - d'_2$	$1 - d'_1 - d'_2$	0
$3^B_+$ e $6^B_-$	$1 - d'_1 - d'_2$	$1 - d'_1$	0
$3^A_-$ e $6^A_+$	$1 - d'_1 - d'_2$	0	$1 - d'_2$

Para ilustrar o resultado da utilização da Tabela 4.3, são apresentadas<sup>6</sup> na Fig. 4.16 as funções de razão cíclica  $d_{ab}$  e  $d_{bc}$  obtidas com as funções de modulação, em que  $M = 0,75$  e  $\delta_i = 0$ . São também ilustrados os períodos referentes aos subsetores. Estas funções de razões cíclicas podem ser aplicadas em um comparador para gerar os pulsos de comandos, conforme ilustrado na Fig. 4.17. Observa-se que o comparador deve estar invertido e as funções de razão cíclica devem ser complementares.

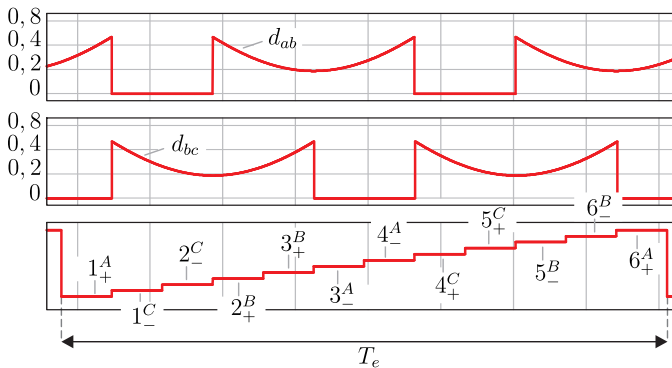


Figura 4.16: Funções de razão cíclica para a estratégia SVM I.

#### 4.5.1.2 Funções de Razão Cíclica no Plano $\alpha\beta$

Para evitar o cálculo dos tempos dos vetores, pode-se calcular diretamente as funções de razão de cíclica a partir das relações obtidas no

<sup>6</sup> $T_e = 1/f_e$  é igual ao período na frequência angular síncrona.

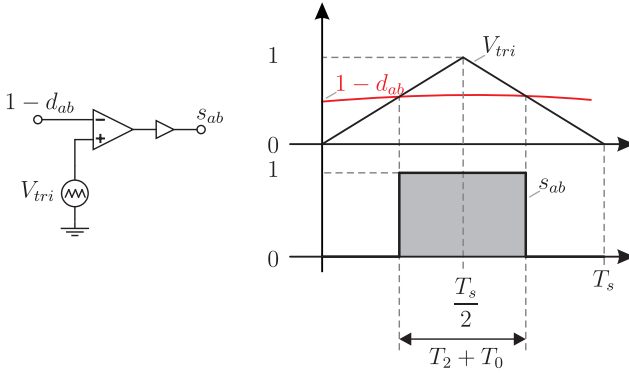


Figura 4.17: Comparador para determinação dos tempos dos vetores.

plano  $\alpha\beta$ . Esse procedimento visa reduzir o número de cálculos necessários, mas pode ser evitado caso se deseje. Para exemplificar a metodologia estão ilustrados na Fig. 4.18 as relações entre o plano  $\alpha\beta$  e os vetores associados aos estados de comutação do setor  $S_1$ .

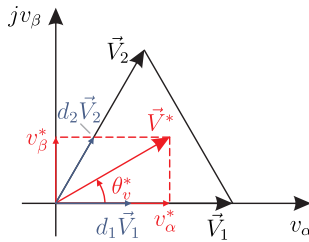


Figura 4.18: Relação entre os tempos dos vetores e o plano  $\alpha\beta$ .

As relações matemáticas entre os vetores da Fig. 4.18 podem ser obtidas a partir de (4.3), (4.5) e (4.11), cujo resultado é mostrado em (4.12).

$$\vec{V}^* = v_\alpha^* + jv_\beta^* = d_1\vec{V}_1 + d_2\vec{V}_2 \quad (4.12)$$

Aplicando os valores dos vetores expressos por (4.1) em (4.12) e fazendo  $v_\alpha^* = d_\alpha^*V_{dc}$  e  $v_\beta^* = d_\beta^*V_{dc}$ , obtém-se as razões cíclicas em termos

das componentes  $\alpha\beta$  (4.13).

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{3}{2} \left( d_\alpha^* - \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right) \\ d_2 &= \sqrt{3} d_\beta^* \end{aligned} \quad (4.13)$$

Tabela 4.4: Relação entre os tempos dos vetores e o plano  $\alpha\beta$

Setor de Tensão	Funções de Razão Cíclica dos Vetores	
	$d'_1$	$d'_2$
$S_1$	$d_1 = \frac{3}{2} \left( d_\alpha^* - \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right)$	$d_2 = \sqrt{3} d_\beta^*$
$S_2$	$d_2 = \frac{3}{2} \left( d_\alpha^* + \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right)$	$d_3 = \frac{3}{2} \left( -d_\alpha^* + \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right)$
$S_3$	$d_3 = \sqrt{3} d_\beta^*$	$d_4 = -\frac{3}{2} \left( d_\alpha^* + \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right)$
$S_4$	$d_4 = \frac{3}{2} \left( -d_\alpha^* + \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right)$	$d_5 = -\sqrt{3} d_\beta^*$
$S_5$	$d_5 = -\frac{3}{2} \left( d_\alpha^* + \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right)$	$d_6 = \frac{3}{2} \left( d_\alpha^* - \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right)$
$S_6$	$d_6 = -\sqrt{3} d_\beta^*$	$d_1 = \frac{3}{2} \left( d_\alpha^* + \frac{1}{\sqrt{3}} d_\beta^* \right)$

Aplicando essa metodologia a todos os setores de tensão obtém-se o resultado mostrado na Tabela 4.4. Utilizando esse resultado na Tabela 4.3 obtém-se como resultado a Tabela 4.5, que apresenta as funções de razão cíclica do VSR $_{\Delta}$  em termos das variáveis  $\alpha\beta$ <sup>7</sup>. Observa-se que ao utilizar esta tabela não é necessário determinar os setores tensão, apenas os setores de corrente.

#### 4.5.2 Escolha da Técnica de Amostragem

Consideram-se duas principais técnicas de amostragem ao se utilizar portadoras triangulares (HOLMES; LIPO, 2003; SYPE et al., 2004):

1. Amostragem regular e simétrica na subida ou na descida (*symme-*

<sup>7</sup>Para a estratégia SVM II é só substituir a função de razão cíclica nula pelo menor valor entre as duas funções de razão cíclica não nulas daquele setor ( $d_x$  e  $d_y$ ), isto é,  $\min(d_x, d_y)$ . Por exemplo, para o setor  $A_+$  tem-se que  $d_{bc} = \min(d_{ab}, d_{ca})$ .

Tabela 4.5: Funções de razão cíclica em função das variáveis do plano  $\alpha\beta$ 

Setor de Corrente	Funções de Razão Cíclica		
	$d_{ab}$	$d_{bc}$	$d_{ca}$
$A_+$	$1 - \frac{3}{2}d_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*$	0	$1 - \frac{3}{2}d_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*$
$C_-$	0	$1 - \sqrt{3}d_\beta^*$	$1 - \frac{3}{2}d_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*$
$B_+$	$1 + \frac{3}{2}d_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*$	$1 - \sqrt{3}d_\beta^*$	0
$A_-$	$1 + \frac{3}{2}d_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*$	0	$1 + \frac{3}{2}d_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*$
$C_+$	0	$1 + \sqrt{3}d_\beta^*$	$1 + \frac{3}{2}d_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*$
$B_-$	$1 - \frac{3}{2}d_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*$	$1 + \sqrt{3}d_\beta^*$	0

*trical regular sampled* ou *single-update mode symmetric on-time ou off-time*), ilustrada na Fig. 4.19(a);

2. Amostragem regular e assimétrica (*asymmetrical regular sampled* ou *double-update mode*), mostrada na Fig. 4.19(b).

Nos dois casos, os instantes de amostragem acontecem nos extremos da portadora triangular por dois motivos:

1. Não há ruído de comutação. Isto é, não há comutações ocorrendo no circuito e, portanto, é melhor fazer as aquisições nesses instantes para reduzir as interferências causadas pelas comutações;
2. A corrente instantânea é igual ao VMQI (Fig. 3.33), que é justamente a componente da corrente que se deseja controlar.

Na amostragem regular e simétrica pode-se amostrar no pico (*on-time*) ou na passagem por zero (*off-time*) da portadora triangular. Na amostragem regular e assimétrica amostra-se nesses dois instantes.

Em (HOLMES; LIPO, 2003) mostra-se que as maiores vantagens de utilizar a amostragem regular e assimétrica são: o cancelamento intrínseco de harmônicas de bandas laterais pares das múltiplas da portadora nas tensões de linhas, que são geradas pelo processo de amostragem regular e simétrica; e, o espectro harmônico muito parecido com o da



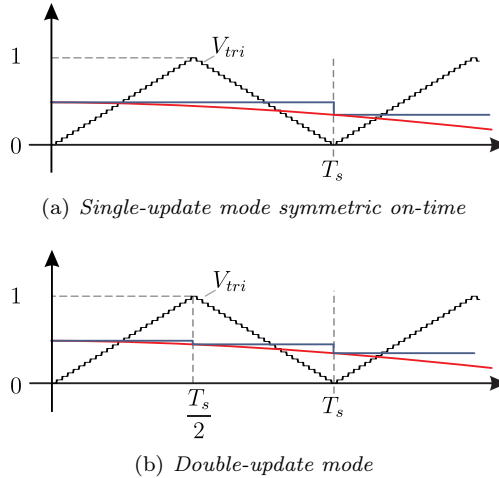


Figura 4.19: Técnicas de amostragem na portadora triangular.

modulação naturalmente amostrada (analgógica), que é o melhor caso<sup>8</sup>. O cálculo analítico do espectro harmônico da tensão de linha para o caso da modulação naturalmente amostrada é apresentado no Apêndice I. Para as modulações digitais são descritos os procedimentos para o cálculo numérico.

Do ponto de vista do modelo de grandes sinais, a amostragem regular e assimétrica também apresenta vantagens. Essa se comporta como uma portadora triangular analógica mantendo a mesma frequência máxima para o modelo de grandes sinais, pois é possível aplicar dois VMQI a cada período de comutação. Enquanto a amostragem regular e simétrica se comporta como uma portadora dente-de-serra diminuindo a frequência máxima do modelo, pois o controle também só será atualizado uma vez por período de comutação. Há também os atrasos, que são maiores na amostragem regular e simétrica, pois se leva mais tempo para atualizar a lei de controle. Esses atrasos diminuem a estabilidade do sistema, pois há um decréscimo linear da fase com o aumento da frequência e, portanto, a uma degradação da margem de fase do sistema. Por esses motivos, a melhor escolha para a técnica de amostragem é a regular e assimétrica.

<sup>8</sup>Por não haver os atrasos digitais na modulação analógica, a resposta da modulação é instantânea.

As funções de transferência de pequenos sinais dos moduladores digitais para diferentes estratégias de amostragem são apresentadas em (SYPE et al., 2004). Para o caso da amostragem regular e assimétrica a função de transferência é dada por (4.14). Deve-se observar que a resposta em frequência dessa função de transferência é muito parecida com a resposta do sustentador de ordem zero (ZOH – *zero-order hold*), cuja função de transferência é dada por (4.15). No entanto, para comparar essas funções de transferência deve-se compensar o ganho causado pelo amostrador ideal, que é igual ao valor da frequência de amostragem ( $f_a = 1/T_a$ ) (BUSO; MATTAVELLI, 2006; FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998).

$$\text{PWM}_{du}(s) = \frac{1}{2} \left( e^{-s(1-D)T_a} + e^{-sDT_a} \right) \quad (4.14)$$

$$\text{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT_a}}{s} \quad (4.15)$$

Na Fig. 4.20 estão ilustradas as respostas em frequência do  $\text{PWM}_{du}$  para três valores de razão cíclica e do ZOH na região de interesse (abaixo da metade da frequência de amostragem). A frequência de amostragem utilizada é de 8 kHz. Nota-se que, as repostas, de fato, são bem semelhantes, principalmente se for observado que o ideal é projetar o controlador com uma largura de banda máxima de  $f_a/20$  (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998), isto é, uma década abaixo da frequência de comutação para este tipo de amostragem. Os atrasos que são causados pelo ZOH e pelo  $\text{PWM}_{du}$  são iguais em todas as condições, cujo valor é igual a meio período de amostragem. Portanto, o ZOH representa adequadamente o  $\text{PWM}_{du}$  em aplicações de controle digital, em que a largura de banda do sistema de controle é no máximo  $f_a/20$ . Para projetos de controladores com larguras de banda acima dessa frequência, a condição em que o ganho do modulador é unitária ( $D=0,5$ ) representa a condição crítica, pois o ganho é sobrestimado.

### 4.5.3 Efeitos dos Atrasos na Modulação Digital do VSR $_{\Delta}$

Como apresentado até agora, os vetores gerados pelo VSR $_{\Delta}$  são dependentes dos setores de corrente e é, portanto, necessária a identificação destes setores para comandá-lo. Devido aos atrasos existentes, haverá uma influência significativa destes no processo de identificação de se-

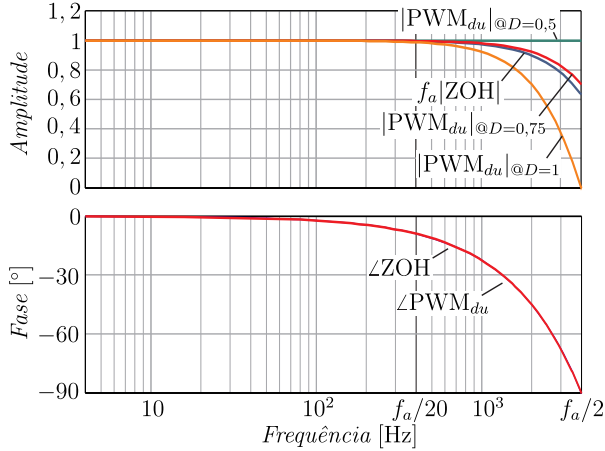


Figura 4.20: Diagramas de resposta em frequência do ZOH e do  $PWM_{du}$ .

tores de corrente. É importante salientar que, esses atrasos têm seus efeitos realçados devido à operação com relativa baixa frequência de comutação ( $f_s \leq 10$  kHz) no  $VSR_{\Delta}$ .

Os atrasos envolvidos na identificação vão desde a leitura das correntes até a aplicação dos comandos nos interruptores, estes são o atraso causado pelo filtro anti-aliasing, o atraso de processamento digital e atraso de reconstrução da corrente. Na Fig. 4.21 está ilustrada a corrente amostrada no instante  $k$  e o sinal de corrente no instante efetivo da aplicação do comando. Entre esses instantes há um atraso total  $\phi_T$ .

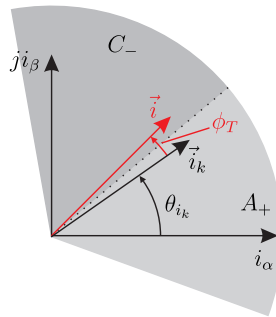


Figura 4.21: Atraso na corrente devido à implementação digital.

O atraso do filtro anti-aliasing é obtido a partir da sua função de

transferência (4.16). Neste trabalho, o filtro foi realizado por um filtro passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte  $\omega_c$  igual a metade da frequência de amostragem.

$$F_{aa}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4.16)$$

O atraso computacional é referente ao tempo necessário para realizar os cálculos computacionais e atualizar os registradores do processador digital. Em geral, é considerado um período de amostragem (BUSO; MATTAVELLI, 2006; ORTMANN, 2008; LISERRE, 2001) e dado pela função de transferência (4.17).

$$F_{comp}(s) = e^{-sT_a} \quad (4.17)$$

A reconstrução da corrente tem um atraso de meio período de amostragem (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998). O efeito desse atraso é mais perceptível na situação de transição entre setores, pois supondo que um comando tenha sido dado referente a um setor e logo em seguida, a corrente mude de setor o comando dado já não corresponde mais a ação desejada. Esse efeito pode ser mitigado considerando o atraso da reconstrução da corrente, cuja função de transferência é dada por (4.18).

$$F_{re}(s) = e^{-s\frac{T_a}{2}} \quad (4.18)$$

A partir de (4.16), (4.17) e (4.18), pode-se calcular o atraso total em um ciclo da frequência síncrona ( $f_e$ ) dado por (4.19). Observa-se que nesse caso a função arco tangente pode ser aproximada pelo seu argumento<sup>9</sup>, pois os ângulos são muito pequenos nessa região (menores que 1°). Na Fig. 4.22 é ilustrado o atraso total em função da frequência síncrona para várias frequências de comutação ( $f_s = f_a/2$ ). Observa-se que à medida que a frequência diminui, o atraso total torna-se elevado. Portanto, deve-se compensar os atrasos para identificar corretamente os setores de corrente e na próxima seção será apresentado um comparativo das técnicas de identificação de setores de corrente investigadas

<sup>9</sup>Isto é,  $\arctan(\phi) \approx \phi$ .

no decorrer deste trabalho.

$$\phi_T(f_e, f_a) = \arctan\left(\frac{2f_e}{f_a}\right) + \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{f_e}{f_a}\right) \times 2\pi \quad (4.19)$$

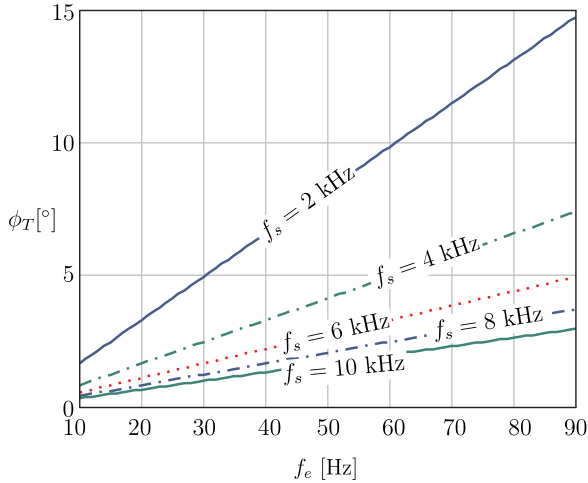


Figura 4.22: Atraso total em função da frequência síncrona.

## 4.6 Identificação dos Setores de Corrente

No estudo do VSR<sub>Δ</sub> verificou-se a necessidade de identificar com precisão os setores de correntes, devido à necessidade de se obter correntes com alta qualidade, isto é, com baixa distorção harmônica. São apresentadas quatro alternativas implementadas e comparadas por resultados da simulação numérica do circuito comutado do VSR<sub>Δ</sub> no programa PSIM®. A comparação dessas estratégias é feita a partir do cálculo da distorção harmônica total<sup>10</sup> (THD – *total harmonic distortion*) das correntes.

Observa-se que, para analisar as estratégias de identificação dos setores de corrente é necessário que o VSR<sub>Δ</sub> seja pelo menos controlado em corrente. Portanto, esse estudo comparativo foi realizado empre-

<sup>10</sup>De acordo com a norma IEC 61000-3-2 que define critérios para medição de harmônicas em equipamentos com correntes entre 16 e 75 A (ABIDIN, 2006). Dessa forma, a THD é calculada até a 40ª harmônica.

gando a estratégia de controle de corrente investigada neste trabalho, isto é, o autocontrole de corrente com compensação. Esta estratégia de controle será analisada em detalhes no Capítulo 7. Nos testes realizados, foi implementada uma estratégia de controle digital. A estratégia de modulação vetorial empregada foi a SVM II. Além disso, considera-se que o sistema opera conectado ao circuito elétrico equivalente do GSIP (ver Fig. 3.26) e que os pontos de operação para simulação foram obtidos a partir da análise teórica do Capítulo 5. Estas são apresentadas no estudo da viabilidade de emprego do autocontrole de corrente no WECS deste trabalho. Dessa forma, são consideradas duas condições de operação para comparação das técnicas de identificação, a condição de mínima carga e de carga nominal. Como a turbina eólica conectada ao GSIP opera com velocidade variável, há duas condições de frequência elétrica do rotor para serem analisadas. Estas condições, assim como o ganho de referência do autocontrole com compensação e as condições de vento para as quais foram obtidas, são apresentadas na Tabela 4.6.

Tabela 4.6: Condições para as simulações das estratégias de identificação de setores de corrente com a técnica de autocontrole de corrente com compensação

Condição	$v_w$ [m/s]	$k_I$ [mΩ/V]	$f_r$ [Hz]
Carga mínima	3	54,08	22,44
Carga nominal	12	8,40	60

#### 4.6.1 Estratégia I: Comparação das Correntes

Essa é a estratégia mais intuitiva, pois é baseada na definição no domínio do tempo dos setores de corrente. Conforme demonstrado em (HARTMANN et al., 2011), é possível aplicar com sucesso a identificação a partir da comparação das correntes no VSR<sub>Δ</sub> operando com modulação analógica. No entanto, a estratégia tem o seu desempenho bastante degradado na implementação digital devido aos atrasos existentes.

#### 4.6.2 Estratégia II: Cálculo da Função Arco Tangente

A determinação do ângulo pelo cálculo da função arco tangente é mais intuitiva quando se aplica à modulação vetorial, pois os setores de corrente e tensão são apresentados em termos de relações angulares. Dessa

forma, calcula-se o ângulo da corrente a partir das suas componentes  $\alpha\beta$  (4.20).

$$\theta_{i_k} = \arctan\left(\frac{i_{\beta,k}}{i_{\alpha,k}}\right) \quad (4.20)$$

Após calcular o ângulo da corrente é possível compensar o atraso total, adicionando uma fase igual a  $\phi_T$ , isto é,  $\theta_{i,c} = \theta_{i,k} + \phi_T$ . O setor de corrente pode então ser determinado a partir das relações entre as correntes no domínio do tempo (Fig. 4.4) e/ou do mapa de vetores (Fig. 4.5).

### 4.6.3 Estratégia III: PLL de Corrente

Nesse caso o cálculo da função arco tangente é substituído por uma malha de captura de fase (PLL) aplicada às correntes da máquina. A metodologia de projeto e análise são apresentadas no Apêndice II, em que é apresentado um novo PLL normalizado (PLL<sub>N</sub>) para garantir a robustez do rastreamento frente às grandes variações de amplitude das correntes. Nesse estudo, ainda foi observada uma importante característica do PLL digital que influencia significativamente a identificação do setor de corrente. Essa característica faz com que a fase rastreada pelo PLL esteja sempre adiantada em uma amostra, reduzindo o ângulo de compensação ( $\phi_T$ ) necessário para a identificação dos setores de corrente. Portanto, ao contrário do caso anterior, o sinal de fase determinado pelo PLL deve ser compensado por  $\phi'_T$  dado por (4.21), em que este é igual a  $\phi_T$  menos o ângulo referente a um período de amostragem. Dentre os algoritmos de PLL para normalizar o sinal de entrada, emprega-se o que utiliza a amplitude estimada pelo conceito de potência ativa.

$$\phi'_T(f_e, f_a) = \arctan\left(\frac{2f_e}{f_a}\right) + \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{f_e}{f_a}\right) \times 2\pi \quad (4.21)$$

Entre outros aspectos de implementação discutidos no Apêndice II, verifica-se por simulação que a largura de banda do PLL<sub>N</sub> é um fator determinante no desempenho do transitório de partida e na operação com baixa carga. Enquanto um rastreamento lento tem um desempenho degradado no transitório de partida, um muito rápido fica muito susceptível às harmônicas de corrente na operação com baixa carga e, portanto, a THD da corrente aumenta. Dessa forma, a escolha da lar-

gura de banda do PLL<sub>N</sub> é realizada a partir de uma comparação entre os transitórios de partida e as THDs das correntes obtidas. Para essa análise, considera-se que a inicialização do GSP é feita após a tensão do barramento CC ter sido estabilizada no seu valor nominal, isto é, considera-se que o barramento é uma fonte de tensão constante.

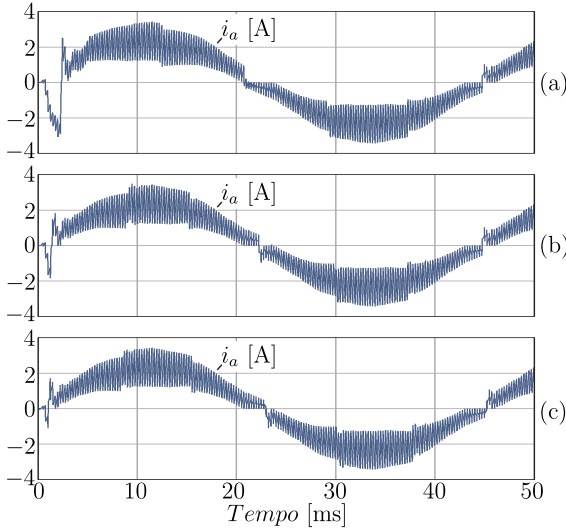


Figura 4.23: Processo de inicialização do PLL<sub>N</sub> com largura de banda de: (a) 40 Hz, (b) 100 Hz e (c) 200 Hz.

Na Fig. 4.23 estão ilustrados os processos de inicialização do VSR<sub>Δ</sub> para diferentes larguras de banda do PLL<sub>N</sub>. Observa-se que, em todos os casos o processo de inicialização é suficientemente rápido e menor que um quarto do período da senóide. E, que à medida que a largura de banda aumenta, esse processo é mais rápido e menos perceptível. No entanto, o aumento da largura também acarreta no aumento da THD, pois as distorções em baixa frequência das correntes não são mais compensadas na malha de controle do PLL. Para as condições simuladas a THD<sup>11</sup> da corrente da Fig. 4.23(a) foi de 3,99%, para a da Fig. 4.23(b) foi de 4,30% e para a da Fig. 4.23(c) foi de 5,04%. Portanto, verifica-se que há um compromisso entre obter uma boa resposta no transitório de partida e uma baixa THD das correntes da máquina. Dessa forma, com base nos resultados obtidos na Fig. 4.23 e por não haver uma redução significativa da THD com largura de 40 Hz, foi selecionada uma largura

<sup>11</sup>As THDs foram calculadas com as correntes em regime permanente.



de banda de 100 Hz no PLL<sub>N</sub> para prosseguir com os estudos neste trabalho. De acordo com metodologia desenvolvida no Apêndice II, os parâmetros deste PLL são apresentados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7: Parâmetros do controlador do PLL<sub>N</sub> com  $BW = 100$  Hz

$k_C$	$-431,7 \text{ 1/s}$
$T_i$	$4,6 \text{ ms}$
$\Delta\omega_L$	$2\pi(108 \text{ Hz})$
$\Delta\omega_{PO}$	$2\pi(162 \text{ Hz})$
$T_L$	$20,6 \text{ ms}$
$T_P$	$2,0 \cdot 10^{-8} (\Delta\omega_0)^2$

#### 4.6.4 Estratégia IV: Predição Linear das Correntes

A quarta possibilidade considerada é obter uma estimativa linear das correntes. A metodologia para obter a corrente estimada é considerar que a diferença ( $\Delta i_k$ ) entre a corrente atual ( $i_k$ ) e a anterior ( $i_{k-1}$ ) irá se manter ao longo da senóide. Como se deseja obter uma corrente adiantada em uma amostra e meia, faz-se com que a corrente estimada ( $\hat{i}_k$ ) seja a atual mais três meios da diferença atual conforme apresentado na Fig. 4.24.

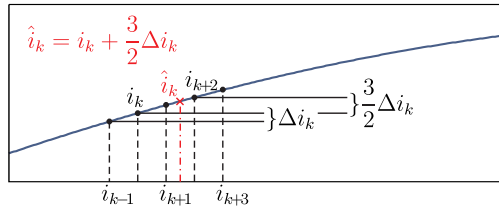


Figura 4.24: Representação gráfica do preditor linear aplicado nas correntes.

Essa metodologia é aplicada em todas as correntes de fase medidas. Dessa forma, a partir das correntes estimadas, determinam-se os setores de corrente aplicando a estratégia I.

#### 4.6.5 Comparação das Estratégias de Identificação

Os resultados de simulação obtidos para a condição de carga nominal estão ilustrados<sup>12</sup> na Fig. 4.25. Nesta figura, observa-se claramente a degradação da qualidade da corrente devido aos atrasos digitais não compensados na estratégia I, cuja THD é de 5,07%. Essa distorção ocorre na troca dos setores de corrente e por isso verifica-se a distorção na passagem por zero (Fig. 4.4). Com as estratégias II e III foi possível obter as menores THDs e as correntes obtidas têm a característica senoidal desejada. Com o algoritmo de predição linear a THD obtida foi de 3,44%. Nesse caso, verifica-se que há distorção na corrente próximo aos picos (antes e depois dos picos), pois este é o momento em que há mudança de derivada. Isso se deve à aproximação linear para predição da corrente passar a ser incoerente, devido à operação com relativa baixa frequência de comutação. Dessa forma, verificam-se também distorções nas passagens por zero, devido à influência das outras fases.

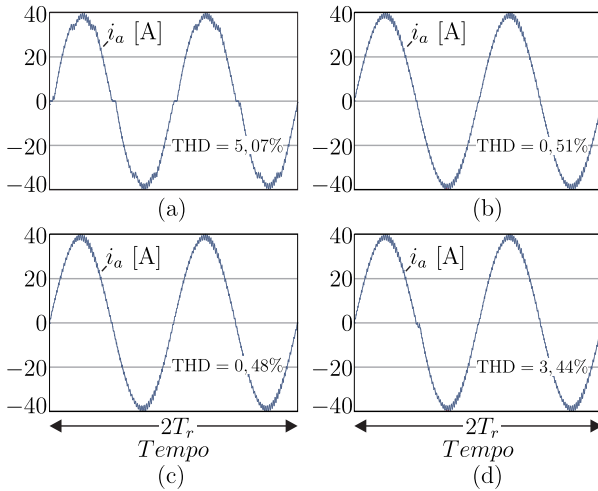


Figura 4.25: THDs das correntes com carga nominal com a estratégia: (a) I, (b) II, (c) III e (d) IV.

Na Fig. 4.26 estão mostradas as correntes obtidas na condição de carga mínima. Verifica-se que a menor THD é obtida com a estratégia III (PLL<sub>N</sub>) e que esta é a única em que se obtém uma corrente com simetria de quarto de onda. Para todos os outros casos, há distorções

<sup>12</sup> $T_r = 1/f_r$ , em que  $f_r$  é a frequência elétrica do rotor na condição de vento simulada.

e assimetrias na corrente. Portanto, a escolha da estratégia III para a identificação de setores de corrente é a escolha mais adequada dentre as possibilidades investigadas neste trabalho.

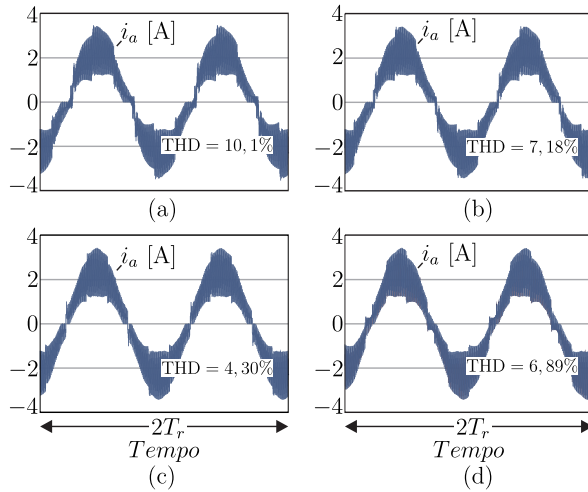


Figura 4.26: THDs das correntes com carga mínima com a estratégia: (a) I, (b) II, (c) III e (d) IV.

## 4.7 Conclusão

Neste capítulo foi analisada a modulação vetorial para o VSR $_{\Delta}$ . Foram apresentadas duas estratégias de modulação, em que foi proposta uma modulação capaz de minimizar as perdas em condução do retificador. Também foi apresentada e aplicada a metodologia para que seja possível implementar a modulação vetorial por portadoras triangulares, o que por sua vez facilita a implementação em DSCs.

Foram observados os efeitos das técnicas de amostragem nas harmônicas das tensões de linha e no controle, em que o efeito do modulador digital com dupla atualização foi comparado com o ZOH. A partir dos seus modelos, verificou-se que o comportamento dos dois é bastante parecido e igual no que diz respeito ao atraso de fase introduzido. Os efeitos dos atrasos foram levados em consideração ao serem definidas as estratégias de identificação de setores de correntes. Dessas estratégias, conclui-se que o melhor desempenho é obtido com a aplicação de um PLL normalizado nas correntes para a determinação do ângulo das correntes no plano  $\alpha\beta$ .

# Capítulo 5

## Estratégias de Controle do GSIP e Análise dos Pontos de Operação do WECS

### 5.1 Introdução

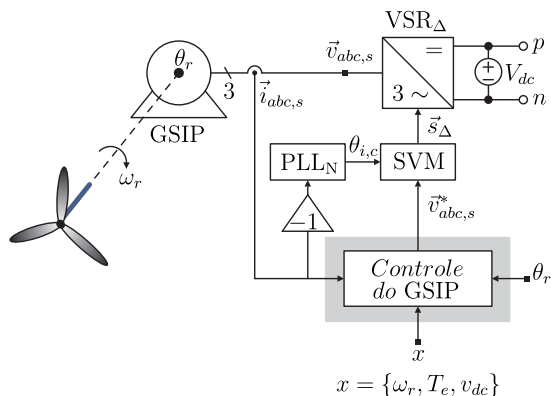


Figura 5.1: Inserção do controle do GSIP no WECS.

A aplicação do  $VSR_\Delta$  para o controle do GSIP permite o emprego de técnicas avançadas de controle e como resultado pode-se ter um alto desempenho no gerador elétrico. As técnicas de controle que podem ser empregadas são derivadas das vastas aplicações de controle de motores já consolidadas na indústria. Dessas técnicas de alto desempenho destacam-se duas (IOV; BLAABJERG, 2009; BOLDEA, 2008): o controle por orientação de campo (FOC – *field oriented control*) e o controle direto de torque (DTC – *direct torque control*). Ambas as técnicas são adaptações das técnicas empregadas para controle do motor de indução (LIPO; NOVOTNY, 1996).

As duas técnicas de controle podem ser utilizadas neste trabalho e se encaixam no WECS conforme apresentado na Fig. 5.1. O controle do GSIP deve ser capaz de gerar os comandos para a modulação vetorial e tem como principais parâmetros de entrada as variáveis para o controle da potência. Estas podem ser: o torque e/ou a velocidade angular e/ou a tensão no barramento CC. Embora sejam possíveis utilizar as duas técnicas de controle será dado enfoque ao FOC, visto que esta é uma técnica bem consolidada e permite controle completo do sistema com alto desempenho e robustez. As técnicas de DTC são mais recentes que as de FOC, tendo essa sido proposta por I. Takahashi em 1984 e por M. Depenbrock em 1985 (CASADEI et al., 2002). Aplicações ao controle do GSIP conectado à turbinas eólicas ainda são poucas tendo sido a primeira proposta em (INOUE; MORIMOTO; SANADA, 2008).

Após analisar as estratégias de controle das correntes do GSIP com FOC, serão determinados os pontos de operação do WECS para cada estratégia de controle escolhida. Será realizada uma comparação entre essas estratégias. Uma vez definidas quais estratégias são as mais vantajosas para a aplicação ao WECS, serão calculados os esforços de corrente nos semicondutores e as suas respectivas perdas. A determinação dos pontos de operação será feita utilizando técnicas de otimização não linear na região de maximização de potência e analiticamente nas outras regiões para a maioria das estratégias.

## 5.2 Controle por Orientação de Campo

### 5.2.1 Histórico

O controle por orientação de campo (FOC) ou controle vetorial foi proposto por F. Blaschke em 1971 para o controle do motor de indução trifásico (BLASCHKE, 1972; CASADEI et al., 2002; SANTISTEBAN; STEPHAN, 2001). A idéia básica do controle é que os campos do estator e do rotor encontram-se orientados de forma que o fluxo do rotor e o torque possam ser controlados independentemente, como em uma máquina CC com excitação independente. A situação em que os campos encontram-se orientados é quando estes mantêm uma defasagem espacial de  $90^\circ$ .

O termo controle vetorial deve-se ao fato de que é controlada a fase e a amplitude das variáveis de controle (tensão ou corrente) (BOSE, 2002; LIPO; NOVOTNY, 1996). E, para tornar fácil a compreensão dos conceitos de FOC será recapitulado o controle de torque em uma máquina CC com excitação independente.

### 5.2.1.1 FOC da Máquina CC com Excitação Independente

Seja uma máquina CC com excitação independente cujo modelo está ilustrado na Fig. 5.2. Ela é composta de um enrolamento de campo, de um enrolamento de armadura e de um comutador. O sobrescrito  $a$  é utilizado para denotar variáveis do enrolamento de armadura e  $f$  para denotar o enrolamento de campo. O enrolamento de armadura é girante, mas o comutador é responsável por manter a distribuição espacial do fluxo de armadura perpendicular ao fluxo de campo seja qual for a velocidade. O enrolamento de campo é estacionário com excitação independente ou a ímãs permanentes. Os campos ( $\psi$ ) estão ilustrados na Fig. 5.3, mostrando a orientação também das correntes que estão alinhadas aos respectivos campos.

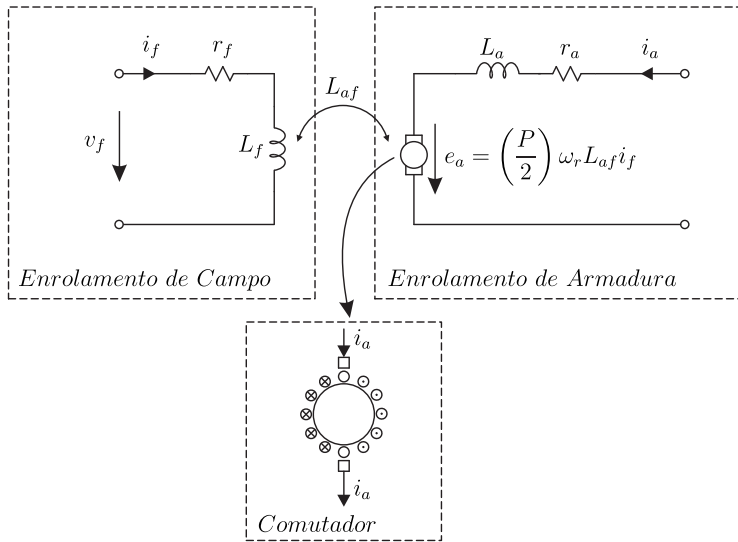


Figura 5.2: Modelo da máquina CC.

Essa perpendicularidade entre os campos faz com que variações de campo em um enrolamento não afetem o campo do outro enrolamento (exceto por efeitos de segunda ordem e não lineares). Então, observando o torque da máquina em (5.1), nota-se que a variação de uma das correntes irá gerar uma variação de torque instantânea e diretamente proporcional a ela. Esse resultado pode ser utilizado para desenvolver uma estratégia de controle simples e robusta como ilustrado na Fig. 5.4

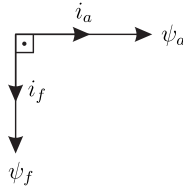


Figura 5.3: Orientação dos campos na máquina CC.

(LIPO; NOVOTNY, 1996).

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) L_{af} \cdot i_f \cdot i_a \quad (5.1)$$

Onde:

$L_{af}$ : é a indutância mútua entre os enrolamentos de campo e de armadura;

$i_f$ : é a corrente de campo;

$i_a$ : é a corrente de armadura.

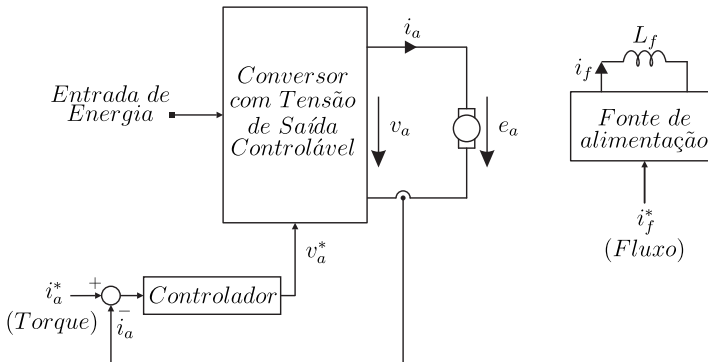


Figura 5.4: Exemplo de sistema de controle de torque para a máquina CC.



### 5.2.2 FOC no GSIP

No caso de máquinas CA, como a máquina de indução ou síncrona, a relação de torque em variáveis do estator e do rotor é fortemente não linear, devido aos acoplamentos magnéticos existentes e a dependência destes com a posição do rotor. A expressão do torque no GSIP é reescrita em (5.2) para demonstrar essas não linearidades, observa-se que seria muito difícil trabalhar diretamente com esta expressão.

$$\begin{aligned}
 T_e(\vec{i}_{abc,s}, \theta_r) = & \left(\frac{P}{2}\right) \left\{ \frac{(L_{m,d} - L_{m,q})}{3} \left[ \right. \right. \\
 & \sin(2\theta_r) \left( i_{a,s}^2 - \frac{1}{2}i_{b,s}^2 - \frac{1}{2}i_{c,s}^2 - i_{a,s}i_{b,s} - i_{a,s}i_{c,s} - i_{b,s}i_{c,s} \right) + \\
 & \left. \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\theta_r) (i_{b,s}^2 - i_{c,s}^2 - 2i_{a,s}i_{b,s} + 2i_{a,s}i_{c,s}) \right] + \\
 & \left. \lambda'_m \left[ \cos(\theta_r) \left( i_{a,s} - \frac{1}{2}i_{b,s} - \frac{1}{2}i_{c,s} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta_r) (i_{b,s} - i_{c,s}) \right] \right\} \quad (5.2)
 \end{aligned}$$

A expressão (5.2) pode ser comparada com a obtida pela modelagem no sistema de referência do rotor, reescrita em (5.3). Observa-se que a dependência da posição do rotor é eliminada e essa se torna muito similar a (5.1). Em (5.3) identificam-se duas parcelas de torque: o torque de reação e o torque de relutância. De fato, o interesse está nas semelhanças entre o torque de reação e o torque na máquina CC, pois em ambas identificam-se três termos: um relativo aos parâmetros da máquina, um devido à excitação e um relacionado às correntes nos enrolamentos de armadura (estator). No entanto, a parcela de torque de relutância adiciona uma variação não linear de torque para variações de corrente no estator. Para eliminar essa variação deve-se controlar a corrente de eixo direto para que esta seja nula. Dessa forma, obtém-se um controle por orientação de campo devido à orientação das correntes no estator.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \lambda_m^r \cdot i_{q,s}^r + \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (L_d - L_q) i_{d,s}^r i_{q,s}^r \quad (5.3)$$

Na Fig. 5.5 estão ilustrados o vetor de corrente e o enlace de fluxo (associado ao campo) dos ímãs (rotor). Nota-se que, o vetor de corrente

no plano  $dq$  está orientado com o eixo em quadratura quando  $i_{d,s}^r = 0$  e o enlace de fluxo dos ímãs está alinhado com o eixo direto, ou seja, perpendicular à parcela de corrente (campo) do estator que produz torque. Como mostrado, é possível obter para o GSIP um controle independente entre o torque e o campo do rotor. Observa-se que foram necessárias as seguintes condições:

- *Conhecimento da posição do rotor*: para realizar o desacoplamento das indutâncias da máquina com a posição do rotor por meio da transformada de Park;
- *Controle independente das amplitudes e fases das correntes do estator*: esta tarefa pode ser realizada por conversores estáticos tanto do tipo fonte de tensão quanto do tipo fonte de corrente;
- *Controle da corrente de eixo direto em zero*: condição necessária para que o desacoplamento seja alcançado.

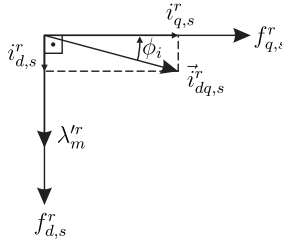


Figura 5.5: Orientação das correntes e fluxos no plano  $dq$ .

Na Fig. 5.6 está ilustrado o diagrama de blocos do FOC para o GSIP, em que o controle das correntes é feito no plano  $dq0$  por meio de controladores independentes. A análise de técnicas de controle de corrente e projeto dos controladores será feita no Capítulo 6.

Observa-se que a operação com FOC só é válida na região de torque constante da máquina e para a região de enfraquecimento de campo outras estratégias devem ser utilizadas (MONAJEMY, 2000). E, o que foi apresentado até o momento sobre o FOC é a maneira intuitiva de se obter o desacoplamento para o controle de torque. No entanto, pode-se mostrar que outras estratégias com  $i_{d,s}^r \neq 0$  podem ser implementadas para o GSIP, em que estas ainda preservam as características do controle por orientação de campo (BOSE, 2002; LIPO; NOVOTNY, 1996).

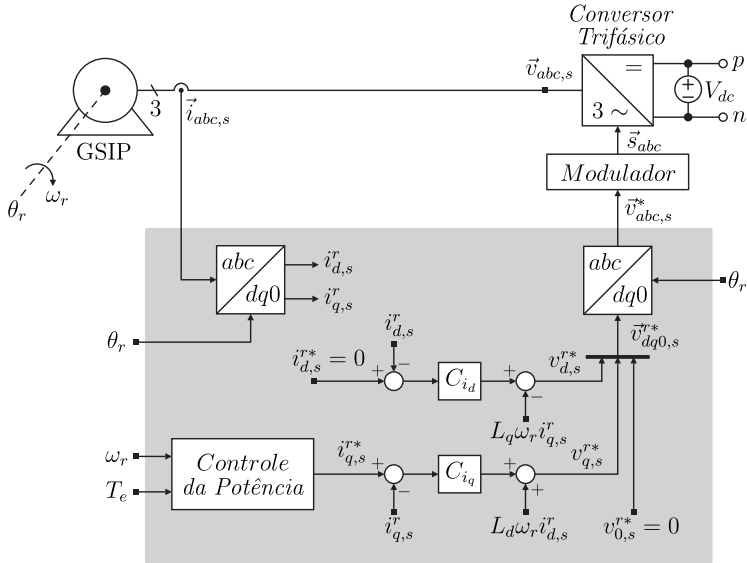


Figura 5.6: Diagrama de blocos do FOC para o GSIP.

### 5.3 Estratégias de Controle das Correntes

As estratégias de controle das correntes definem como serão geradas as referências para o controle de corrente do GSIP. O que por sua vez determina a forma como as correntes serão drenadas do GSIP. Estas podem ser divididas quanto à região de operação de torque constante (abaixo da velocidade base) e de enfraquecimento de campo (acima da velocidade base) (MONAJEMY, 2000; WEIZHENG et al., 2009; MORIMOTO; TAKEDA; HIRASA, 1990; VOLTONI, 1995). Segundo as referências bibliográficas, os principais métodos para a região abaixo da velocidade base são:

1. Corrente de eixo direto igual a zero (ZADC – *zero d-axis current*);
2. Máximo torque por ampère (MTPC – *maximum torque per unit current*);
3. Operação com fator de potência unitário (UPF – *unity power factor*);
4. Máxima eficiência (ME – *maximum efficiency*);

### 5. Operação com fluxo constante (CMFL – *constant mutual flux linkages*).

Na região acima da velocidade base as principais técnicas são:

1. Força eletromotriz constante (CBE – *constant back EMF*);
2. Operação com seis pulsos de tensão (SSV – *six-step voltage*).

Cada uma dessas estratégias será explicada a seguir, mostrando os procedimentos para se obter as correntes de eixo direto e em quadratura em função do torque e da velocidade. Em seguida, as estratégias pertinentes à aplicação no WECS serão analisadas para todos os pontos de operação de regime permanente, de modo a determinar quais são as melhores para a aplicação no WECS deste trabalho.

## 5.3.1 Controle Abaixo da Velocidade Base

### 5.3.1.1 Controle ZADC

Essa estratégia é a mais utilizada pela indústria (BOLDEA, 2008). Seu princípio de funcionamento já foi explicado anteriormente. Esta é a única estratégia que realmente faz com que o GSIP opere como uma máquina CC, devido à linearidade do torque com a corrente de eixo em quadratura.

A maior desvantagem dessa técnica aparece em máquinas do tipo *inset* e *buried*, pois correntes de eixo direto não nulas tem a vantagem de reduzir a amplitude do fluxo concatenado de eixo direto. Isso serve para gerar torque adicional para a máquina e reduzir a amplitude do enlace de fluxo no entreferro. Amplitudes de enlace de fluxo reduzidas fazem com que os requisitos de tensão sejam menores. Essa estratégia é a que resulta nas maiores amplitudes de enlace de fluxo e de força eletromotriz (MONAJEMY, 2000).

### 5.3.1.2 Controle MTPC

Esta técnica é uma das mais pesquisadas em acionamentos elétricos (MONAJEMY, 2000). Com ela é possível maximizar o torque para uma dada corrente ou, em outras palavras, minimizar a corrente para um dado torque. O que conseqüentemente minimiza as perdas no cobre. Observa-se que, para máquinas de pólos não-salientes esta estratégia é equivalente ao controle ZADC, pois não é possível gerar torque adicional nessas máquinas pela corrente de eixo direto ( $L_d = L_q$ ). Essa

estratégia é que resulta na máxima utilização do conversor para uma dada corrente, devido à maximização do torque (MONAJEMY, 2000).

A relação entre as correntes de eixo direto e em quadratura para esta técnica pode ser obtida substituindo o valor eficaz da corrente de fase obtido a partir de (3.72) em (3.79), cujo resultado é apresentado em (5.4).

$$(L_d - L_q)I_{d,s}^{r2} + \lambda_m^r I_{d,s}^r - (L_d - L_q)I_{q,s}^{r2} = 0 \quad (5.4)$$

Como para o GSIP utilizado neste trabalho esse método é equivalente ao controle ZADC não serão apresentados aspectos de implementação desse método, podendo maiores informações serem obtidas em (MONAJEMY, 2000; UNDERWOOD, 2006).

### 5.3.1.3 Controle UPF

A operação com UPF nos terminais do GSIP é única estratégia que permite retirar a máxima potência ativa, isto é, a potência nominal dos terminais da máquina e, portanto, fazer com que o conversor trifásico processe somente potência ativa. No entanto, há o custo de perdas adicionais pela circulação de corrente de eixo direto, isto é, aumento da circulação de potência reativa na máquina. A relação entre as correntes pode ser obtida igualando a potência reativa (3.77) no terminais do gerador a zero (5.5).

$$L_d I_{d,s}^{r2} + \lambda_m^r I_{d,s}^r + L_q I_{q,s}^{r2} = 0 \quad (5.5)$$

No entanto, para implementação prática deste método a utilização de (5.5) não é recomendada devido à dependência paramétrica. Em (WEIZHENG et al., 2009), mostra-se que é possível determinar a corrente de eixo direto a partir das funções de razão cíclica de eixo direto e em quadratura, em que a potência reativa é calculada a partir da definição em (3.75) que resulta em (5.7).

$$Q_t = \frac{3}{2}(V_{q,s}^r I_{d,s}^r - V_{d,s}^r I_{q,s}^r) \quad (5.6)$$

$$I_{d,s}^r = \frac{V_{d,s}^r I_{q,s}^r}{V_{q,s}^r} = \frac{D_d^r I_{q,s}^r}{D_q^r} \quad (5.7)$$

#### 5.3.1.4 Controle ME

As correntes nessa estratégia são obtidas pela minimização das perdas e requer a determinação prévia (*off-line*) das correntes. Portanto, para implementar essa estratégia é necessária a utilização de tabelas ou polinômios aproximados, o que é a maior desvantagem desse método. Observa-se que é necessário determinar a solução para todas as condições de torque e velocidade possíveis, o que aumenta ainda mais o custo computacional do método (MONAJEMY, 2000).

No problema de minimização, além das perdas no GSIP, podem ser incluídas as perdas mecânicas do sistema e as perdas dos conversores estáticos (MONAJEMY, 2000). Outro problema desse método são as variações paramétricas e, portanto, é necessário um bom detalhamento dessas variações também, o que em geral não é feito (MONAJEMY, 2000; CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006; BERNARDES, 2009).

Essa estratégia será utilizada neste trabalho apenas como um comparativo com as outras estratégias.

#### 5.3.1.5 Controle CMFL

Essa estratégia é utilizada para garantir a proteção dos ímãs contra a saturação magnética. Em geral, o enlace de fluxo no entreferro é mantido constante e determina-se a solução das equações do GSIP dados o torque e a velocidade angular (MONAJEMY, 2000).

Sua aplicação é interessante apenas quando a proteção dos ímãs é um ponto crítico do projeto, pois para manter o fluxo constante a corrente cresce rapidamente e as perdas são excessivas (MONAJEMY, 2000; WEIZHENG et al., 2009; MORIMOTO; TAKEDA; HIRASA, 1990).

Como os ímãs do gerador são de ótima qualidade (NdFeB), não há relatos do fabricante de problemas oriundos da utilização dos ímãs e as perdas ao utilizar esta técnica são altas, essa estratégia não será empregada neste trabalho.

#### 5.3.2 Controle Acima da Velocidade Base

Os métodos de controle de corrente acima da velocidade base serão apenas apresentados sem entrar em detalhes de implementação, uma vez que não é possível a operação do GSIP empregado neste trabalho acima da velocidade base. Aspectos de implementação podem ser verificados nas referências bibliográficas citadas ou em literatura específica.

### 5.3.2.1 Controle CBE

Esta técnica visa manter a tensão eletromotriz no entreferro constante e menor que o máximo valor possível das tensões terminais. Isso possibilita alguma margem para o controle instantâneo das correntes. A técnica é geralmente empregada em aplicações que requerem alta qualidade no controle de torque acima da velocidade base (MONAJEMY, 2000).

### 5.3.2.2 Controle SSV

Na operação com seis pulsos aplica-se a máxima tensão nos terminais. O que faz com que somente o torque médio possa ser controlado e há uma considerável ondulação (*ripple*) de torque, pois não há margem de tensão para o controle instantâneo das correntes (MONAJEMY, 2000).

## 5.4 Pontos de Operação do WECS

### 5.4.1 Metodologia Empregada

Para determinar os pontos de operação do WECS deve-se recapitular que há três regiões de operação da turbina eólica e, portanto, diferentes procedimentos podem ser aplicados. Na região I, em que o objetivo é maximizar a potência, a solução deve ser determinada por algum procedimento de otimização numérica. Nas regiões II e III a solução pode ser determinada analiticamente para a maioria das estratégias de controle das correntes apresentadas, em que apenas para o controle ME aplica-se um procedimento de otimização para determinar as correntes. Isso se deve à sua característica de maximização de eficiência, por meio da determinação das correntes ótimas dado um ponto de torque e de velocidade do GSIP.

#### 5.4.1.1 Operação na Região I

Nesta região o objetivo é maximizar a potência dada uma condição de operação que irá depender da velocidade de vento. Vários trabalhos (MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007; TAN; ISLAM, 2004) maximizam a potência extraída do vento (a potência no eixo do rotor) baseada na característica de potência  $C_p(\lambda, \beta)$ , mas este objetivo pode ser reformulado uma vez que a máxima potência elétrica extraída não é obtida quando a máxima potência no eixo é obtida. A maximização da potência elétrica é um problema de interesse prático, pois técnicas

de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *maximum power point tracking*) baseadas em perturbação e observação (P&O) da potência elétrica nos terminais do gerador ou do barramento CC estão, de fato, otimizando esta potência (KAZMI et al., 2011). Assim, será formulado um problema geral de otimização e serão discutidas quais mudanças devem ser realizadas para cada método de maximização.

O problema de otimização é formulado como uma minimização com restrições não lineares (NOCEDAL; WRIGHT, 1999) como mostrado em (5.8). Para uma dada velocidade de vento resolve-se o problema (5.8), em que  $F(\vec{x})$  é a função custo,  $\vec{x}$  é o vetor composto com as variáveis a serem otimizadas,  $c_i(\vec{x})$  são restrições que podem ser de igualdade  $i \in E$  ou de desigualdade  $i \in I$ .

$$\min F(\vec{x}), \text{ com } \vec{x} \in \mathfrak{R}^n \quad (5.8)$$

sujeito a :

$$c_i(\vec{x}) = 0, \text{ com } i \in E$$

$$c_i(\vec{x}) \leq 0, \text{ com } i \in I$$

A função custo é a potência que será maximizada. E, como a potência elétrica na convenção adotada é negativa, de fato está se realizando uma minimização. Se a potência mecânica extraída do vento ( $P_{we}$ ) é otimizada utiliza-se a expressão da potência elétrica no eixo ( $P_e$ ) do rotor, pois ambas devem ser iguais em módulo<sup>1</sup>. Caso a função custo seja a potência elétrica nos terminais do GSIP, devem ser incluídas as perdas nos enrolamentos e outras perdas adicionais do gerador, caso estas sejam expressivas. Para o caso em que a função custo é a potência no barramento CC, devem ser incluídas as perdas no estágio retificador. No entanto, se um retificador de alto rendimento é utilizado, a contribuição nas perdas do WECS será pouco significativa. O diagrama de fluxo do potência do WECS está ilustrado na Fig. 5.7, em que se observa o processo de conversão de energia desde o vento até o barramento CC. As potências e as perdas modeladas estão representadas por traços contínuos, em que neste estudo consideraram-se as perdas no processo de extração do vento (dado por  $C_p$ ), as perdas no cobre e as perdas no conversor. As perdas não modeladas estão representadas em linhas tracejadas, em que as perdas por atrito são desprezíveis no WECS em estudo, pois o sistema é a acionamento direto. As perdas no ferro do GSIP e outras perdas adicionais não foram modeladas.

<sup>1</sup>Considera-se que o processo de conversão eletromecânica de energia é sem perdas.



Ressalta-se que é possível contemplar neste fluxo de potência as perdas no estágio inversor.

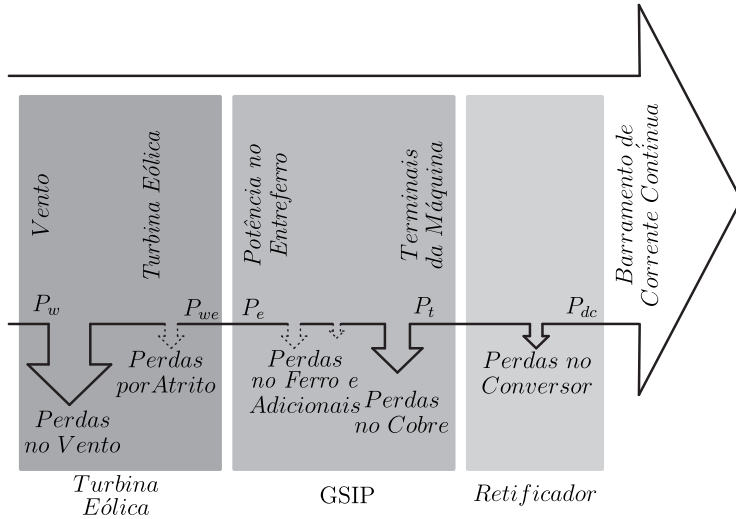


Figura 5.7: Diagrama de fluxo de potência do WECS.

As variáveis a serem otimizadas são a corrente de eixo em quadratura e a velocidade angular, em que a corrente de eixo direto pode ser incluída caso ela não seja uma variável dependente na estratégia de controle das correntes adotada. Para as estratégias implementadas, essa situação ocorre apenas no controle ME. Esta estratégia de controle é ainda composta de um problema de otimização intrínseco à estratégia, que é a minimização das perdas do gerador. Mais adiante será apresentada a formulação do problema de otimização para esse caso particular.

A única restrição de igualdade é o balanço de potência no eixo do rotor dado por (5.9). Isso significa que a potência extraída pelo vento está impondo o formato da potência elétrica gerada.

$$c_1(\vec{x}) = P_{we} + P_e \quad (5.9)$$

As restrições de desigualdade são compostas pelos limites de torque nominal e velocidade nominal da turbina eólica<sup>2</sup>, pois deseja-se operá-la dentro desses limites. Adicionalmente, pode-se considerar uma restri-

<sup>2</sup>Essas restrições são garantidas pela atuação do controle aerodinâmico.

ção de velocidade mínima ( $\omega_{m,min}$ ) para a operação da turbina. Esses limites são dados de acordo com (5.11). Observa-se que o limite de torque pode ser substituído ou por um limite de potência no eixo ou por um limite de potência nos terminais do gerador, de forma a explicitar a ação do controle aerodinâmico. Ambos os limites podem ser retraduzidos para o limite de torque. O limite de potência no eixo é diretamente equivalente ao torque, visto que a potência no eixo é o produto do torque pela velocidade. O limite de potência nos terminais é dependente da estratégia de controle de corrente e deve ser cuidadosamente analisado.

$$c_2(x) = |T_L| - T_N = T_e + T_N \quad (5.10)$$

$$c_3(x) = \omega_m - \omega_N \quad (5.11)$$

$$c_4(x) = \omega_{m,min} - \omega_m \quad (5.12)$$

Para o gerador, os limites são os valores nominais (ou máximos) de tensão e corrente dados por (5.13). Não é necessário aplicar limites de torque e velocidade no gerador, pois estes estão implícitos nos limites de tensão e corrente. Supõe-se que o conversor tenha sido projetado para atender as especificações do gerador e, portanto, não são empregados limites para o mesmo. Caso contrário, devem ser empregados os limites de tensão e/ou corrente do conversor para limitar a operação do gerador. Observa-se que, caso seja empregada a metodologia de dimensionamento proposta no Capítulo 3, os limites de tensão e corrente do gerador não devem ser alcançados ao otimizar o sistema para a estratégia de controle de corrente utilizada para dimensionar o WECS.

$$c_5(x) = |\dot{V}_{a,s}| - V_{L,max}/\sqrt{3} \quad (5.13)$$

$$c_6(x) = |\dot{I}_{a,s}| - I_{s,max} \quad (5.14)$$

$$(5.15)$$

Observa-se que o procedimento de otimização da potência só precisa ser realizado na região I, pois nas regiões II e III a potência extraída do vento pode ser determinada analiticamente. Essa solução é possível uma vez que ou o limite de velocidade angular é alcançado no final da região I ou o limite de potência é atingido caso a região II não exista. Para solução dos problemas de otimização foi utilizado o pacote *Optimtool* do MATLAB®.

O problema de otimização para o caso em que se aplica a estra-

tégia ME, recai sobre o caso de uma otimização multiobjetivo. Nessa otimização o objetivo de maximizar a potência é conflitante com a minimização das perdas. A formulação do problema é apresentada em (5.16) e está escrita em função das restrições apresentadas.

$$\begin{aligned} \min F(\vec{x}) \text{ e } \text{Perdas}(\vec{x}), \text{ com } \vec{x} = [I_{d,s}^r \quad I_{q,s}^r \quad \omega_r]^T & \quad (5.16) \\ \text{sujeito a :} & \\ c_1(\vec{x}) = 0 & \\ c_2(\vec{x}) \leq 0 & \\ c_3(\vec{x}) \leq 0 & \\ c_4(\vec{x}) \leq 0 & \\ c_5(\vec{x}) \leq 0 & \\ c_6(\vec{x}) \leq 0 & \end{aligned}$$

No entanto, o problema pode ser simplificado para o caso em que o objetivo é maximizar a potência no eixo, pois nesse caso a potência a ser otimizada pode ser escrita em função apenas da velocidade. A velocidade é determinada no ponto que o coeficiente de potência tem máximo rendimento, conforme apresentado no Capítulo 3. Esse procedimento é realizado até a velocidade nominal da turbina e, após, a solução é determinada apenas em função da condição de vento, conforme será discutido na próxima seção. Dado um ponto de operação de potência no eixo e velocidade angular, o problema de minimização das perdas é dado por (5.17). Observa-se que, para o gerador em questão ( $L_d = L_q$ ), se forem consideradas somente às perdas nos enrolamentos, a solução do problema de minimização de perdas é obtido com corrente de eixo direto nula, isto é, a estratégia ME é equivalente à ZADC.

$$\begin{aligned} \min \text{Perdas}(\vec{x}), \text{ com } \vec{x} = [I_{d,s}^r \quad I_{q,s}^r]^T & \quad (5.17) \\ \text{sujeito a :} & \\ c_1(\vec{x}) = 0 & \\ c_5(\vec{x}) \leq 0 & \\ c_6(\vec{x}) \leq 0 & \end{aligned}$$

### 5.4.1.2 Operação nas Regiões II e III

Nessas regiões, para uma dada condição de vento, é determinada a potência extraída do vento a partir de (3.11) aplicando o limite alcançado de velocidade angular. Caso a potência extraída ou torque seja maior que o valor nominal, aplica-se esse limite alcançado. Observa-se que pode ser necessária a determinação numérica das correntes quando as expressões analíticas resultam em equações transcendentais. Para a estratégia ME é ainda necessário determinar as correntes pela minimização das perdas.

### 5.4.2 Resultados Obtidos

A metodologia apresentada para análise do WECS foi aplicada no sistema dimensionado no Capítulo 3, cujos resultados obtidos são analisados nesta seção. Inicialmente, é realizada uma comparação das estratégias de controle das correntes abaixo da velocidade base para verificar qual é a mais conveniente para o acionamento do GSIP. Em seguida, são comparados os resultados da otimização da potência mecânica e da potência elétrica. Por fim, calculam-se os esforços e perdas nos semicondutores em função dos pontos de operação do WECS. Dessa forma, quantifica-se por meio das perdas qual estratégia de modulação vetorial é melhor para ser aplicada no WECS deste trabalho.

#### 5.4.2.1 Comparação das Estratégias de Controle de Corrente

Foram comparadas as estratégias ZADC, UPF e ME operando com maximização da potência mecânica e com controle aerodinâmico limitando o torque mecânico. Para o controle ME foram consideradas as perdas no retificador para estratégia de modulação SVM II, pois esta é a estratégia proposta e como será visto é a que gera as menores perdas.

Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 5.8, em que podem ser observadas as principais grandezas (potência mecânica no eixo, potência elétrica nos terminais, valor eficaz da corrente de fase, velocidade angular, ângulo de entrada do retificador e valor eficaz da tensão de linha) do WECS nas suas regiões de operação. Observa-se que o torque mecânico na estratégia UPF teve que ser limitado em um valor inferior ao valor nominal (em 190 N·m) para que fosse possível operar o sistema com essa estratégia. Isso se deve ao limite de corrente ter sido atingido antes do limite de torque. Essa é umas das modificações necessárias para aplicar essa estratégia no WECS deste trabalho.

Nota-se da Fig. 5.8 que os resultados das estratégias ZADC e ME são

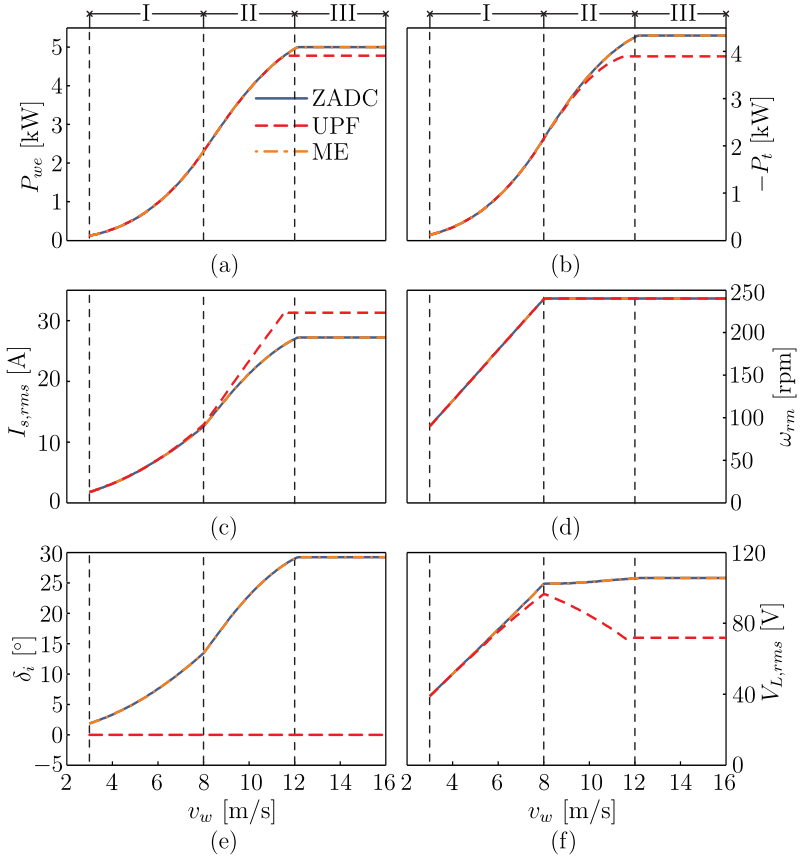


Figura 5.8: Principais grandezas do WECS com controle ZADC, UPF e ME.

praticamente os mesmos. Isso se deve ao fato que o controle ZADC minimiza as perdas no cobre no caso de máquinas do tipo Torus ( $L_d = L_q$ ). Como essas perdas são predominantes frente às perdas no retificador, a solução do controle ME é praticamente igual a do controle ZADC. O controle ZADC satisfaz o requisito do ângulo de entrada do retificador operando com um valor máximo de  $28^\circ$ . Com relação ao controle UPF, observa-se que o valor eficaz da corrente na Fig. 5.8 (c) é sempre maior do que nas outras estratégias, principalmente a partir da região II. Devido à esse aumento da corrente, o máximo valor eficaz é atingido, limitando a potência nos terminais em um valor 10% menor do que o das estratégias ZADC e ME. Portanto, conclui-se que a melhor opção

para o acionamento do GSIP no WECS deste trabalho é o controle ZADC. Na Fig. 5.9 estão ilustradas as demais variáveis de interesse do WECS com o controle ZADC, em que pode-se observar as potências no eixo e nos terminais, o torque elétrico, o coeficiente de potência e o índice de modulação.

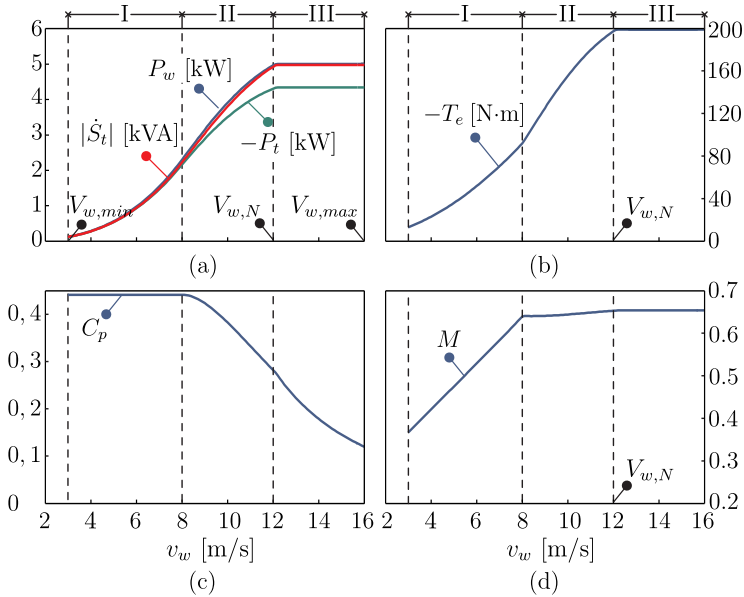


Figura 5.9: Pontos de operação utilizando o controle ZADC.

#### 5.4.2.2 Comparação dos Métodos de Maximização

Para comparar os métodos foi utilizado o controle ZADC, visto que este se mostrou mais vantajoso pela análise anterior. A potência elétrica nos terminais e a potência mecânica obtidas a partir da maximização da potência estão ilustradas na Fig. 5.10. Os resultados da maximização da potência mecânica no eixo são referidas pelo subscrito *mec* e da potência elétrica nos terminais pelo subscrito *ele*. Nessa figura observa-se que a região I tem início com velocidade de vento de 3 m/s e término com 8 m/s. Verifica-se que os resultados são praticamente iguais. De fato, a região I é pequena e a variação no coeficiente de potência é muito pouca para se perceber o acréscimo de potência nos terminais do GSIP oriundos da maximização da potência elétrica nos terminais.

Na Fig. 5.11 estão ilustrados os coeficientes de potência para os dois casos, em que se observa essa pequena variação. Portanto, neste WECS a aplicação de diferentes princípios nas técnicas de MPPT irá gerar resultados muito semelhantes.

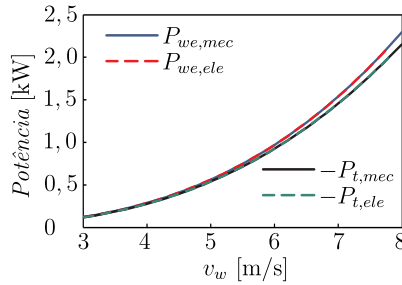


Figura 5.10: Potências para os métodos de otimização investigados.

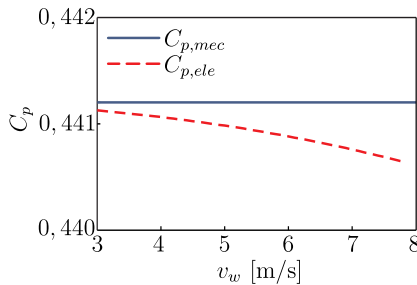


Figura 5.11: Coeficiente de potência para os métodos de otimização investigados.

Com intuito de ilustrar os resultados da otimização com outras perspectivas, foram traçadas mais duas curvas. A primeira é a curva da potência no eixo em função da velocidade mecânica, conforme ilustrado na Fig. 5.12. Nesta, também estão ilustradas as curvas da potência no eixo para diferentes condições de vento. Observa-se que a curva de máxima potência passa pelo máximo dessas curvas até o término da região I. Na Fig. 5.13 está ilustrada a curva da potência elétrica nos terminais do GSIP em função da frequência e do valor eficaz da corrente de fase. Estão também ilustradas as curvas obtidas com a aplicação do controle ZADC para diversas condições de vento e para o resultado obtido da análise dos pontos de operação do WECS.

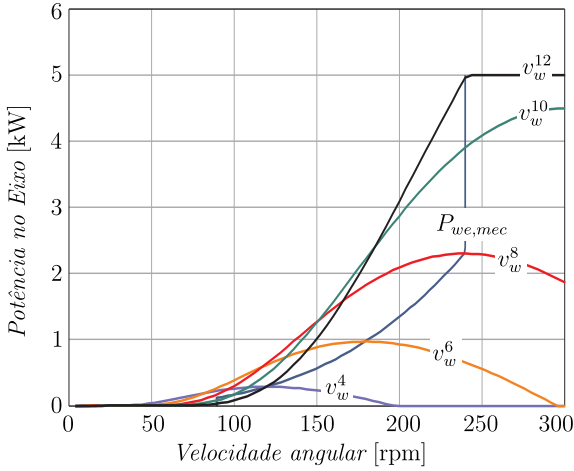


Figura 5.12: Potência mecânica no WECS em estudo.

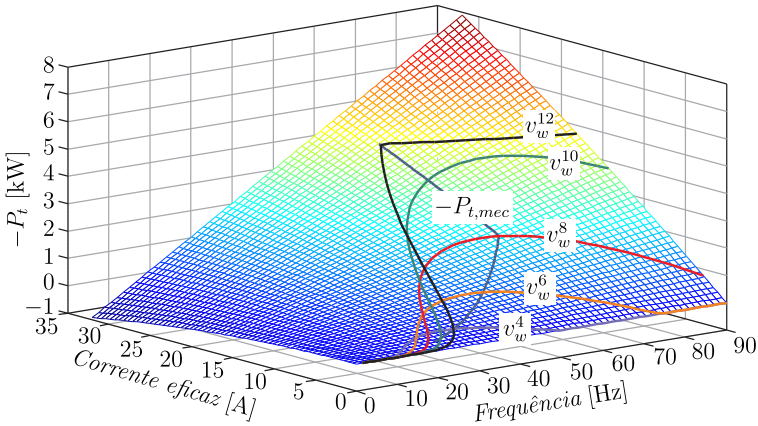


Figura 5.13: Potência elétrica nos terminais no WECS em estudo.

### 5.4.2.3 Esforços de Corrente e Perdas nos Semicondutores

Os esforços de corrente nos semicondutores e as perdas no  $VSR_{\Delta}$  são analisados aplicando o controle ZADC e otimizando a potência mecânica. Dessa forma, são comparadas as estratégias de modulação vetorial SVM I e SVM II. A formulação dos esforços de corrente, das perdas e os parâmetros dos semicondutores são apresentadas no Apêndice I.

Os esforços de corrente nos semicondutores são apresentados na



Fig. 5.14, em que se observa que os componentes que possuem maiores níveis de corrente são os diodos de retificação. Isso se deve ao fato de que a corrente entregue ao barramento CC deve ser processada por esses semicondutores e de que os interruptores são utilizados nas etapas de acumulação de energia, isto é, um processamento intermediador que não visa processar toda a energia do conversor. E, como esperado pela análise das estratégias de modulação, os valores eficazes da corrente são menores com a estratégia SVM II.

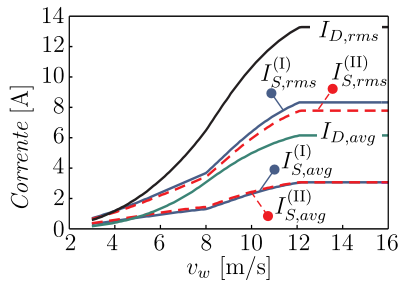


Figura 5.14: Esforços de corrente nos semicondutores no WECS em estudo.

As perdas em comutação são praticamente iguais durante a operação do WECS, conforme ilustrado na Fig. 5.15. Observa-se que para velocidades de vento menores, isto é, baixa carga, as perdas são maiores para a modulação SVM II.

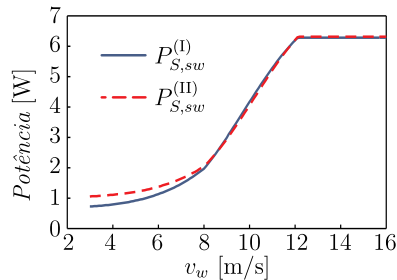


Figura 5.15: Perdas em comutação no WECS em estudo.

A partir da visualização das perdas em condução dos semicondutores na Fig. 5.16 e das perdas totais do retificador  $P_{r,loss}$  na Fig. 5.17, fica evidente a diminuição das perdas com a modulação SVM II.

O ganho percentual da modulação SVM II com relação à SVM I está ilustrado na Fig. 5.18. Observa-se que, a partir do ponto em que o

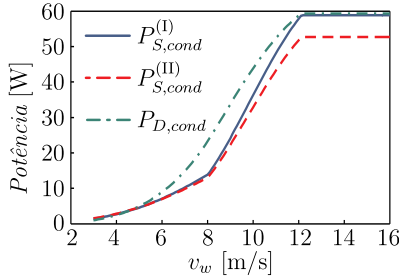
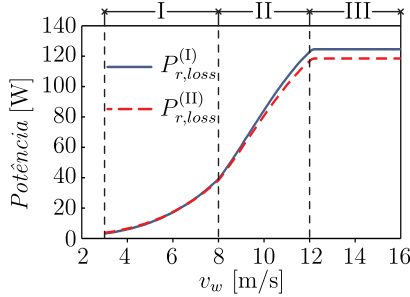


Figura 5.16: Perdas em condução no WECS em estudo.


 Figura 5.17: Perdas totais do  $VSR_{\Delta}$  no WECS em estudo.

ganho se torna negativo, isto é, quando as perdas da estratégia SVM II são menores que a da modulação SVM I, a estratégia SVM II se torna a mais vantajosa. No entanto, em termos de valores brutos, observa-se na Fig. 5.19 que as diferenças mais significativas ocorrem à medida que a potência processada pelo  $VSR_{\Delta}$  aumenta. Para a condição de potência terminal nominal (4,3 kW), há para a modulação SVM II com relação a modulação SVM I uma redução de 9,4% das perdas nos interruptores bidirecionais. Isto significa uma redução de 4,9% das perdas totais e, considerando que o rendimento é de 97,3%, isto representa um ganho de rendimento de 0,15%. Embora o ganho de rendimento seja pequeno, o percentual da redução das perdas totais está associado ao percentual de diminuição do volume dos dissipadores de calor. Portanto, é possível atingir uma redução de volume de cerca de 5% com a modulação SVM II.

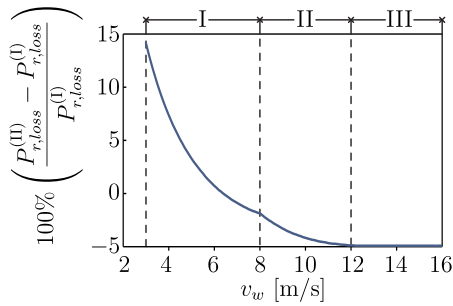


Figura 5.18: Divisão das perdas no WECS em estudo.

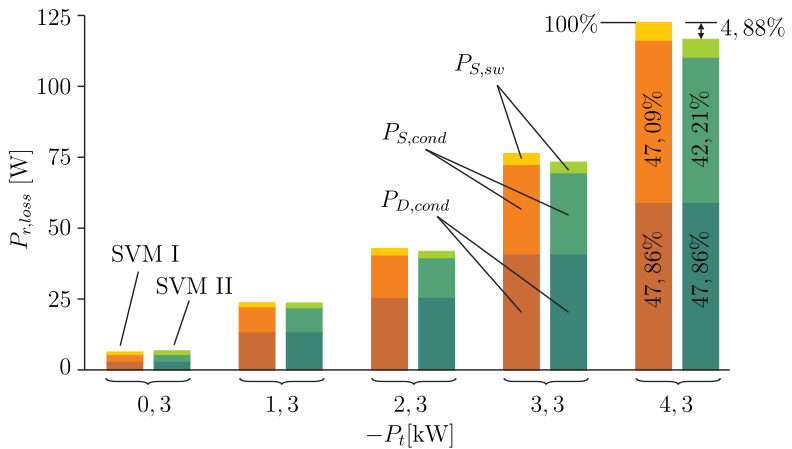


Figura 5.19: Divisão detalhada das perdas no WECS em estudo.

## 5.5 Conclusão

A partir do modelo  $dq0$  do GSIP foi possível fazer a analogia do controle de uma máquina CC e demonstraram-se os conceitos para se realizar o FOC. Além da técnica tradicional, foram apresentadas estratégias de controle das correntes do GSIP com funcionamento abaixo e acima da velocidade base para se atingir diferentes índices de desempenho do gerador. Dentre as quais se destacam, neste trabalho, a ZADC, UPF e ME.

Utilizando técnicas de otimização foi possível determinar os pontos de operação do WECS com a aplicação das técnicas de controle destacadas. A técnica de controle ZADC mostrou-se como uma excelente opção, visto que para o sistema em questão tem desempenho similar ao controle ME. Para o controle UPF ficou claro que embora seja possível utilizar toda a potência ativa nos terminais, não é possível elevar a potência ao valor máximo devido às restrições torque/corrente do sistema.

Foram comparados também os métodos de otimização da potência mecânica no eixo e elétrica nos terminais do GSIP. Devido à baixa variação de potência na região I e a utilização de uma técnica de controle das correntes que gera baixas perdas, não foi possível verificar diferenças significativas entre as técnicas. Mas, mostrou-se que a tendência do coeficiente de potência durante a otimização da potência elétrica é diminuir, enquanto durante a otimização da potência mecânica é constante.

Por fim, são apresentados os esforços de corrente e as perdas nos semicondutores. Como esperado da análise do Capítulo 4, a estratégia SVM II é a que apresenta as menores perdas em condução e totais para o WECS deste trabalho.

Observa-se que foi realizado um estudo comparativo adicional no Apêndice IV entre o  $VSR_{\Delta}$  e o VSR. Essa comparação foi feita em termos dos esforços de corrente e como resultado verificou-se uma redução significativa destes ao se empregar o  $VSR_{\Delta}$ . Estes resultados ressaltam a importância da topologia como estágio retificador em WECSs para melhoria da eficiência do sistema.

# Capítulo 6

## Sistemas de Controle do Retificador Ativo Trifásico no WECS

### 6.1 Introdução

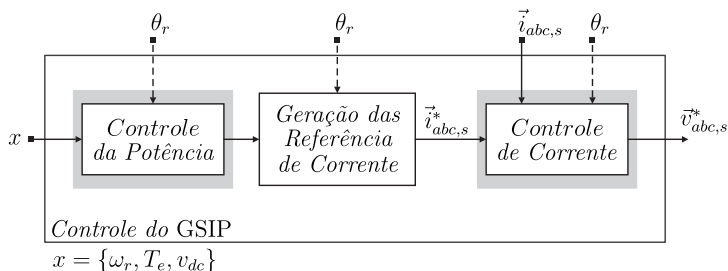


Figura 6.1: Elementos do controle do GSIP. Em destaque os elementos que serão estudados neste capítulo.

No capítulo anterior foram apresentadas e analisadas as estratégias de controle das correntes para o controle do GSIP. Estas estratégias realizam uma função intermediária entre o controle da potência gerada e processada pelo conversor e o controle efetivo de corrente, conforme ilustrado na Fig. 6.1 a etapa de geração das referências de corrente. Embora não esteja evidente nesta figura, as estratégias de controle das correntes influenciam diretamente nos comandos provenientes do controle da potência, pois como visto no capítulo anterior a estratégias de controle das correntes estão associadas diretamente a algum índice de desempenho ou função que se deseja alcançar no controle do GSIP. Portanto, as metodologias para o controle da potência irão depender diretamente dessas estratégias e sob certas condições, uma determinada metodologia pode ser empregada para mais de uma estratégia.

O controle de corrente é independente das estratégias anteriores, pois trata-se de um problema de seguimento de referência.

Inicialmente será apresentado o controle de corrente no plano  $dq0$ , bem como os aspectos envolvidos na implementação digital dos controladores. Em seguida são apresentadas técnicas de controle da potência para o controle de torque, de velocidade e de tensão do barramento CC. Para atender os requisitos de operação nominal do WECS é ainda necessário aplicar métodos para o rastreamento da máxima potência (MPPT) na região I. Então, serão brevemente apresentados alguns métodos de MPPT encontrados na literatura para atender a estes requisitos. Por fim, será apresentado o sistema de controle proposto para operação e simulação do WECS. Esse sistema será validado por simulações numéricas.

## 6.2 Controle de Corrente no Plano $dq0$

Dentre as técnicas de controle de corrente utilizadas em retificadores trifásicos de tensão (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998), a técnica de controle no plano  $dq0$  é mais utilizada em aplicações do GSIP em acionamentos elétricos (BOLDEA, 2008) e nas aplicações do GSIP em WECS (CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006; IOV; BLAABJERG, 2009; YUAN et al., 2009). O diagrama de blocos básico dessa estratégia de controle está ilustrado na Fig. 5.6. Nesta seção são abordados o projeto e implementação digital dos controladores.

Para o projeto dos controladores de corrente considera-se a implementação de um controle em cascata, em que a malha de controle de corrente é a malha interna e com dinâmica muito mais rápida que a malha externa. Isto é, as técnicas de controle da potência são suficientemente mais lentas que as malhas de controle de corrente para que se possa desacoplar a análise. Essa consideração facilita o projeto dos controladores, pois as malhas de controle de corrente e da potência podem ser consideradas independentes.

Seja então a parcela do modelo dinâmico do GSIP conectado ao VSR $_{\Delta}$  referente a dinâmica das correntes reescrita em (6.1).

$$\begin{cases} L_d \frac{di_{d,s}^r}{dt} = V_{dc}d_d^r - r_s i_{d,s}^r + L_q \omega_r i_{q,s}^r \\ L_q \frac{di_{q,s}^r}{dt} = V_{dc}d_q^r - r_s i_{q,s}^r - L_d \omega_r i_{d,s}^r - \lambda_m^r \omega_r \end{cases} \quad (6.1)$$

Esse modelo é não linear devido ao acoplamento causado pelas tensões de velocidade, mas pode ser matematicamente desacoplado reescrevendo os sinais de controle  $d_d^r$  e  $d_q^r$  como a soma de uma parcela de realimentação  $d_{x,fb}^r$  e outra de desacoplamento  $d_{x,de}^r$ , em que  $x = \{d, q\}$ . Assim, fazendo a parcela de desacoplamento de eixo direto igual a (6.2) e de eixo em quadratura igual a (6.3) obtém-se um sistema linear descrito por (6.4).

$$d_{d,de}^r = \frac{-L_q \omega_r i_{q,s}^r}{V_{dc}} \quad (6.2)$$

$$d_{q,de}^r = \frac{L_d \omega_r i_{d,s}^r}{V_{dc}} \quad (6.3)$$

$$\begin{cases} L_d \frac{di_{d,s}^r}{dt} = -r_s i_{d,s}^r + V_{dc} d_{d,fb}^r \\ L_q \frac{di_{q,s}^r}{dt} = -r_s i_{q,s}^r + V_{dc} d_{q,fb}^r - \lambda_m^r \omega_r \end{cases} \quad (6.4)$$

Pode-se representar o sistema linear (6.4) pelas funções de transferência dadas por (6.5), em que o termo  $-\lambda_m^r \omega_r$  passa a ser considerado como uma perturbação de tensão de eixo em quadratura  $e_q^r$ . Essa perturbação pode ser pré-compensada por uma ação direta (*feedforward*) na malha de eixo em quadratura com  $d_{q,ff}^r = \lambda_m^r \omega_r$ . Portanto, o diagrama de blocos do sistema em malha aberta pode ser ilustrado pela Fig. 6.2, em que o sinal  $d_{d,ff}^r$  é igual a zero,  $e_x^r$  representa as perturbações de tensão e  $v_{x,v}^r$  representa as tensões de velocidade. Observa-se que  $e_d^r$  é igual a zero em (6.4).

$$G_{i,x}(s) = \frac{i_{x,s}^r(s)}{d_{x,fb}^r(s)} = \frac{V_{dc}}{L_x s + r_s} \quad (6.5)$$

### 6.2.1 Estrutura de Controle Empregada

A estrutura de controle considerada possui dois graus de liberdade conforme apresentado em destaque na Fig. 6.3. Esta é composta de um controlador  $C_{i_x}$  e de um filtro de referência  $F_{i_x}$ . O filtro de referência

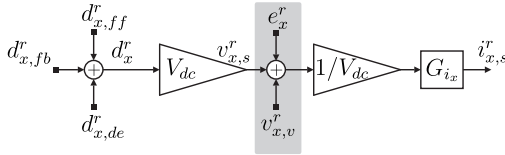


Figura 6.2: Diagrama de blocos do sistema em malha aberta para controle de corrente no plano  $dq0$ .

é utilizado para acelerar a resposta e/ou minimizar os efeitos causados pelo(s) zero(s) do controlador. No diagrama de blocos da Fig. 6.3 considerou-se somente à parcela de razão cíclica referente à realimentação e uma perturbação de tensão (em termos da razão cíclica  $d_{w,x}^r$ ). Esta parcela representa o não completo cancelamento nas ações de desacoplamento e/ou *feedforward*. Observa-se que esse sistema representa a linearização de (6.1) em torno do ponto de operação, em que as ações de desacoplamento e *feedforward* são constantes e suas variações são dadas por  $d_{w,x}^r$ . Por conveniência não será utilizada a notação para variáveis linearizadas por não haver necessidade de linearizar modelos lineares, mas observa-se que a análise é sentido do modelo de pequenos sinais. Isto é, não se pode concluir sobre a estabilidade do modelo de grandes sinais a partir desta análise.

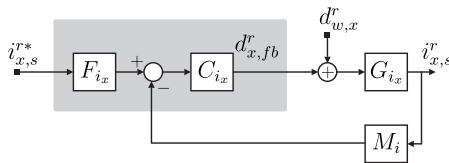


Figura 6.3: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada para controle de corrente no plano  $dq0$ .

A função de transferência  $M_i$  na Fig. 6.3 representa o circuito de medição de corrente e no caso das aplicações em controle digital é projetado para realizar um filtro anti-aliasing. Considera-se que este filtro é realizado por um filtro passa-baixas de primeira ordem dado por (4.16), em que  $k_{Mi}$  é o ganho do circuito de medição. Por simplicidade, será



considerado ganho unitário para todos os circuitos de medição<sup>1</sup>.

$$M_i(s) = k_{M_i} F_{aa}(s) \quad (6.6)$$

### 6.2.2 Projeto Simplificado do Controlador

Para o projeto simplificado dos controladores de corrente considera-se que a dinâmica do circuito de medição é muito mais rápida que a dinâmica das malhas de corrente, isto é, que  $M_i = 1$ .

Seja a função de transferência do controlador é igual a  $C_{i,x} = k_C N_C / D_C$  e a do filtro de referência a  $F_{i,x} = N_F / N_C$ . Dessa forma, a função de transferência da saída com relação à referência é dada por (6.7) e a função de transferência da saída com relação a perturbação por (6.8).

$$\frac{i_{x,s}^r}{i_{x,s}^{r*}} = \frac{k_C V_{dc} N_F}{k_C V_{dc} N_C + (L_x s + r_s) D_C} \quad (6.7)$$

$$\frac{i_{x,s}^r}{d_{w,x}^r} = \frac{V_{dc} D_C}{k_C V_{dc} N_C + (L_x s + r_s) D_C} \quad (6.8)$$

A partir dessas funções de transferência nota-se que para garantir seguimento de referência constante com erro nulo deve-se ter uma parcela integradora no controlador. Assim como para garantir rejeição de perturbações do tipo degrau. O controlador mais simples que atende a estes requisito<sup>2</sup> é o controlador proporcional integral (PI), cuja função de transferência é dada por (6.9). Assim, o filtro de referência pode ser obtido segundo (6.10), em que o parâmetro  $b$  é o parâmetro de ajuste do filtro utilizado para acelerar a resposta com  $0 \leq b \leq 1$ .

$$C(s) = k_C \frac{(1 + sT_i)}{sT_i} \quad (6.9)$$

<sup>1</sup>Caso seja necessário considerar o ganho de medição na implementação dos controladores, multiplica-se o ganho dos controladores e suas referências por  $1/k_{M_i}$ .

<sup>2</sup>Como para a malha de corrente é mais importante garantir seguimento de referência e devido às características do controlador PI, será considerado a partir de agora somente o problema de seguimento de referência.

$$F(s) = \frac{1 + sbT_i}{1 + sT_i} \quad (6.10)$$

Aplicando (6.9) e (6.10) em (6.7) obtém-se (6.11). Relacionando essa função de transferência com a resposta de um sistema de segunda ordem padrão dada por (6.12), pode-se obter os parâmetros do controlador em função do fator de amortecimento  $\xi$  e da frequência natural  $\omega_n$ . Estes parâmetros são critérios de projeto. Assim, o ganho do controlador  $k_C$  é dado por (6.13), a constante de tempo  $T_i$  por (6.14) e o parâmetro  $b$  é igual a zero.

$$\frac{i_{x,s}(s)}{i_{x,s}^*(s)} = \frac{[V_{dc}k_C/(L_xT_i)](1 + sbT_i)}{s^2 + s(r_s + k_CV_{dc})/L_x + k_CV_{dc}/(L_xT_i)} \quad (6.11)$$

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.12)$$

$$k_C = \frac{2\xi\omega_n L_x - r_s}{V_{dc}} \quad (6.13)$$

$$T_i = \frac{2\xi\omega_n L_x - r_s}{L_x\omega_n^2} \quad (6.14)$$

Como em aplicações de eletrônica de potência os parâmetros de projeto são, tipicamente, a margem de fase  $PM$  e a largura de banda  $BW$  do sistema em malha fechada é, portanto, interessante relacionar tais parâmetros com o fator de amortecimento e a frequência natural. Estes podem ser relacionados a partir de (6.15) e de (6.16), em que essas relações foram obtidas considerando um sistema de segunda ordem padrão, cuja função de transferência em malha aberta é dada por (6.17) e a de malha fechada por (6.12). Para determinar a relação com a margem de fase utiliza-se o ponto em que o módulo da função de transferência de malha aberta é unitário, isto é, a frequência de cruzamento. Para determinar a relação com a largura de banda utiliza-se o ponto em que o módulo da função de transferência de malha fechada é  $1/\sqrt{2}$ , isto é, um ganho de aproximadamente -3 dB (FRANKLIN; POWELL; EMANI-

NAEINI, 1994).

$$\xi(PM) = \frac{\tan(PM)}{[16 + 16 \tan^2(PM)]^{1/4}} \quad (6.15)$$

$$\omega_n(\xi, BW) = \frac{2\pi BW}{\sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 - 4\xi^2 + 2}}} \quad (6.16)$$

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\xi\omega_n)} \quad (6.17)$$

Aplicando os parâmetros do GSIP e considerando uma margem de fase  $65^\circ$  e uma largura de banda de 200 Hz, obtêm-se  $\xi_x \approx 0,7$  e  $\omega_n = 1239$  rad/s para as duas malhas de corrente, pois as indutâncias de eixo direto e em quadratura são iguais. Assim, a partir de (6.13) e (6.14) obtêm-se os parâmetros do controlador<sup>3</sup> apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros do controlador  $PI_1$

$k_C$	$T_i$	$b$
$20 \cdot 10^{-3} \text{ 1/A}$	1,06 ms	0

Observa-se que a largura de banda do sistema em malha fechada é tal que a dinâmica é oito vezes mais rápida que a do sistema em malha aberta. Esse valor foi utilizado para não acelerar demasiadamente a dinâmica do sistema, obter boa regulação de corrente e satisfazer requisitos de taxa de amostragem, uma vez que será implementado um sistema de controle digital. A discussão sobre resultados de simulação será realizada na próxima subseção, em que serão discutidos aspectos da implementação digital.

### 6.2.3 Aspectos da Implementação Digital

Conforme discutido no Capítulo 4, o modulador digital que será utilizado insere um atraso de meio período de amostragem e o pior caso é quando o ganho do modulador é unitário. Considerou-se que o atraso

<sup>3</sup>Esse projeto será referido no texto como  $PI_1$ .

computacional inserido pela atualização não instantânea dos registradores do processador digital é igual a um período de amostragem. Representando esses atrasos nas malhas de correntes obtém-se o diagrama de blocos ilustrado na Fig. 6.4. O projeto do controlador levando em consideração os efeitos da implementação digital pode ser feito de duas maneiras: o projeto por emulação e o projeto no tempo discreto.

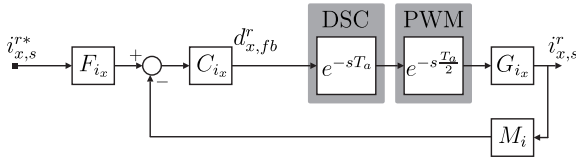


Figura 6.4: Diagrama de blocos considerando atrasos digitais para controle de corrente no plano  $dq0$ .

### 6.2.3.1 Projeto por Emulação

O projeto por emulação consiste em projetar controladores analógicos e então discretizar as funções de transferências dos filtros e controladores obtidos.

Segundo (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998), o processo de discretização pode resultar em distorção em algumas frequências acarretando em perda de informação do sinal contínuo, este fenômeno é conhecido como *warping effect*. Esse fenômeno pode ser pré-compensado ou evitado a partir de relações entre a largura de banda do sistema em malha fechada, a taxa de amostragem e os métodos de discretização.

Ainda segundo (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998), para garantir que o comportamento do controlador digital seja praticamente idêntico ao do controlador analógico, deve-se utilizar uma frequência de amostragem<sup>4</sup> de 20 a 35 vezes maior que a largura de banda do sistema em malha fechada. E, caso a relação seja menor que 20 vezes pode ser necessário realizar o procedimento de pré-compensação conhecido como pré-*warping*.

Em (BUSO; MATTAVELLI, 2006) são apresentadas as condições que devem ser satisfeitas para não ter uma distorção maior do que 3% do sinal contínuo utilizando os métodos de discretização *backward-Euler*, *forward-Euler* e Tustin. Conclui-se que o método de discretização que

<sup>4</sup>Estas relações são determinadas a partir de uma quantidade mínima e máxima de número de amostras que devem ser obtidas no tempo de subida da resposta ao degrau do sistema.

possibilita ter a maior largura de banda dada uma frequência de amostragem é o método de Tustin. Por esse motivo será o método utilizado em todas as discretizações neste trabalho.

### 6.2.3.2 Projeto no Tempo Discreto

O projeto no tempo discreto é feito substituindo o PWM por um ZOH e discretizando as funções de transferência do sistema a partir da transformada  $z$ . O sistema de controle discreto está representado no diagrama de blocos da Fig. 6.5. Assim, a função de transferência de malha aberta da malha da corrente pela razão cíclica pode ser obtida por 6.18. Observa-se que o circuito de medição no caso discreto faz parte da função de transferência,  $\mathcal{Z}$  representa a transformada  $z$  e a frequência  $\omega_x$  é dada por (6.19).

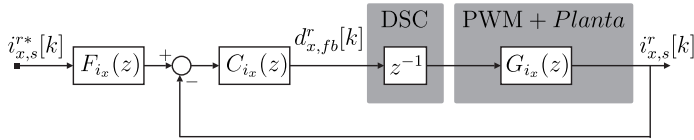


Figura 6.5: Diagrama de blocos no tempo discreto para controle de corrente no plano  $dq0$ .

$$\begin{aligned}
 G_{i,x}(z) &= \mathcal{Z} \{ \text{ZOH}(s) G_{i_x}(s) M_i(s) \} = & (6.18) \\
 &= \left( \frac{V_{dc}}{r_s} \right) \frac{\omega_x (1 - e^{-\omega_c T_a})(z - e^{-\omega_x T_a}) - \omega_c (1 - e^{-\omega_x T_a})(z - e^{-\omega_c T_a})}{(\omega_x - \omega_c)(z - e^{-\omega_x T_a})(z - e^{-\omega_c T_a})}
 \end{aligned}$$

$$\omega_x = \frac{r_s}{L_x} \quad (6.19)$$

A função de transferência do controlador PI no tempo discreto é dada por (6.20) e a do filtro de referência por (6.21). No caso discreto, o zero do filtro de referência foi posicionado em zero, pois é a posição mais rápida e é capaz de compensar parte do atraso computacional de uma amostra.

$$C(z) = k_C \frac{[1 + (z - 1)T_{iz}]}{(z - 1)T_{iz}} \quad (6.20)$$

$$F(z) = \frac{z}{1 + (z - 1)T_{iz}} \quad (6.21)$$

### 6.2.4 Resultados dos Projetos

Aplicando as especificações anteriores e utilizando o método do lugar das raízes para projetar os controladores PI das malhas de correntes do GSIP tanto no projeto por emulação<sup>5</sup> quanto no projeto no tempo discreto<sup>6</sup>, obtêm-se os parâmetros dos controladores apresentados na Tabela 6.2. O parâmetro  $T_{i,x}$  do controlador PI<sub>3</sub> foi obtido a partir de (6.22), em que  $T_{iz}$  é uma “constante de tempo discreta”.

Tabela 6.2: Parâmetros do controlador PI<sub>2</sub> e PI<sub>3</sub>

Parâmetros	PI <sub>2</sub>	PI <sub>3</sub>
$k_C$	$16,5 \cdot 10^{-3} \text{ 1/A}$	$17,3 \cdot 10^{-3} \text{ 1/A}$
$T_i$	1,31 ms	1,38 ms
$b$	0	-

$$T_i = T_{iz} \cdot T_a \quad (6.22)$$

Os diagramas de resposta em frequência dos três controladores projetados são apresentados na Fig. 6.6, em que os controladores contínuos foram discretizados pelo método de Tustin. Observa-se que os controladores PI<sub>2</sub> e PI<sub>3</sub> são praticamente idênticos, o que já era esperado devido à alta relação (40 vezes) entre frequência de amostragem e largura de banda do sistema em malha fechada. O lugar das raízes do sistema discreto com o controlador projetado pelo método PI<sub>3</sub> está ilustrado na Fig. 6.7. E, a Fig. 6.8 ilustra a posição dos pólos e zeros da função da transferência de malha fechada  $i_{x,s}^*/i_{x,s}$  no plano  $z$ .

As respostas aos degraus do sistema discreto da Fig. 6.5 utilizando todos os controladores projetados são apresentadas na Fig. 6.9. É também ilustrada a resposta do sistema de segunda ordem padrão ( $i_{x,s}$ ) com os parâmetros de projeto. Observa-se que todas as respostas têm desempenho dinâmico satisfatório e de acordo com o especificado.

<sup>5</sup>Esse projeto será referido no texto como PI<sub>2</sub>.

<sup>6</sup>Esse projeto será referido no texto como PI<sub>3</sub>.

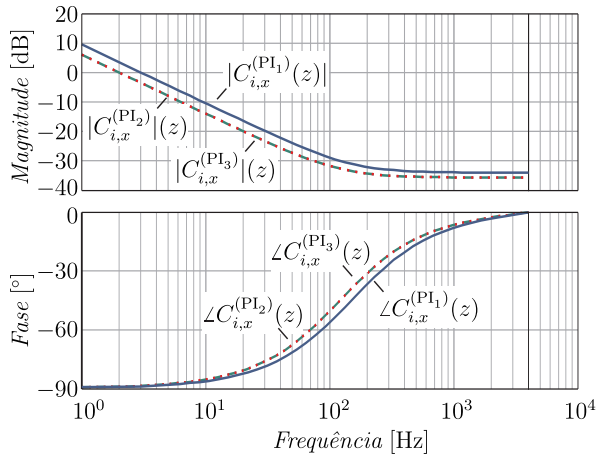


Figura 6.6: Diagramas de respostas em frequência dos controladores projetados para o controle de corrente no plano  $dq0$ .

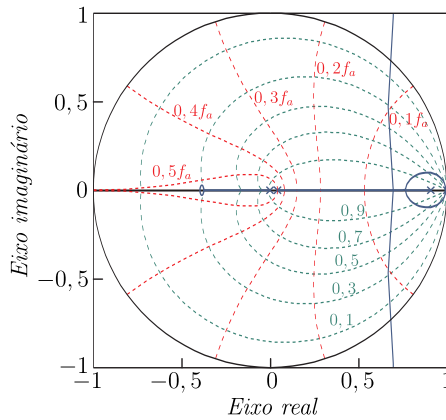


Figura 6.7: Lugar das raízes para a malha de controle de corrente no plano  $dq0$ .

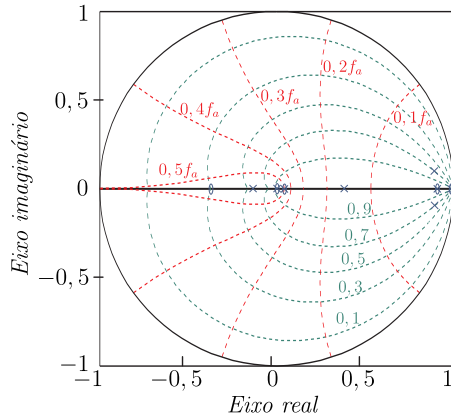


Figura 6.8: Diagrama de pólos e zeros para a malha de controle de corrente no plano  $dq0$ .

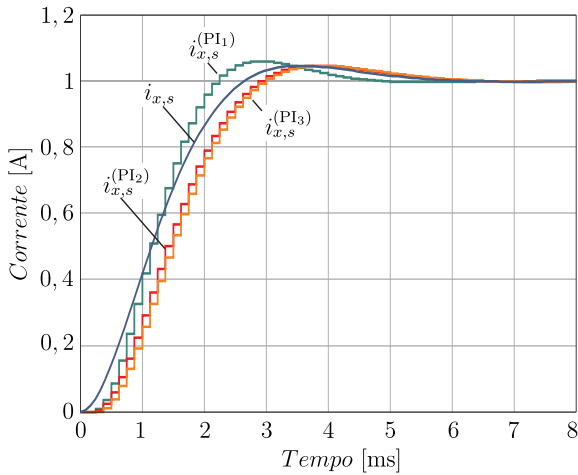


Figura 6.9: Respostas aos degraus de referências na malha de controle de corrente no plano  $dq0$ .



Os índices de desempenho obtidos de cada resposta são apresentados na Tabela 6.3. Observa-se que, os índices relacionados com o desempenho dinâmico em malha fechada são atendidos nos projetos  $PI_2$  e  $PI_3$ . A margem de fase por estar associada à estabilidade do sistema em malha aberta, não é alterada pela utilização do filtro de referência. Por isso, percebe-se uma alteração do valor especificado para todos os casos, mas é satisfatória para operação do sistema. Observa-se que é possível projetar o sistema com outra metodologia caso o requisito de margem de fase seja um fator crítico no projeto, mas considera-se que os requisitos mais importantes são largura de banda e a garantia da estabilidade.

Tabela 6.3: Índices de desempenho obtidos nos projetos dos controladores PI

Índice	Especificação	$PI_1$	$PI_2$	$PI_3$
$PM$	$65^\circ$	$55,3^\circ$	$58,2^\circ$	$58,3^\circ$
$BW$	200 Hz	265 Hz	196 Hz	197 Hz
$\xi$	0,700	0,663	0,698	0,700
$\omega_n$	1239 rad/s	1620 rad/s	1240 rad/s	1240 rad/s

## 6.3 Técnicas de Controle da Potência

### 6.3.1 Controle de Torque

Considera-se que o controle de torque no eixo do gerador é feito apenas a partir da estimação do torque elétrico, uma vez que sensores capazes de medir o torque mecânico com precisão são caros. Como o torque elétrico pode ser calculado a partir de (3.59), pode-se desenvolver um modelo que leve em consideração os efeitos da parcela do torque de relutância no controle de torque<sup>7</sup>. No entanto, como neste trabalho será aplicada apenas a técnica ZADC, é possível se favorecer da relação direta entre o torque e a corrente de eixo em quadratura. Assim, uma vez definida uma referência de torque  $T_e^*$ , pode-se calcular a referência

<sup>7</sup>Caso a referência de torque seja gerada por uma malha externa que garanta erro nulo e os efeitos do torque de relutância não forem suficientemente grandes, pode-se considerar a metodologia apresentada, em que o torque de relutância deve ser considerado como uma perturbação a ser rejeitada por essa malha externa.

da corrente de eixo em quadratura por (6.23).

$$i_{q,s}^{r*} = \frac{T_e^*}{\left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \lambda_m^r} = k_{T_e} T_e^* \quad (6.23)$$

Caso se utilize uma malha externa (por exemplo de controle em cascata) para geração da referência de torque, pode-se utilizar a função de transferência de malha fechada da corrente para analisar o comportamento dinâmico dessa malha externa. Como, em geral, utilizam-se condições de projeto para que essas malhas tenham dinâmicas desacopladas<sup>8</sup> pode-se considerar a relação de transferência  $i_{q,s}^{r*}/i_{q,s}^r$  unitária.

### 6.3.2 Controle de Velocidade

O comportamento dinâmico da velocidade do GSIP no sistema eólico é descrito por (3.21). Do ponto de vista de um sistema de controle, pode-se representar a malha de velocidade pelo diagrama de blocos da Fig. 6.10. Neste sistema, o torque elétrico é utilizado como uma variável de controle e o torque de carga é visto como uma perturbação a ser rejeitada.

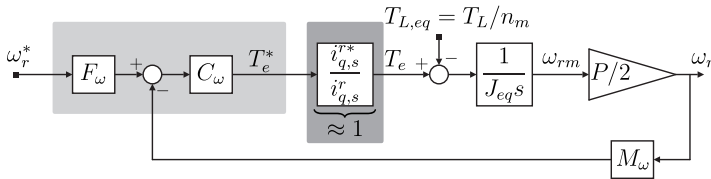


Figura 6.10: Diagrama de blocos para controle de velocidade.

A estrutura de controle considerada têm dois graus de liberdade, sendo esta composta de um filtro de referência  $F_\omega = N_F/N_C$  e de um controlador  $C_\omega = k_C N_C/D_C$ . Dessa forma, considerando as dinâmicas da malha de corrente e do sensor  $M_\omega$  (ou estimador de velocidade) são muito mais rápidas que a dinâmica da malha de velocidade, as funções de transferência da saída para a entrada  $\omega_r/\omega_r^*$  e da saída para a perturbação  $\omega_r/T_{L,eq}$  são, respectivamente, dadas por (6.24) e por

<sup>8</sup>O projeto da malha externa deve ter uma largura de banda de pelo menos uma década abaixo da largura de banda da malha de corrente.

(6.25).

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} = \frac{k_C N_F(P/2)}{J_{eq} s D_C + k_C N_C(P/2)} \quad (6.24)$$

$$\frac{\omega_r(s)}{T_{L,eq}(s)} = \frac{-D_C(P/2)}{J_{eq} s D_C + k_C N_C(P/2)} \quad (6.25)$$

De (6.25) observa-se que para garantir rejeição de perturbações do tipo degrau o controlador deve possuir uma parcela integradora. Dessa forma, escolhe-se um controlador PI do tipo (6.9) e um filtro de referência do tipo (6.10). Assim, garante-se também seguimento de referência. As funções de transferência resultantes são dadas por (6.26) e por (6.27).

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} = \frac{[k_C/(J_{eq}T_i)](P/2)(1 + sbT_i)}{s^2 + (k_C/J_{eq})(P/2)s + [k_C/(J_{eq}T_i)](P/2)} \quad (6.26)$$

$$\frac{\omega_r(s)}{T_{L,eq}(s)} = \frac{-(P/2)T_i s}{s^2 + (k_C/J_{eq})(P/2)s + [k_C/(J_{eq}T_i)](P/2)} \quad (6.27)$$

No caso da malha de velocidade para sintonia dos parâmetros do controlador considera-se um sistema de primeira ordem padrão (6.28). Como parte dos requisitos da resposta de velocidade assume-se que não há sobressinal, isto é, que o fator de amortecimento é unitário (margem de fase de  $76^\circ$ ). E, como pode-se utilizar o zero do filtro para acelerar a resposta do sistema, é possível cancelar o efeito do pólo projetado. Comparando (6.27) com (6.28), obtêm-se os parâmetros do controlador em função dos parâmetros de projeto. Dessa forma, o ganho do controlador é dado por (6.29), a constante de tempo por (6.30) e  $b$  é igual a  $1/2$ .

$$H(s) = \frac{\omega_n}{s + \omega_n} \quad (6.28)$$

$$k_C = \frac{2\omega_n J_{eq}}{(P/2)} \quad (6.29)$$

$$T_i = \frac{2}{\omega_n} \quad (6.30)$$

Para selecionar a largura de banda do sistema em malha fechada, utilizou-se como critério não acelerar a dinâmica da malha de velocidade e utilizar o controlador para garantir seguimento de referência e rejeição de perturbações, ambas do tipo degrau. Isto significa que será evitado que durante a operação do WECS ocorram variações bruscas de velocidade, de forma a prevenir que sejam causadas vibrações indesejadas no eixo da turbina eólica. A largura de banda do sistema em malha aberta foi determinada para o ponto em que o ganho é igual a  $1/\sqrt{2}$ , resultando no valor de 85 mHz. Para o caso em que deseja-se um comportamento de primeira ordem, a largura de banda do sistema em malha fechada é igual à frequência natural. Assim, os parâmetros do controlador projetado são apresentados na Tabela 6.4.

Tabela 6.4: Parâmetros do controlador de velocidade

$k_C$	$T_i$	$b$
2,9 N·m/(rad/s)	3,7 s	0,5

Os diagramas de respostas em frequência das funções de transferência  $\omega_r^*/\omega_r$  e  $\omega_r^*/T_{L,eq}$  estão ilustradas na Fig.6.11. Essas foram discretizadas pelo método de Tustin utilizando uma frequência de amostragem de 20 Hz. Com esse projeto obteve-se uma margem de fase de  $74,8^\circ$  e uma largura de banda de 870 mHz.

A resposta ao degrau de referência  $\omega_r(kT_a)$  está ilustrada na Fig. 6.12(a), em que é também ilustrada a resposta especificada no projeto do controlador  $\omega_r$ . Na Fig. 6.12(b) é apresentada a resposta ao degrau de perturbação  $\omega_r(kT_a)$ , mostrando que a rejeição de perturbação é obtida.

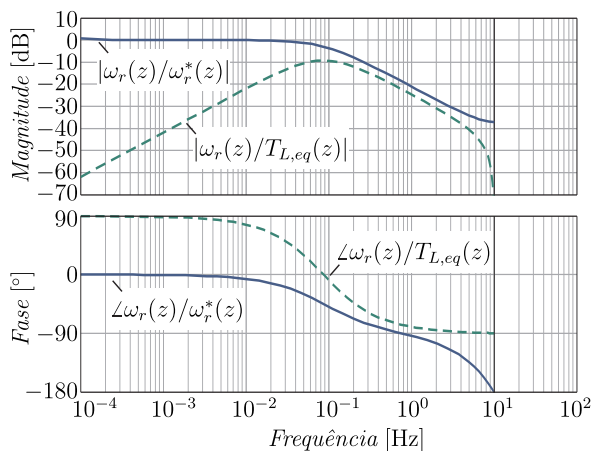


Figura 6.11: Diagramas de respostas em frequência de  $\omega_r(z)/\omega_r^*(z)$  e  $\omega_r(z)/T_{L,eq}(z)$ .

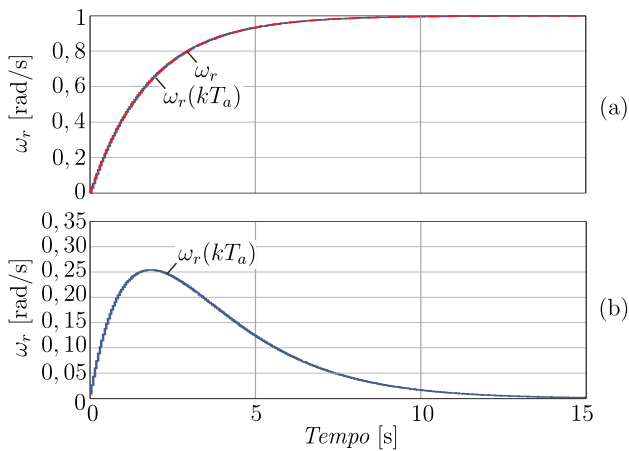


Figura 6.12: Respostas aos degraus na malha de controle de velocidade: (a) de referência e (b) de perturbação.

### 6.3.3 Controle de Tensão no Barramento CC

Embora neste trabalho não seja considerado o controle de tensão no barramento CC pelo retificador do GSIP, será apresentada a metodologia de projeto para que essa função possa ser contemplada em uma futura implementação ou função do sistema de controle do gerador eólico. Além disso, esse projeto pode ser utilizado para retificadores trifásicos desempenhando outras funções, como por exemplo em aplicações de correção do fator de potência e de inversores conectados à rede.

Assim como para a velocidade, a tensão no barramento CC está relacionada com as correntes de eixo direto e em quadratura, cuja dinâmica da malha de tensão é dada por (6.31). Para determinar a função de transferência da malha de tensão deve-se linearizar<sup>9</sup> (6.31), conforme apresentado em (6.32), em que considerou-se que a corrente de eixo direto é nula. A equação linearizada está escrita em termos da variação de corrente de eixo em quadratura  $\tilde{i}_{q,s}^r$  e da perturbação de corrente de carga<sup>10</sup>  $\tilde{i}_{Lq}$  dada por (6.33). Dessa forma, fica evidente a semelhança entre a malha de tensão e a malha de velocidade, conforme evidenciado no diagrama de blocos do controle de tensão da Fig.6.13.

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{3}{2} (d_d^r i_{d,s}^r + d_q^r i_{q,s}^r) - i_{Lo} \quad (6.31)$$

$$C \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} = -\frac{3}{2} D_q^r \tilde{i}_{q,s}^r - \tilde{i}_{Lq} \quad (6.32)$$

$$\tilde{i}_{Lq} = \tilde{i}_{Lo} + \frac{3}{2} I_{q,s}^r \tilde{d}_q^r \quad (6.33)$$

Desconsiderando a dinâmica do sensor de tensão  $M_v$  e a dinâmica da malha de corrente, nota-se que da mesma forma que na malha de velocidade um controlador do tipo PI é suficiente para garantir seguimento de referência e rejeição de perturbações do tipo degrau. Dessa forma, foram obtidas as funções de transferência da saída para a entrada dada

<sup>9</sup>O til indica valores em torno do ponto de equilíbrio e letras maiúsculas ou barras em cima das variáveis indicam valores constantes no ponto de equilíbrio.

<sup>10</sup>Considera-se que as variações da corrente de carga são perturbações a serem rejeitadas, mas outras abordagens para o projeto da malha de tensão podem ser adotadas (LISERRE, 2001; BORGONOVO, 2001).

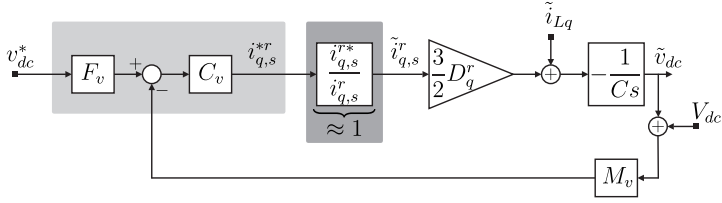


Figura 6.13: Diagrama de blocos para controle de tensão no barramento CC.

por (6.34) e da saída para a perturbação dada por (6.35).

$$\frac{\tilde{v}_{dc}}{v_{dc}^*} = \frac{-(3/2)[(k_C D_q^r)/(T_i C)](1 + sbT_i)}{s^2 - (3/2)[(k_C D_q^r)/C]s - (3/2)[(k_C D_q^r)/(T_i C)]} \quad (6.34)$$

$$\frac{\tilde{v}_{dc}}{\tilde{i}_{Lq}} = \frac{-s/C}{s^2 - (3/2)[(k_C D_q^r)/C]s - (3/2)[(k_C D_q^r)/(T_i C)]} \quad (6.35)$$

Para a sintonia do controlador foi considerado um comportamento dominante de segunda ordem dado por (6.12). Assim, comparando (6.12) com (6.34), foram obtidos os parâmetros do controlador em função dos parâmetros de projeto. O ganho do controlador é dado por (6.36), a constante de tempo por (6.37) e parâmetro  $b$  do filtro de referência é zero.

$$k_C = -\frac{2\xi\omega_n C}{(3/2)D_q^r} \quad (6.36)$$

$$T_i = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (6.37)$$

Deve-se notar que, como o sistema foi linearizado, o ganho do controlador é dependente das condições de operação no ponto de equilíbrio considerado. Este é dependente do valor da razão cíclica de eixo em quadratura, cujo valor em função da potência de saída  $P_o$  é dado por (6.38). Esta equação foi obtida a partir dos pontos de equilíbrio de (6.4) e de (6.31) e considerando que  $I_{Lo} = P_o/V_{dc}$ . Portanto, deve-se assegurar pela análise da estabilidade de todos os sistemas linearizados, ou do sistema não linear ou por simulação que o sistema será estável

para todas as condições de operação. Uma ferramenta simples que serve para esse propósito é o lugar da raízes, cuja metodologia foi empregada no Apêndice II para análise da variação do ganho da planta do PLL.

$$D_q^r = \frac{\lambda_m^r \omega_r}{2V_{dc}} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\lambda_m^r \omega_r}{V_{dc}}\right)^2 - \frac{4P_o r_s}{(3/2)V_{dc}^2}} \quad (6.38)$$

## 6.4 Métodos de Rastreamento de Máxima Potência

Uma das maiores vantagens de operar o WECS à velocidade variável é a possibilidade de empregar técnicas para rastrear a máxima potência disponível na região I. Nesse caso, a velocidade do rotor deve variar de acordo com a velocidade do vento, de forma que a máxima potência seja extraída (TAN; ISLAM, 2004). Observa-se que, como citado anteriormente no Capítulo 5, os métodos de MPPT empregados na literatura são, em geral, utilizados para maximizar a potência extraída no eixo da turbina (TAN; ISLAM, 2004; MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007; BARAKATI; KAZERANI; APLEVICH, 2009). No entanto, conforme discutido em (KAZMI et al., 2011), o índice de desempenho que deve ser realmente otimizado é a potência elétrica nos terminais do GSIP ou após os estágios retificador e/ou inversor. Isto significa que, mais energia será entregue à rede elétrica, aumentando o aproveitamento de energia e os lucros oriundos do WECS.

Os métodos de MPPT encontrados na literatura podem ser classificados em basicamente dois grandes grupos (MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007):

- Métodos baseados no conhecimento da característica da turbina eólica (curva  $C_p(\lambda, \beta)$ );
- Métodos sem conhecimento da característica da turbina.

A seguir esses métodos serão explicados brevemente. Observa-se que, neste trabalho não há contribuição significativa no desenvolvimento de novas estratégias de MPPT. No entanto, a revisão bibliográfica e a metodologia para análise empregadas são importantes para trabalhos futuros. Verifica-se também que a maioria dos métodos são aplicados a geradores com um estágio retificador seguido de um estágio CC-CC (TAN; ISLAM, 2004; MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007), e que a aplicação a geradores conectados a outras arquitetura de sistema é difícil de ser encontrada na literatura (SCHIEMENZ; STIEBLER, 2001; YA-



OQIN; ZHONGQING; BINGGANG, 2002). Em (ORTMANN et al., 2011) foi proposta uma nova estratégia para melhorar o desempenho de um algoritmo já existente, mas, como será explicado a seguir, ao contrário do que se esperava houve um aproveitamento menor da potência média entregue à rede elétrica.

### 6.4.1 Métodos Baseados no Conhecimento de $C_p(\lambda, \beta)$

Todos os métodos baseado na característica da turbina eólica têm como objetivo maximizar a potência extraída no eixo da turbina (MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007; KAZMI et al., 2011), pois o princípio de funcionamento é baseado nos coeficientes  $C_{p,max}$  e  $\lambda_{opt}$ , que são os coeficientes ótimos da característica  $C_p(\lambda, \beta)$ . Dentre as formas de implementação destes métodos, pode-se citar (MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007; CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006; SHIRAZI; VIKI; BABAYI, 2009):

- *Medição do vento*: o vento medido por meio de um anemômetro é utilizado para calcular a máxima potência a partir de (3.19) ou a partir de tabelas calculadas previamente. Dessa forma, pode-se atingir o ponto de máxima potência (MPP – *maximum power point*) pelo controle de torque ou velocidade do GSIP;
- *Controle de velocidade pela estimação da velocidade do vento*: a determinação do MPP acontece a partir de um processo iterativo, em que a velocidade do vento é estimada por (6.39). A velocidade de referência da próxima iteração é determinada substituindo (6.39) em (3.19), cujo resultado é dado por (6.40). E, isolando a velocidade mecânica resultando em (6.41);

$$\hat{v}_w[k] = \frac{\omega_m[k]R}{\lambda_{opt}} \quad (6.39)$$

$$P_{we,max}[k] = \left( \frac{\rho\pi R^5 C_{p,max}}{2\lambda_{opt}^3} \right) \omega_m^3[k] = k_{opt} \cdot \omega_m^3[k] \quad (6.40)$$

$$\omega_m^*[k+1] = \sqrt[3]{\frac{P_{we,max}[k]}{k_{opt}}} \quad (6.41)$$

- *Controle de torque pela estimação da velocidade do vento*: o princípio é o mesmo do controle de velocidade anterior, mas (6.40) é reescrita em termos do torque mecânico. O torque mecânico de referência do GSIP é dado por (6.42);

$$T_m^*[k+1] = k_{opt} \cdot \omega_m^2[k] \quad (6.42)$$

- *Realimentação do sinal de potência*: é uma variação dos métodos anteriores, pois ao invés de ter malhas de controle de torque ou velocidade é empregado o controle da potência no eixo. Este método é conhecido na literatura como *power signal feedback* (PSF) *control* (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; BARAKATI; KAZERANI; APLEVICH, 2009).

Observa-se que, as estratégias de controle de velocidade e de torque têm características dinâmicas diferentes. Isso acontece porque a dinâmica do controle de torque depende somente da inércia do sistema, enquanto para o controle de velocidade depende do desempenho e da largura de banda do controlador de velocidade. E, se esta for elevada, os transitórios serão mais bruscos, diminuindo a transferência de energia do sistema pela maior variação da velocidade (MIRECKI; ROBOAM; RICHARDEAU, 2007). Isso acontece porque a inércia do sistema acumula energia e variações bruscas de velocidade fazem com que, na média, mais energia seja dissipada durante o processo de busca do MPP. Este último resultado foi verificado a partir de outra metodologia em (ORTMANN et al., 2011), em que se tentou melhorar o desempenho do controle de torque compensando o efeito da inércia da turbina e diminuindo o tempo de resposta. Portanto, o simples controle em malha aberta do torque apresenta-se como uma melhor alternativa para o aumento da transferência de energia do sistema à rede elétrica quando a característica da turbina eólica é conhecida.

Deve-se notar que esses métodos, por serem baseados na característica da turbina, são dependentes do modelo e do fabricante. E, que, em geral, está não é uma informação disponibilizada pelos fabricantes. Além disso, o desempenho dos métodos pode ser deteriorado devido a variações estruturais, de densidade atmosférica e/ou de variações do ângulo de passo da turbina (no caso de turbinas que operam sempre com ângulo de passo variável) (SHIRAZI; VIKI; BABAYI, 2009; PATSIOS et al., 2009). Portanto, a utilização desses métodos não resulta na extração da máxima potência, mesmo que a mecânica, nas aplicações práticas.

Uma observação adicional que se faz, é que nada impede que baseado no conhecimento das características do sistema eletromecânico, isto é, da característica da turbina e dos parâmetros do gerador elétrico (e/ou conversores), sejam determinadas curvas para rastreamento da máxima potência elétrica nos terminais do gerador. Essas curvas podem ser implementadas tanto por tabelas de busca ou por aproximações polinomiais.

### 6.4.2 Métodos sem o Conhecimento de $C_p(\lambda, \beta)$

Uma vez que a curva característica da turbina não é conhecida, os algoritmos de rastreamento do MPP têm que ser implementados por métodos de busca baseados nas variações de potência, velocidade (MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007; PATSIOS et al., 2009; CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009) e/ou torque. Esses métodos são bastantes similares ao métodos de perturba e observa (P&O) em sistemas fotovoltaicos. No entanto, são conhecidos na literatura de energia eólica por “métodos de busca por escalada” (HCS – *hill climbing searching*) (PATSIOS et al., 2009). Isso se deve à característica do processo de convergência do método, que realiza uma “escalada” na curva de potência por velocidade da turbina eólica.

Diversas metodologias para implementação desses métodos podem ser encontradas na literatura, que vão desde a implementação de simples regras (MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007; KAZMI et al., 2011; SHIRAZI; VIKI; BABAYI, 2009) ao treinamento de algoritmos por redes neurais (MIRECKI; ROBOAM; RICARDEAU, 2007). A maior dificuldade desses métodos é que, ao contrário dos sistemas fotovoltaicos, a inércia da turbina eólica tem um efeito preponderante sobre o desempenho do método (BARAKATI; KAZERANI; APLEVICH, 2009). Para sistemas com pouca inércia, que em geral são sistemas de baixa potência, a eficácia do método é melhor, pois o tempo de resposta é menor. Em sistemas com grandes inércias, a resposta não é suficientemente rápida e o sistema não consegue rastrear as variações de vento (BARAKATI; KAZERANI; APLEVICH, 2009).

## 6.5 Simulação da Operação do WECS

Inicialmente é apresentada a configuração para simulação e análise do comportamento completo do WECS utilizando o modelo de grandes sinais do  $VSR_{\Delta}$ . Em seguida, são comparados os resultados obtidos desse modelo com os resultados teóricos obtidos no Capítulo 5. Adicionalmente, são apresentados resultados de simulação do circuito comutado do  $VSR_{\Delta}$ , considerando o modelo elétrico do GSIP em regime permanente. Estes são comparados com os resultados teóricos e de simulação do modelo de grandes sinais. Por fim, o sistema é analisado frente a variações de vento e foi empregado um perfil de ventos que visa reproduzir os efeitos dos principais distúrbios contidos no vento.

### 6.5.1 Configuração do WECS

O diagrama de blocos dos modelos e dos sistemas de controle utilizados para simulação do WECS deste trabalho estão apresentados na Fig. 6.14. Este sistema foi simulado no ambiente *Simulink* do MATLAB®, pois é possível simular com passo de cálculo variável. Isso faz com que a simulação do sistema eletromecânico seja muito mais rápida do que em programas com passo de cálculo fixo, com por exemplo o PSIM®. No entanto, as malhas de corrente devem ser implementadas por controladores analógicos, pois senão o máximo passo de cálculo fica limitado ao período de amostragem, que é muito pequeno frente aos tempos necessários para observar as dinâmicas da malha de velocidade. Para a malha de controle de velocidade e para a estratégia de MPPT foram realizadas implementações digitais com mesma taxa de amostragem (20 Hz).

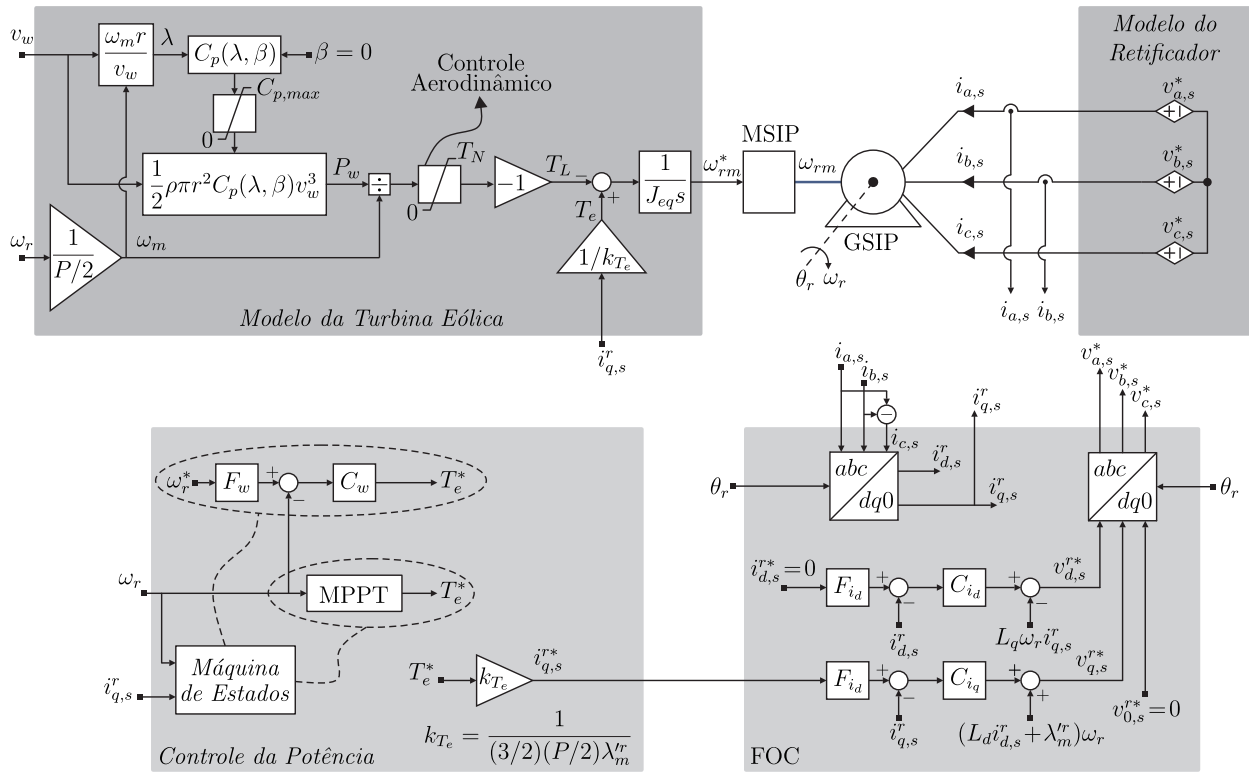


Figura 6.14: Diagrama de blocos dos modelos e dos sistemas de controle utilizados para simulação do WECS.

Na Fig. 6.14 observa-se que, o modelo da turbina eólica foi implementado com os modelos dinâmicos e estáticos apresentados no Capítulo 3, em que a resposta estática do controle aerodinâmico foi produzida por uma limitação do torque gerado pela turbina. Para o acionamento do MSIP, foi considerado que a sua velocidade é controlada, pois dessa forma é possível compensar as perdas eletromecânicas desse estágio pela garantia de seguimento de referência de velocidade. A velocidade de referência para o controle é obtida a partir do modelo dinâmico da turbina, em que o torque elétrico do gerador é calculado pela informação da corrente de eixo em quadratura do GSIP. Caso, a resposta do controle de velocidade do MSIP seja muito mais rápida do que a dinâmica emulada pela turbina, pode-se desconsiderá-la, isto é, a função de transferência  $\omega_{rm}^*/\omega_{rm}$  é unitária. Neste modelo não há necessidade de considerar os efeitos da corrente de eixo direto para determinar o torque elétrico, pois  $L_d = L_q$ . O retificador foi emulado pelo seu modelo CA, pois considera-se que a tensão do barramento CC é mantida constante pelo estágio inversor. A estratégia ZADC para FOC é ilustrada com a estrutura para controle de corrente<sup>11</sup> implementada neste capítulo. Considera-se que a tensão de modo comum é nula na etapa de gerar os comandos para o modelo do retificador, pois o seu valor depende da técnica de modulação empregada e a sua presença não faz diferença para a operação do sistema. O gerenciamento do controle da potência é realizado por meio de uma máquina de estados, em que a mesma é responsável por trocar entre o MPPT aplicado na região I e o controle de velocidade aplicado nas regiões II e III. Ainda deve-se notar que, na implementação de todos os controladores PI foram consideradas estruturas anti-*windup*, cuja descrição e projeto das configurações empregadas são apresentadas no Apêndice III.

O método de MPPT empregado nas simulações foi o controle de torque pela estimação da velocidade do vento discutido na seção 6.4. Para atualização do método foi considerada uma frequência de amostragem dez vezes menor que largura de banda das malhas de corrente, isto é, 20 Hz. Dessa forma, há tempo suficiente para estabilização das malhas de correntes a cada atualização do algoritmo de MPPT.

A lógica empregada na máquina de estados deve ser baseada tanto na velocidade quanto no torque ou potência do GSIP, pois estas determinam os pontos de transição na curva de operação nominal da turbina eólica. Neste trabalho foi empregada uma lógica simplificada, pois como comentado anteriormente, é necessário um estudo mais detalhado das técnicas de rastreamento, bem como das lógicas de transição entre

<sup>11</sup>Os parâmetros do controlador foram determinados pelo projeto PI<sub>1</sub>.

regiões de operação da turbina (PAO; JOHNSON, 2011). Esses tópicos estão fora do escopo deste trabalho. Portanto, a lógica utilizada é da seguinte forma:

- Se  $T_e$  é maior que  $T_{e,B}$  e  $\omega_{rm}$  é menor que  $\omega_{rm,max}$ , o MPPT é acionado. O torque  $T_{e,B}$  é o torque elétrico quando sistema atinge o limite da região I (ver Fig. 3.43). Este foi determinado a partir dos pontos de operação obtidos no Capítulo 5, cujo valor é igual a -90 N·m;
- Caso a condição anterior não seja atendida, o controle de velocidade é acionado.

### 6.5.2 Análise do Desempenho Estático

A comparação dos resultados teóricos com os resultados de simulação do WECS em estudo foi realizada em (COLLIER; HELDWEIN, 2011), em que demonstrou-se que os resultados teóricos estão de acordo com os obtidos pela simulação do sistema da Fig. 6.14. Neste trabalho serão apresentados apenas os resultados referentes a algumas variáveis, de forma a simplificar a apresentação dos resultados, procurando reproduzir as principais informações e acrescentar outras.

As velocidades de vento para as quais foram obtidos resultados são apresentadas na Tabela 6.5, em que também são mostrados os resultados teóricos obtidos e os obtidos por simulação do modelo de grandes sinais da Fig. 6.14. São comparados os valores da corrente de eixo em quadratura, da potência elétrica no eixo, da potência elétrica nos terminais e da frequência elétrica do rotor. Verifica-se que, de fato, os resultados de simulação estão de acordo com os obtidos teoricamente.

Para verificar que a modelagem desenvolvida está de acordo com o circuito comutado do  $VSR_{\Delta}$ , este também foi avaliado utilizando o programa PSIM®. O modelo utilizado do GSIP para essa simulação foi o seu circuito elétrico equivalente em regime permanente ilustrado na Fig. 3.26. A simulação foi feita considerando as condições teóricas de frequência elétrica do rotor e de referência do controle de corrente de eixo em quadratura dadas na Tabela 6.5. Além disso, a modulação empregada no  $VSR_{\Delta}$  é a estratégia SVM II com a identificação dos setores de corrente utilizando o algoritmo de PLL<sub>N</sub>, com a compensação dos atrasos digitais na modulação e controle de corrente digital com os parâmetros obtidos com o critério de projeto PI<sub>3</sub>. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 6.6, em que observa-se que estes estão de acordo com os valores teóricos apresentados anteriormente. Nota-se

Tabela 6.5: Comparação dos resultados teóricos e de simulação do WECS

$v_w$ [m/s]	3	6	9	12	Tipo
$I_{q,s}^r$ [A]	-2,49	-9,97	-24,18	-38,11	Teórico
	-2,49	-9,97	-24,18	-38,11	Simulado
$P_e$ [W]	-121,30	-970,10	-3145,00	-4957,00	Teórico
	-121,26	-970,07	-3144,55	-4957,08	Simulado
$P_t$ [W]	-118,50	-925,30	-2882,00	-4303,00	Teórico
	-118,51	-925,31	-2881,53	-4303,46	Simulado
$f_r$ [Hz]	22,44	44,88	60,00	60,00	Teórico
	22,44	44,88	60,00	60,00	Simulado

que apenas para baixas condições de carga há uma divergência entre os resultados, mas essa é pequena e é devida à baixa qualidade de corrente em condições de baixa carga.

Tabela 6.6: Resultados de simulação do WECS

$v_w$ [m/s]	3	6	9	12
$I_{q,s}^r$ [A]	-2,35	-9,91	-24,19	-38,11
$P_e$ [W]	-114,74	-964,47	-3147,10	-4957,21
$P_t$ [W]	-112,09	-919,25	-2884,13	-4305,51

As correntes de fase do estator para a condição de carga mínima ( $v_w = 3$  m/s) estão ilustradas<sup>12</sup> na Fig. 6.15, em que se observa que as mesmas estão em fase com a onda<sup>13</sup> de força magnetomotriz do rotor,  $-\cos(\theta_r)$ , e que a THD dessas correntes é igual a 6,80%. Para a condição de carga nominal ( $v_w = 12$  m/s) ilustrada na Fig. 6.16, as correntes estão também alinhadas ao campo magnético do rotor e a THD é igual a 0,36%.

<sup>12</sup> $T_r = 1/f_r$ , em que  $f_r$  é a frequência elétrica do rotor na condição de vento simulada. A frequência elétrica é apresentada na Tabela 6.5.

<sup>13</sup>É apresentado o valor negativo do  $\cos(\theta_r)$  porque foi utilizada a convecção motor.



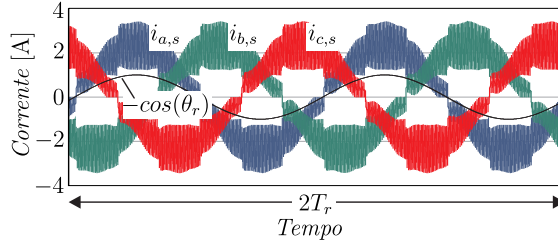


Figura 6.15: Correntes do GSIP obtidas por simulação na condição de potência mínima ( $v_w = 3$  m/s).

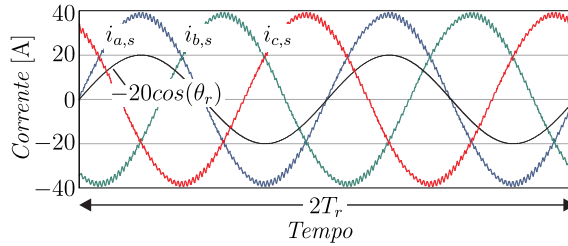


Figura 6.16: Correntes do GSIP obtidas por simulação na condição de potência nominal ( $v_w = 12$  m/s).

### 6.5.3 Análise do Desempenho Dinâmico

Para a análise do desempenho dinâmico do WECS, considera-se uma situação em que há variações de vento. Essas variações, para que reproduzam efeitos encontrados na prática, devem conter além da componente média de velocidade do vento, turbulências e ruídos (GUO, 2009; ANDERSON; BOSE, 1983). O perfil de vento empregado neste trabalho é uma modificação do perfil apresentado em (MIRECKI; ROBOAM; RICHARDEAU, 2007), para que seja possível testar a operação do sistema eólico nas regiões I e II sem que haja troca no modo em que é controlada a potência, isto é, não haja troca entre as regiões I e II. Esse perfil é dado por (6.43), em que  $V_{w,avg}$  é a velocidade média do vento,  $\omega_w = 2\pi/T_w$  e  $T_w = 60$  s.

$$\begin{aligned}
 v_w(t) = & V_{w,avg} + \frac{V_{w,avg}}{10} \text{sen}(\omega_w t) + \frac{V_{w,avg}}{10} V_{w,avg} \text{sen}(3,5\omega_w t) + \\
 & + \frac{V_{w,avg}}{20} \text{sen}(12,35\omega_w t) + \frac{V_{w,avg}}{100} \text{sen}(35\omega_w t)
 \end{aligned} \quad (6.43)$$

A seguir são apresentados resultados de simulação nas regiões I e II, em que considerou-se a operação do sistema durante três minutos. A região III não foi avaliada, pois como deseja-se observar o comportamento dinâmico do sistema eólico sob variações de vento, a simplificação do controle aerodinâmico por uma limitação estática de torque não é representativa para análises em condições transitórias.

### 6.5.3.1 Operação na Região I

O perfil de vento para avaliar a operação na região I está ilustrado na Fig. 6.17, em que este foi obtido a partir de (6.43) com  $V_{w,avg} = 6$  m/s. Nessa figura está também ilustrado o valor da velocidade de vento estimada ( $\hat{v}_w$ ) pelo algoritmo de MPPT a partir de (6.39). Observa-se que, devido à inércia da turbina eólica a velocidade do vento não pode ser rastreada instantaneamente, pois a inércia funciona como um filtro passa-baixas para as variações bruscas da velocidade do vento. Isso faz com que as variações de velocidade angular da turbina sejam lentas. Na Fig. 6.18 está ilustrada a velocidade mecânica do gerador, em que nota-se claramente que a velocidade do vento estimada é uma imagem da velocidade mecânica.

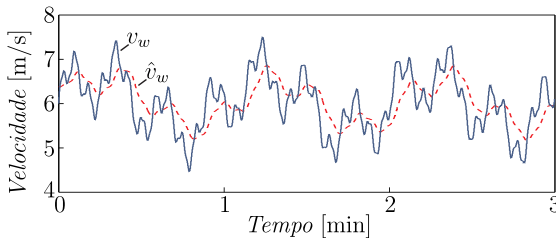


Figura 6.17: Perfil de vento para simulação da operação na região I. E, vento estimado pelo algoritmo de MPPT.

O coeficiente de potência instantâneo da turbina eólica está ilustrado na Fig. 6.19. Nota-se que este se mantém próximo ao valor ótimo de 44% e o seu valor médio é igual a 43,24%. Esse resultado demonstra que o método de MPPT empregado, de fato, está rastreado a máxima potência (mecânica).

Na Fig. 6.20 são mostradas as curvas das potências instantâneas resultantes. Verifica-se que, a referência de potência elétrica no eixo ( $P_e^*$ ) é uma versão filtrada da potência instantânea extraída do vento ( $P_{we}$ ). A potência elétrica nos terminais do GSIP ( $P_t$ ) é uma imagem da referência de potência elétrica no eixo, em que o decréscimo de potência se

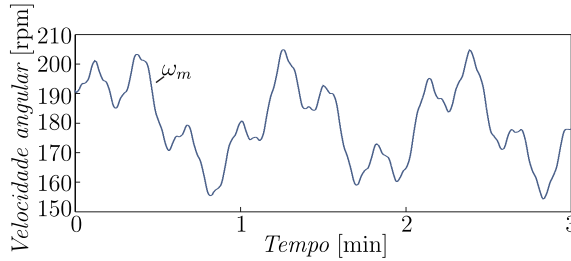


Figura 6.18: Velocidade mecânica da turbina eólica na operação da região I.

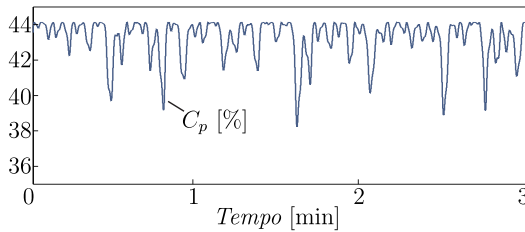


Figura 6.19: Coeficiente de potência da turbina na operação da região I.

deve às perdas nas resistências do estator. Para a condição simulada, a potência média disponível no vento foi de 2303,4 W, a potência média no eixo da turbina, isto é, a potência extraída do vento, foi de 996,04 W (rendimento aerodinâmico médio de 43,24%) e o módulo da potência elétrica média disponível nos terminais do GSIP de 959,64 W.

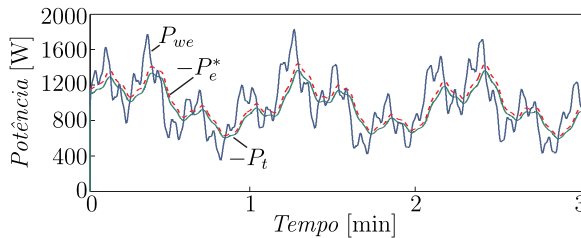


Figura 6.20: Curvas de potências resultantes na operação da região I.

Para calcular as perdas no estágio de retificação, isto é, no  $VSR_{\Delta}$ , foram aplicadas as fórmulas de perdas derivadas no Apêndice I considerando a operação com a estratégia de modulação SVM II. O índice de modulação e a corrente eficaz são necessários para realizar o cálculo

das perdas e estes estão ilustrados na Fig. 6.21. Dessa forma, do cálculo das perdas obtêm-se que o valor médio destas é de 17,78 W. Isto representa um rendimento médio do  $VSR_{\Delta}$  de 98,15% para a condição simulada.

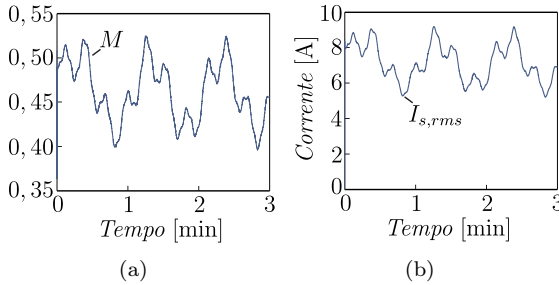


Figura 6.21: Parâmetros adicionais do sistema na operação da região I: (a) índice de modulação e (b) valor eficaz da corrente de fase.

### 6.5.3.2 Operação na Região II

Nesta região é empregado o perfil de vento mostrado na Fig.6.22. Este foi obtido a partir de (6.43) com  $V_{w,avg} = 10$  m/s.

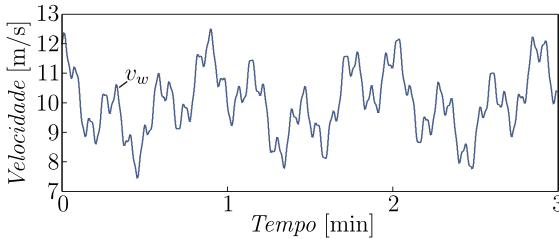


Figura 6.22: Perfil de vento para simulação da operação na região II.

O objetivo da operação na região II é manter a velocidade angular mecânica da turbina eólica no valor nominal de 240 rpm. A referência de velocidade e a velocidade instantânea da turbina estão ilustradas na Fig. 6.23. Observa-se que, devido às grandes variações da velocidade do vento e à especificação de dinâmica lenta empregada no controle de velocidade, a regulação de velocidade não é capaz de rejeitar os distúrbios rapidamente. No entanto, nota-se que a operação se dá em

torno do valor nominal e está dentro dos limites especificados para a operação do GSIP. Portanto, é possível operar a turbina nesta condição.

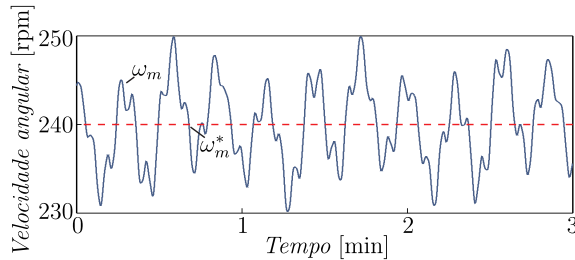


Figura 6.23: Velocidade mecânica da turbina eólica na operação da região II.

Assim como na operação da região I, a referência de potência elétrica no eixo é uma versão filtrada da potência instantânea extraída do vento, conforme ilustrado na Fig. 6.24. Para esta condição simulada, a potência média extraída do vento foi de 3847,1 W e o módulo da potência elétrica média disponível nos terminais do GSIP foi de 3449,0 W. O coeficiente de potência instantâneo está ilustrado na Fig. 6.25(a), o seu valor médio é de 36,57%. Assim, como no caso anterior, é feito o cálculo das perdas para a estratégia de modulação SVM II a partir do índice de modulação (Fig. 6.25(c)) e do valor eficaz da corrente (Fig. 6.25(b)). Obtém-se como resultado um valor médio das perdas de 80,78 W, o que representa um rendimento médio do  $VSR_{\Delta}$  de 97,65% para a condição simulada.

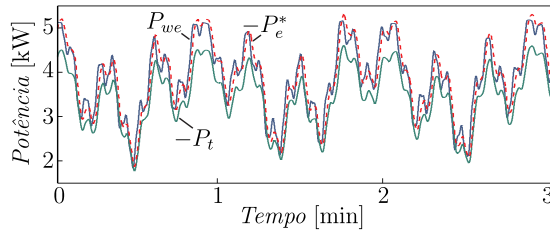


Figura 6.24: Curvas de potências resultantes na operação da região II.

Por fim, verifica-se na Fig. 6.25(d) o ângulo de entrada do retificador ( $\delta_i$ ) é mantido dentro dos seus limites ( $-30^\circ \leq \delta_i \leq 30^\circ$ ). Dessa forma, confirma-se a viabilidade do emprego do  $VSR_{\Delta}$  para controle de corrente com alta qualidade sob condições de ventos turbulentos.

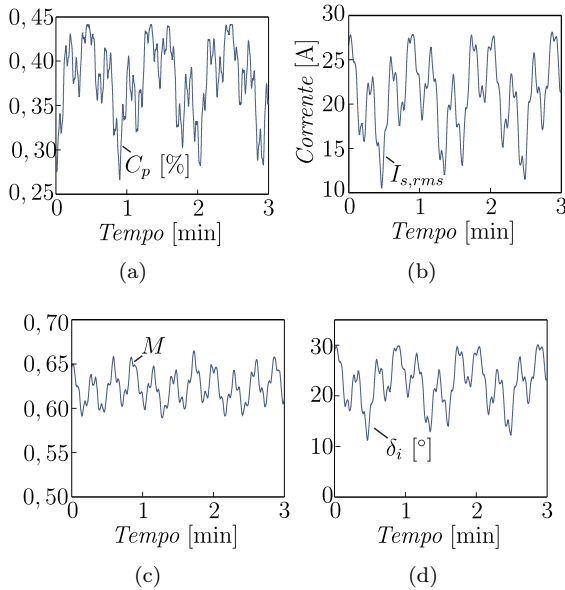


Figura 6.25: Parâmetros adicionais do sistema na operação da região I: (a) coeficiente de potência, (b) índice de modulação, (c) valor eficaz da corrente de fase e (d) ângulo de entrada do retificador.

## 6.6 Conclusão

Neste capítulo foram analisados os sistemas de controle que influenciam diretamente a operação do retificador ativo trifásico empregado neste trabalho. Para todos os casos, foram apresentadas metodologias de projeto, em que o critério de projeto pode ser tanto a frequência natural e o amortecimento desejados, quanto a largura de banda e a margem de fase.

Inicialmente, foi apresentado o projeto de controladores de corrente no plano  $dq0$  considerando tanto a implementação analógica quanto a implementação digital. Em seguida, foram apresentadas técnicas para o controle da potência do GSIP, isto é, controle de torque, de velocidade e de tensão do barramento CC. Para os métodos de rastreamento de potência foi realizada uma revisão bibliográfica dos principais métodos encontrados na literatura.

Por fim, foi considerado o funcionamento completo do WECS. Foram comparados os resultados teóricos obtidos nas análises do Capi-

tulo 5, em que verificou-se que o modelo de simulação desenvolvido e os controladores empregados estão de acordo com a análise teórica. O comportamento do WECS frente a variações da velocidade do vento foi analisado, em que foram verificados os resultados da operação na região de rastreamento de máxima potência (região I) e na região em que a velocidade da turbina deve ser limitada no seu valor nominal (a partir da região II). Como resultado final, confirma-se a viabilidade do emprego do  $VSR_{\Delta}$  para controle de corrente com alta qualidade no WECS deste trabalho.





# Capítulo 7

## Autocontrole de Corrente Aplicado ao GSIP

### 7.1 Introdução

O autocontrole de corrente foi proposto em (BEN-YAAKOV; ZELTSER, 1998) com o objetivo de obter comportamento resistivo visto pela fonte de alimentação nos terminais de conversores estáticos e sem a necessidade de medir a tensão de entrada. Como exemplo de aplicações pode-se citar a correção do fator de potência em retificadores PWM monofásicos do tipo *boost*, como por exemplo, o ilustrado na Fig. 7.1. Observa-se que com esta técnica é somente possível ter fluxo de potência unidirecional, pois o princípio da técnica pode ser entendido com a emulação de uma resistência, que é um elemento passivo e, portanto, é capaz apenas de absorver potência. Essa resistência é do tipo não dissipativa (*loss-free resistor*), conforme discutido em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Diversas aplicações do autocontrole em retificadores monofásicos podem ser encontradas na literatura (RAJAGOPALAN; LEE; NORA, 1999; BORGONOVO et al., 2005; BORGONOVO; MUSSA, 2008; MATHER; MAKSIMOVIC, 2011; ABRAMOVITZ; EVZELMAN; BEN-YAAKOV, 2008; ABRAMOVITZ, 2007), em que se observa que a técnica recebe diferentes denominações.

A extensão para o caso trifásico foi proposta em (BORGONOVO, 2005) para retificadores PWM trifásicos sem neutro. A aplicação da técnica pode ser vista como a composição de dois circuitos monofásicos independentes autocontrolados, onde a terceira corrente é obtida pela restrição natural de corrente em sistemas a três condutores ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ). No entanto, a aplicação do autocontrole de corrente proposto em (BORGONOVO, 2005) acarreta em perdas adicionais no GSIP. Mais adiante será demonstrado que a técnica é equivalente, em regime permanente, à estratégia de controle UPF devido ao atraso causado pela indutância de eixo em quadratura. Portanto, não é vantajoso

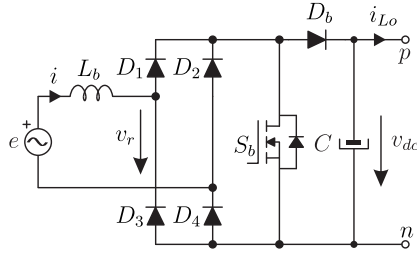


Figura 7.1: Exemplo de retificador monofásico do tipo *boost*.

aplicar diretamente essa técnica, pois se sabe que o melhor desempenho, para o GSIP com  $L_d = L_q$ , é obtido com a técnica de controle ZADC.

Neste trabalho propõe-se uma modificação dessa técnica de “autocontrole tradicional” para compensar o atraso causado pela indutância de eixo em quadratura do GSIP. Com essa compensação, é possível obter um controle equivalente ao controle ZADC, sem a necessidade de medir a posição do rotor do GSIP ou de medir as tensões de entrada quando aplicado a fontes de alimentação. O conceito proposto, para compensar o atraso causado pela indutância de eixo em quadratura na técnica de autocontrole de corrente, é inicialmente apresentado para retificadores monofásicos segundo a metodologia apresentada em (BORGONOVO, 2005). Estes conceitos serão então aplicados aos retificadores trifásicos conectados a fontes de alimentação e, em seguida, aos retificadores trifásicos conectados ao GSIP.

A partir do modelo desenvolvido é possível determinar o desempenho dinâmico e a estabilidade do sistema. Além disto, com este modelo é possível migrar com facilidade o projeto de controladores da potência do GSIP aplicados em técnicas de FOC para a estratégia de controle de corrente proposta. Ainda serão abordados aspectos da implementação digital, pois os atrasos afetam significativamente a estabilidade do sistema. Esses atrasos limitam a mínima potência que pode ser processada pelo retificador PWM trifásico. Serão determinados os parâmetros do autocontrole de corrente com compensação quando a técnica é aplicada ao WECS deste trabalho. Com isso mostra-se a viabilidade do emprego da técnica aos WECSs. Por fim, são apresentados resultados experimentais da técnica aplicada a uma fonte de alimentação trifásica utilizando o VSR $_{\Delta}$ . Dessa forma, a técnica de controle de corrente é validada na prática.

## 7.2 Autocontrole em Retificadores Monofásicos

### 7.2.1 Autocontrole Tradicional

A partir da modelagem por VMQI é possível descrever o comportamento médio do retificador monofásico da Fig. 7.1 por (7.1). Considera-se que o capacitor de saída  $C$  com uma característica de fonte CC de tensão  $V_{dc}$ ,  $P_o$  é a potência de saída e  $u$  é o complemento da função de razão cíclica dado por (7.2).

$$\begin{cases} L_b \frac{di}{dt} = |e| - v_r, & \text{com } v_r = u \cdot V_{dc} \\ P_o = V_{dc} \cdot (u \cdot i) \end{cases} \quad (7.1)$$

$$u = 1 - d \quad (7.2)$$

Visando atingir comportamento resistivo do retificador, isto é, a tensão média gerada  $v_r$  proporcional à corrente de entrada, aplica-se como sinal de controle  $u$  a corrente de entrada multiplicada por um ganho  $k_I$ . Esta situação está ilustrada na Fig. 7.2(a). Assim, o retificador, do ponto de vista da fonte de alimentação, se comporta como uma resistência equivalente não dissipativa  $R_{eq}$ . O circuito equivalente do retificador para esta condição está ilustrado na Fig. 7.2(b).

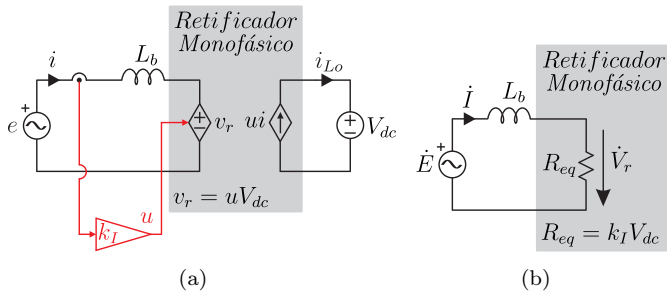


Figura 7.2: Retificador monofásico operando com autocontrole.

No entanto, a operação não se dá com fator de potência unitário visto pela tensão de entrada, uma vez que a presença do indutor gera uma corrente atrasada em regime permanente dada por (7.3). Nota-se

ainda que, o atraso é dependente do valor da resistência equivalente. Esse atraso é, em geral, muito pequeno quando o autocontrole é aplicado em fontes de alimentação, pois o valor da indutância *boost* é muito pequeno.

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_e L_b)^2}} e^{-j\phi} \quad , \text{ com } \phi = \arctan \left( \frac{\omega_e L_b}{R_{eq}} \right) \quad (7.3)$$

### 7.2.2 Princípios do Autocontrole com Compensação

Com o objetivo de compensar o atraso causado pela presença do indutor *boost*, deve-se reformular o problema do autocontrole. Para tanto, considera-se a equação que descreve o comportamento em regime permanente do retificador em (7.4). Percebe-se que para obter um comportamento resistivo da corrente visto pela tensão de entrada, a tensão gerada pelo retificador dada por (7.5) deve ser proporcional à corrente de entrada e com uma parcela  $X_{eq} = \omega_e L_b$  proporcional à corrente adiantada em  $90^\circ$ , isto é, uma corrente em quadratura. Esta última parcela é empregada para cancelar o atraso causado pela presença do indutor *boost*.

$$\dot{E} = j\omega_e L_b \dot{I} + \dot{V}_r \quad (7.4)$$

$$\dot{V}_r = R_{eq} \dot{I} - jX_{eq} \dot{I} \quad (7.5)$$

A corrente em quadratura à corrente de fase é aqui denominada de  $i_q$  e representa uma corrente com a mesma amplitude da corrente de fase e adiantada em  $90^\circ$ . Fisicamente, a parcela proporcional à corrente em quadratura é equivalente à tensão sobre um capacitor conectado em série, cuja capacitância é dada por (7.6). O circuito equivalente para esta condição está ilustrado na Fig. 7.3(a). Este, ainda pode ter uma representação alternativa ilustrada na Fig. 7.3(b), em que de fato observa-se que o objetivo da estratégia de compensação em quadratura é cancelar efeito do indutor *boost*. Entre essas representações, a que mais é adequada é a do capacitor, pois a adição de um indutor negativo de valor maior que o necessário poderia levar o sistema à instabilidade. No entanto, do ponto de vista didático a representação do indutor é mais adequada para mostrar o objetivo da estratégia de controle e, portanto,

essa representação será utilizada ao longo deste trabalho. O circuito equivalente em regime permanente visto pela fonte de alimentação tem comportamento apenas resistivo, conforme ilustrado na Fig. 7.3(c).

$$C_{eq} = \frac{1}{\omega_e^2 L_b} \quad (7.6)$$

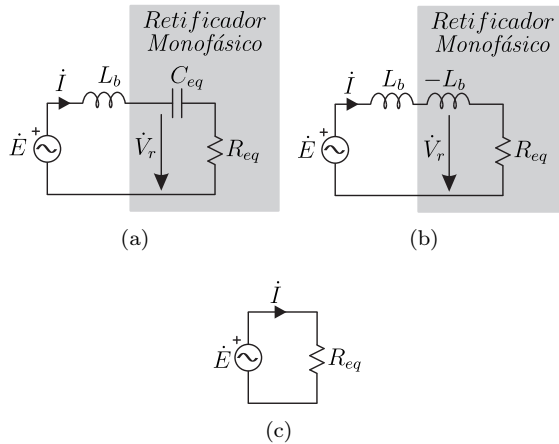


Figura 7.3: Circuitos equivalentes do retificador monofásico com a técnica de autocontrole com compensação.

A operação do sistema proposto com compensação é ilustrada em destaque no diagrama de blocos da Fig. 7.4. Observa-se que, o ganho de referência do autocontrole  $k_I^*$  é gerado por uma malha de controle de tensão (BORGONOVO, 2005; BEN-YAAKOV; ZELTSER, 1998) e é adicionado o bloco de cálculo da “corrente em quadratura”. A tensão de entrada, que em outras estratégias de controle é vista como uma perturbação a ser rejeitada, passa a ser vista como uma referência do sistema de controle. Nesse caso, o controle de tensão é responsável por regular o valor de  $k_I^*$  para que a entrada do integrador (indutor) seja nula no sentido do modelo de pequenos sinais<sup>1</sup>.

Como esse trabalho não tem como objetivo aplicações em retificadores monofásicos, não serão discutidos aspectos de implementação do cálculo da corrente em quadratura aplicada a esses conversores.

<sup>1</sup>Isto é, a cada um (ou meio) período de comutação a resposta dinâmica da corrente segue com erro nulo a tensão de entrada.

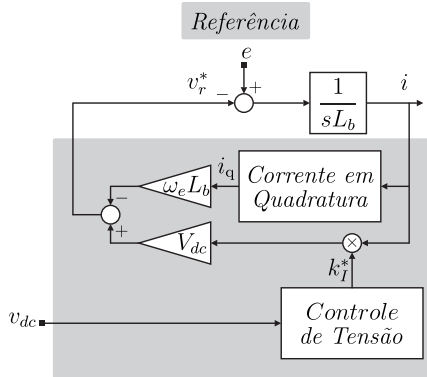


Figura 7.4: Diagrama de blocos do autocontrole com compensação para o retificador monofásico.

## 7.3 Autocontrole em Retificadores Trifásicos

### 7.3.1 Autocontrole Tradicional

Assim como visto para retificadores monofásicos, é possível obter comportamento resistivo nos terminais de retificadores trifásicos a partir da geração de sinais de controle proporcionais às correntes de fase. Como a técnica é aplicada em conversores sem neutro, pode-se controlar apenas duas fases como dois circuitos monofásicos independentes (BORGONOVO, 2005). A terceira corrente é obtida pela restrição natural de sistema a três condutores ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ). Assim como o sinal de comando para a terceira fase. Por questões de conveniência, será mantida a notação de vetores  $abc$ , mas observa-se que são apenas necessários cálculos e medição das correntes de duas fases.

O comportamento médio das malhas de corrente, que são de modo diferencial, do retificador trifásico pode ser descrito em variáveis de fase a partir de (7.7). Aplicando sinais de comando proporcionais às correntes de entrada (7.8), verifica-se que também é obtido um comportamento resistivo nos terminais do retificador, conforme ilustrado na Fig. 7.5. O que é equivalente à técnica de controle UPF do GSIP, pois as correntes e as tensões nos terminais estão em fase, isto é, há somente processamento de potência ativa pelo conversor. Portanto, essa

técnica não é vantajosa para operação do GSIP.

$$L \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} = \vec{e}_{abc} - r\vec{i}_{abc} - \vec{v}_{abc,r} \quad (7.7)$$

$$\vec{v}_{abc,r} = k_I V_{dc} \vec{i}_{abc} = R_{eq} \vec{i}_{abc} \quad (7.8)$$

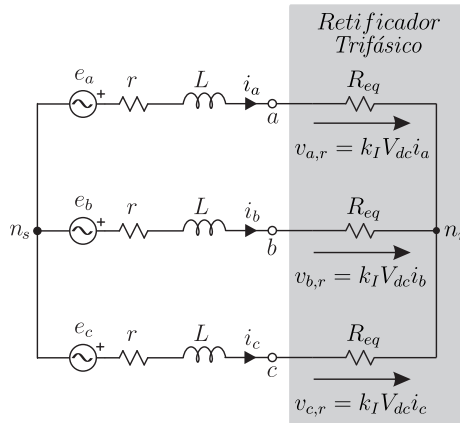


Figura 7.5: Circuito equivalente do retificador trifásico operando com autocontrole tradicional.

O atraso nas correntes com relação à tensão de entrada proveniente da aplicação desta técnica pode ser calculado a partir de (7.9).

$$\phi = \arctan \left( \frac{\omega_e L}{r + R_{eq}} \right) \quad (7.9)$$

## 7.3.2 Autocontrole com Compensação

### 7.3.2.1 Obtenção das Correntes em Quadratura

Para gerar sinais que compensem o atraso causado pelo indutor *boost*, devem ser aplicados sinais adicionais proporcionais às correntes em quadratura trifásicas  $\vec{i}_{abc,q}$ , conforme dado em (7.10) (ORTMANN; COLLIER;

HELDWEIN, 2011).

$$\vec{v}_{abc,r} = k_I V_{dc} \vec{i}_{abc} - \omega_e L \vec{i}_{abc,q} \quad (7.10)$$

De acordo com a definição de corrente em quadratura dada anteriormente, é necessário obter correntes adiantadas em  $90^\circ$  e de mesma amplitude das correntes de fase. A obtenção dessas correntes pode ser realizada de diversas maneiras, como por exemplo, uso de integradores, derivadores, filtros, entre outros. Observa-se que, como é necessário realizar tais operações com correntes comutadas, o desempenho dos métodos baseados em derivadores e filtros é degradado, principalmente durante transitórios. O processo de integração é menos susceptível a ruídos, mas tem o desempenho dinâmico degradado pelo atraso do processo de integração. No entanto, devido às condições de equilíbrio do caso trifásico no GSIP, as correntes em quadratura podem ser obtidas a partir de relações vetoriais simples, conforme apresentado na Fig. 7.6.

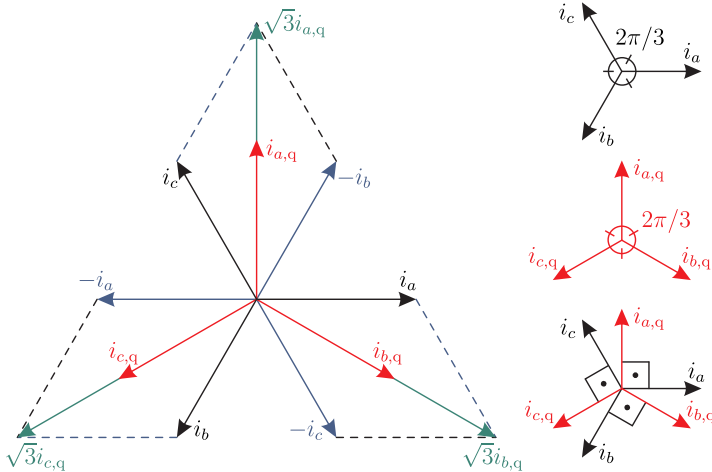


Figura 7.6: Geração das correntes em quadratura para o caso trifásico.

A relação matemática entre as correntes em quadratura e as correntes de fase é dada por (7.11), em que a matriz de transformação  $[\mathbf{K}_q]$  é dada por (7.12). O fato dessa matriz de transformação ser inversível é devido à redundância causada pela notação, pois só é necessária a



informação de duas fases.

$$\vec{i}_{abc,q} = [\mathbf{K}_q] \vec{i}_{abc} \quad (7.11)$$

$$[\mathbf{K}_q] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

O diagrama de blocos do sistema de controle proposto é apresentado na Fig. 7.7, em que o ganho de referência do autocontrole é gerado por uma malha de controle de tensão. A relação do ganho  $k_J^*$  para controle da tensão será discutido quando forem tratadas as técnicas de controle da potência na seção 7.5.

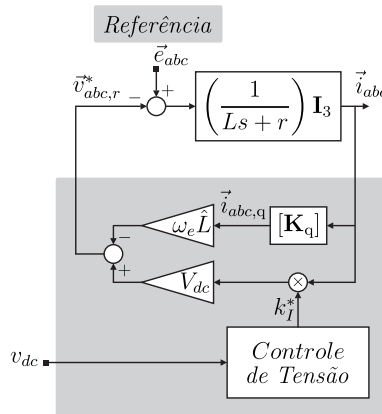


Figura 7.7: Diagrama de blocos do autocontrole com compensação para o retificador trifásico.

### 7.3.2.2 Compensação no Plano $\alpha\beta$

A técnica de autocontrole com compensação também pode ser aplicada nas correntes do plano  $\alpha\beta$ . Embora, seja mais intuitiva a apresentação da técnica no sistema  $abc$ , devido à comparação com o caso monofásico e as relações vetoriais do caso trifásico. No entanto, a utilização da transformada  $\alpha\beta$  pode ser conveniente em alguns casos para evitar cálculos e processamento de variáveis desnecessárias.

A aplicação da transformação  $\alpha\beta$  em (7.7) gera como resultado (7.13). E, aplicando também a transformação nos sinais de comando (7.10) obtém-se (7.14).

$$L \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} = \vec{e}_{\alpha\beta} - r\vec{i}_{\alpha\beta} - \vec{v}_{\alpha\beta,r} \quad (7.13)$$

$$\vec{v}_{\alpha\beta,r} = k_I V_{dc} \vec{i}_{\alpha\beta} - \omega_e L \vec{i}_{\alpha\beta,q} \quad (7.14)$$

Observa-se que, as transformações das correntes em quadratura do eixo  $\alpha$  ( $i_{\alpha,q}$ ) e do eixo  $\beta$  ( $i_{\beta,q}$ ) estão intrinsecamente relacionadas a ortogonalidade do plano  $\alpha\beta$ . Isto é, a corrente em quadratura à corrente  $i_\alpha$  é a corrente  $-i_\beta$  e a corrente em quadratura à corrente  $i_\beta$  é a própria corrente  $i_\alpha$ . Portanto, obtém-se como transformação do vetor de correntes em quadratura (7.15).

$$\vec{i}_{\alpha\beta,q} = [-i_\beta \quad i_\alpha]^T \quad (7.15)$$

### 7.3.2.3 Análise da Estabilidade

Pode-se provar que a aplicação das correntes em quadratura garante comportamento resistivo em regime permanente e característica capacitiva à compensação. Como resultado dessa característica capacitiva, a sobrecompensação irá adiantar a corrente, mas não irá instabilizar o sistema em malha fechada. Portanto, o sistema deve ser estável para qualquer valor de compensação em quadratura.

Para análise da estabilidade, considera-se somente<sup>2</sup> a dinâmica das malhas de corrente  $dq$  dada por (7.16). O resultado da transformação  $dq0$  nas correntes em quadratura é  $\vec{i}_{dq,q}^e$ , e  $\hat{L}$  é o valor estimado do indutor *boost*. Pode-se mostrar que o resultado da transformação  $dq0$  nas correntes em quadratura gera como resultado (7.17).

$$L \frac{d\vec{i}_{dq}^e}{dt} = \vec{e}_{dq}^e - r\vec{i}_{dq}^e - \omega_e L \vec{i}_{qd}^e - k_I V_{dc} \vec{i}_{dq}^e + \omega_e \hat{L} \vec{i}_{dq,q}^e \quad (7.16)$$

<sup>2</sup>Da mesma forma do controle no plano  $dq0$ , supõe-se que a dinâmica da malha de corrente é muito mais rápida do que as malhas que controlam a potência, isto é, o ganho  $k_I$ . Em (BEN-YAAKOV; ZELTSER, 1999) é verificado que está suposição é válida também para o controle de tensão do retificador monofásico *boost*.

$$\vec{i}_{dq,q}^e = \vec{i}_{qd}^e = [-i_q^e \quad i_d^e]^T \quad (7.17)$$

Substituindo (7.17) em (7.16), e escrevendo o sistema em uma forma matricial apropriada, para análise de sistemas descritos por matrizes, obtém-se (7.18). Esse sistema descreve o comportamento em malha fechada do conversor operando com autocontrole com compensação.

$$\frac{d\vec{i}_{dq}^e}{dt} = -\frac{1}{L} \begin{bmatrix} r + k_I V_{dc} & -\omega_e(L - \hat{L}) \\ \omega_e(L - \hat{L}) & r + k_I V_{dc} \end{bmatrix} \vec{i}_{dq}^e + \frac{1}{L} \mathbf{I}_2 \vec{e}_{dq}^e \quad (7.18)$$

A estabilidade do sistema em malha fechada pode ser então verificada a partir dos autovalores (CHEN, 1999) da matriz (7.19). Os autovalores calculados são apresentados em (7.20). Da análise da parte real dos autovalores conclui-se que se  $r > 0$  o sistema é sempre estável, pois não há interesse em emular uma resistência equivalente negativa, uma vez que o valor desta seria limitado em  $-r$  e há risco de instabilizar o sistema. A partir da característica da parte imaginária dos autovalores, nota-se que se a indutância estimada for maior que o valor do indutor *boost*, haverá apenas uma troca entre os modos de oscilação da corrente de eixo direto e da corrente de eixo em quadratura, mas sem levar o sistema à instabilidade. O fator de amortecimento e a frequência natural dos autovalores do sistema são dados por (7.21) e (7.22), respectivamente.

$$[\mathbf{A}] = -\frac{1}{L} \begin{bmatrix} r + k_I V_{dc} & -\omega_e(L - \hat{L}) \\ \omega_e(L - \hat{L}) & r + k_I V_{dc} \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

$$\Lambda = -\frac{(r + k_I V_{dc})}{L} \pm j \frac{\omega_e(L - \hat{L})}{L} = -\xi \omega_n \pm \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (7.20)$$

$$\xi = \frac{r + k_I V_{dc}}{\sqrt{(r + k_I V_{dc})^2 + [\omega_e(L - \hat{L})]^2}} \quad (7.21)$$

$$\omega_n = \frac{\sqrt{(r + k_I V_{dc})^2 + [\omega_e(L - \hat{L})]^2}}{L} \quad (7.22)$$

A característica dinâmica do sistema autocontrolado pode ser obtida a partir das relações de transferência de (7.18). A matriz de transferência pode ser obtida a partir de (7.23) (CHEN, 1999), em que  $[\mathbf{B}]$  é dado por (7.24) e  $[\mathbf{C}]$  é igual a matriz identidade de ordem dois. Aplicando as matrizes do sistema em (7.23) obtém-se como resultado (7.25), em que este resultado é apresentado em função de  $\xi$  e  $\omega_n$  para compactação dos resultados.

$$[\mathbf{H}(s)] = [\mathbf{C}](s\mathbf{I}_2 - \mathbf{A})^{-1}[\mathbf{B}] \quad (7.23)$$

$$[\mathbf{B}] = -\frac{1}{L}\mathbf{I}_2 \quad (7.24)$$

$$[\mathbf{H}(s)] = \begin{bmatrix} \frac{i_d^e}{e_d^e} & \frac{i_d^e}{e_q^e} \\ \frac{i_q^e}{e_d^e} & \frac{i_q^e}{e_q^e} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \frac{s + \xi\omega_n}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} & \frac{\omega_n\sqrt{1 - \xi^2}}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \\ \frac{-\omega_n\sqrt{1 - \xi^2}}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} & \frac{s + \xi\omega_n}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \end{bmatrix} \quad (7.25)$$

A partir de (7.25), percebe-se que a característica dinâmica do sistema é variável conforme a carga e é diferente para as duas técnicas de autocontrole<sup>3</sup>. A relação entre a largura de banda de cada função de transferência de (7.25) com os parâmetros  $\xi$  e  $\omega_n$  pode ser obtida nos pontos em que o ganho estático é reduzido a  $1/\sqrt{2}$  do seu valor (-3 dB). Entretanto, devem ser analisadas apenas as relações de transferência com relação a tensão de eixo em quadratura, pois para tensões de entrada senoidais descritas em variáveis de fase por (7.26) e com valor de pico igual à  $E_{pk,f}$ , a transformada  $dq0$  das tensões de entrada é igual a (7.27). Portanto, a tensão de eixo direto é sempre nula. Assim, a largura de banda da malha de corrente de eixo direto pode ser determinada a partir de (6.16) e a da malha de corrente de eixo em

<sup>3</sup>A característica do autocontrole tradicional é obtida com  $\hat{L} = 0$

quadratura por (7.28).

$$\vec{e}_{abc} = E_{pk,f} [\cos(\theta_e) \quad \cos(\theta_e - 2\pi/3) \quad \cos(\theta_e + 2\pi/3)]^T \quad (7.26)$$

$$\vec{e}_{dq0} = [0 \quad E_{pk,f} \quad 0]^T \quad (7.27)$$

$$BW(\xi, \omega_n) = \frac{\omega_n}{2\pi\xi} \sqrt{1 + \xi^2 - 2\xi^4 + \sqrt{4\xi^8 - 4\xi^6 - 2\xi^4 + 2\xi^2 + 1}} \quad (7.28)$$

A largura de banda normalizada pela frequência natural em hertz e em função do fator de amortecimento é ilustrada na Fig. 7.8 para as duas malhas de corrente. Nota-se que, a malha de corrente de eixo em quadratura é sempre mais rápida que a malha de eixo direto, o que significa que a potência ativa entregue a carga se estabiliza primeiro, enquanto o fator de potência se estabiliza logo em seguida. Deve-se observar que, o fator de amortecimento só varia na técnica de autocontrole tradicional e será menor à medida que a carga aumentar, mas, em geral, o seu valor não é muito reduzido da unidade. Isto acontece principalmente se a técnica for aplicada em fontes de alimentação, em que o valor do indutor *boost* é muito pequeno. Para o sistema eólico em análise neste trabalho, o fator de amortecimento mínimo é cerca de 0,8 ao aplicar a técnica de autocontrole tradicional.

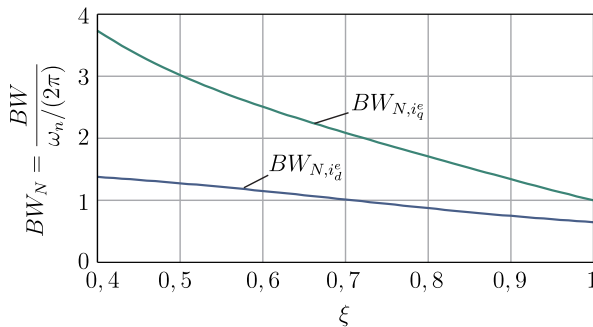


Figura 7.8: Largura de banda das técnicas de autocontrole em função dos parâmetros dos autovalores do sistema.

Os pontos de equilíbrio do sistema foram obtidos substituindo (7.27)

em (7.19), cujos resultados são dados por (7.29). Logo, se a indutância estimada tiver o mesmo valor do indutor *boost* o sistema irá operar com corrente de eixo direto nula. Portanto, é possível obter um controle equivalente ao ZADC do GSIP. Se o valor do indutor é sobrestimado, a corrente de eixo direto é negativa, caracterizando um comportamento capacitivo do conversor. O caso em que  $\hat{L} = 0$  recai na técnica de autocontrole tradicional e, portanto, a corrente de eixo direto não é nula.

$$\begin{cases} I_d^e = \frac{\omega_e(L - \hat{L})E_{pk,f}}{[\omega_e(L - \hat{L})]^2 + (r + k_I V_{dc})^2} \\ I_q^e = \frac{(r + k_I V_{dc})E_{pk,f}}{[\omega_e(L - \hat{L})]^2 + (r + k_I V_{dc})^2} \end{cases} \quad (7.29)$$

### 7.3.3 Validação da Análise por Simulação

Para verificar a validade da modelagem até então desenvolvida, são comparados os resultados obtidos a partir da simulação do VSR<sup>4</sup>, do modelo de grandes sinais e das funções de transferência obtidas. Para tanto, considera-se o sistema descrito na Fig. 7.9. O ganho do autocontrole para esta análise foi escolhido de forma que a potência de saída seja de 2 kW ao aplicar a técnica de autocontrole com compensação.

Os resultados obtidos ao inicializar o conversor estão ilustrados<sup>5</sup> na Fig. 7.10 e na Fig. 7.11 para a técnica de autocontrole tradicional e com compensação ( $\hat{L} = L$ ), respectivamente. Em ambos os casos, nas figuras (a) estão ilustradas as correntes obtidas no circuito comutado do VSR e no modelo de grandes sinais (em linhas contínuas e grossas). Observa-se que, o modelo de grandes sinais descreve exatamente o comportamento médio das correntes das fases *a* e *b* e das correntes de eixo direto e em quadratura. Verifica-se que somente com a técnica de autocontrole com compensação é possível obter corrente de eixo direto nula. O comportamento dinâmico das correntes *dq* é observado em detalhes nas figuras (b) e (c), onde percebe-se que o tempo de resposta das malhas de corrente de eixo em quadratura são praticamente iguais. Isso acontece porque  $\xi = 0,9907$  para a técnica de autocontrole tradicional na condição simulada. E, como comentado anteriormente a estabilização da malha de corrente de eixo direto acon-

<sup>4</sup>Foi empregada a modulação vetorial descrita no Apêndice IV.

<sup>5</sup>As variáveis referentes ao modelo de grandes sinais são denotadas pelo sobrescrito MG e as referentes às funções de transferência por FT.

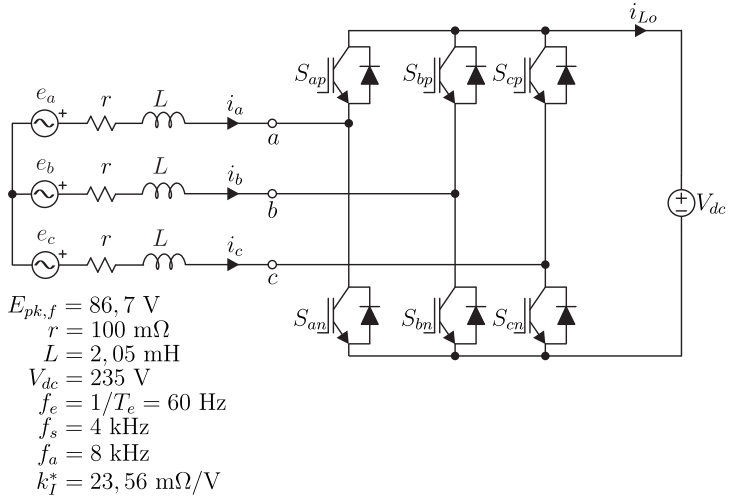


Figura 7.9: Circuito simulado do VSR para análise da modelagem.

tece após a corrente de eixo em quadratura atingir o regime permanente conforme ilustrado na Fig. 7.10(b) e Fig. 7.10(c).

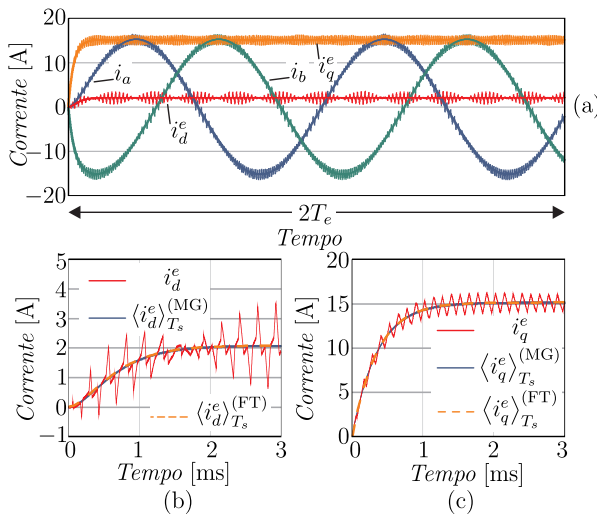


Figura 7.10: Resultados de simulação do autocontrole tradicional.

Mais adiante, neste capítulo, será demonstrado como controlar a po-

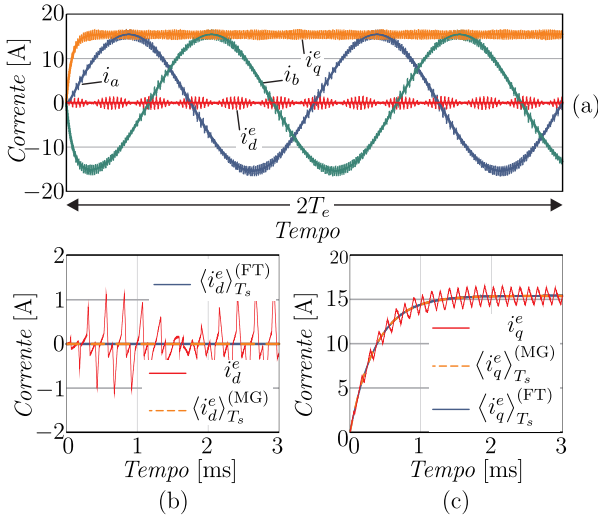


Figura 7.11: Resultados de simulação do autocontrole com compensação.

tência processada pelo conversor ao utilizar as técnicas de autocontrole de corrente. A seguir é analisada a aplicação da técnica de compensação no controle das correntes do GSIP.

## 7.4 Autocontrole com Compensação no GSIP

Nesta seção serão aplicados no GSIP os conceitos de autocontrole de corrente com compensação derivados anteriormente para retificadores trifásicos conectados a fontes de alimentação trifásicas.

Tendo como base o circuito equivalente do GSIP em regime permanente da Fig. 3.26, conclui-se que a tensão que o retificador trifásico deve gerar é equivalente a (7.10), de forma que a compensação elimine o efeito da indutância de eixo em quadratura do gerador. No entanto, como o modelo do GSIP está apresentado na convenção motor (correntes entrando no GSIP), deve-se inverter os sinais das correntes. Este resultado é dado por (7.30).

$$\vec{v}_{abc,s} = - \left( k_I V_{dc} \vec{v}_{abc,s} - \omega_r \hat{L}_q \vec{i}_{abc,s,q} \right) \quad (7.30)$$

Assim como para os retificadores trifásicos aplicados a fontes de alimentação, pode-se demonstrar a estabilidade do método a partir do



modelo do GSIP no sistema  $dq0$ . No entanto, não podem ser tiradas conclusões sobre o funcionamento do GSIP com a técnica de autocontrole de corrente com compensação diretamente do equacionamento desenvolvido para o caso aplicado a fontes de alimentação. Embora esse caso e o GSIP tenham modelos equivalentes em regime permanente, o modelo dinâmico do GSIP no plano  $dq0$  é bastante diferente. Isso se deve ao fato que as indutâncias do GSIP serem dependentes da posição do rotor no sistema  $abc$ . Dessa forma, a aplicação de (7.30) no GSIP será analisada a partir do modelo desenvolvido no plano  $dq0$ .

Sejam as equações referentes à dinâmica das correntes  $dq$  do GSIP em (3.61) e reescritas em (7.31).

$$\begin{cases} L_d \frac{di_{d,s}^r}{dt} = v_{d,s}^r - r_s i_{d,s}^r + \omega_r L_q i_{q,s}^r \\ L_q \frac{di_{q,s}^r}{dt} = v_{q,s}^r - r_s i_{q,s}^r - \omega_r L_d i_{d,s}^r - \lambda_m^r \omega_r \end{cases} \quad (7.31)$$

Aplicando a transformação  $dq0$  em (7.30) e substituindo em (7.31), obtém-se o modelo  $dq0$  do GSIP utilizando a técnica de autocontrole com compensação apresentado em (7.32). A obtenção das correntes em quadratura foi omitida, pois as mesmas podem ser obtidas de maneira semelhante a (7.17).

$$\frac{d\vec{i}_{dq,s}^r}{dt} = - \begin{bmatrix} \frac{r_s + k_I V_{dc}}{L_d} & -\frac{\omega_r (L_q - \hat{L}_q)}{L_d} \\ \frac{\omega_r (L_d - \hat{L}_q)}{L_q} & \frac{r_s + k_I V_{dc}}{L_q} \end{bmatrix} \vec{i}_{dq,s}^r + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\lambda_m^r \omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \quad (7.32)$$

Os autovalores de (7.32) são dados por (7.33), em que o fator de amortecimento é dado por (7.34) e a frequência natural por (7.35).

$$\Lambda = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (7.33)$$

$$\xi = \frac{(L_d + L_q)(r_s + k_I V_{dc})}{2\sqrt{L_d L_q} \sqrt{(r_s + k_I V_{dc})^2 + \omega_r^2 (L_d - \hat{L}_q)(L_q - \hat{L}_q)}} \quad (7.34)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{(r_s + k_I V_{dc})^2 + \omega_r^2 (L_d - \hat{L}_q)(L_q - \hat{L}_q)}{L_d L_q}} \quad (7.35)$$

Do modelo (7.32), pode-se obter os pontos de equilíbrio das correntes dados por (7.36).

$$\begin{cases} I_{d,s}^r = -\frac{\omega_r (L_q - \hat{L}_q) (\lambda_m^r \omega_r)}{\omega_r^2 (L_d - \hat{L}_q) (L_q - \hat{L}_q) + (r_s + k_I V_{dc})^2} \\ I_{q,s}^r = -\frac{(r_s + k_I V_{dc}) (\lambda_m^r \omega_r)}{\omega_r^2 (L_d - \hat{L}_q) (L_q - \hat{L}_q) + (r_s + k_I V_{dc})^2} \end{cases} \quad (7.36)$$

Observa-se que se a indutância de eixo em quadratura estimada é igual ao valor da indutância de eixo em quadratura, isto é,  $\hat{L}_q = L_q$ , obtêm-se como pontos de operação de (7.36) uma corrente de eixo direto nula e uma corrente de eixo em quadratura dada por (7.37). Portanto, é possível obter um controle equivalente ao ZADC sem a necessidade de medir a posição do rotor! É importante ressaltar que esse resultado é independente do conhecimento da indutância de eixo direto, o que é outra vantagem dessa abordagem. No entanto, é necessária a informação da velocidade do GSIP para a realização da técnica, mas esta pode ser obtida a partir da aplicação de um circuito PLL normalizado<sup>6</sup> nas correntes. Dessa forma, evita-se a necessidade de se utilizar um sensor de velocidade e garante-se que a técnica tenha características *sensorless* no GSIP (PACAS, 2011).

$$I_{q,s}^r = -\frac{\lambda_m^r \omega_r}{r_s + k_I V_{dc}} \quad (7.37)$$

As funções de transferência da corrente de eixo direto e da corrente de eixo em quadratura são escritas em relação à tensão de eixo em quadratura  $e_q^r$ , conforme apresentado em (7.38). Esta tensão é obtida pelo produto do fluxo dos ímãs permanentes e da velocidade angular elétrica do rotor. Observa-se que, quando  $L_d = L_q$  as mesmas conclusões obtidas para a aplicação em fontes de alimentação são válidas sobre a dinâmica do sistema. E, como esse é o caso de interesse desse trabalho, a análise sobre o comportamento dinâmico do GSIP pode ser inferida

<sup>6</sup>Apresentado no Apêndice II.

da seção anterior.

$$[\mathbf{H}(s)] = \begin{bmatrix} \frac{i_{d,s}^r}{e_q^r} \\ \frac{i_{q,s}^r}{e_q^r} \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} \frac{\omega_r(L_d - \hat{L}_q)/L_q}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \\ \frac{s + (r_s + k_I V_{dc})/L_d}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \end{bmatrix} \quad (7.38)$$

## 7.5 Controle da Potência

Para poder controlar o torque, velocidade ou a tensão do barramento CC utilizando as mesmas técnicas apresentadas na seção 6.3, é necessário relacionar o ganho do autocontrole com essas variáveis. A relação exata do ganho do autocontrole de corrente com compensação em função dos parâmetros do GSIP é dada por (7.37), em que parte-se do princípio que o valor da indutância de eixo em quadratura é estimado corretamente, isto é,  $\hat{L}_q = L_q$ . Como esta relação depende da resistência do estator, não é interessante trabalhar diretamente com a mesma devido à dependência paramétrica da mesma. Portanto, propõe-se desprezá-la, obtendo como resultado (7.39). Dessa forma, devem ser analisadas as implicações da aproximação realizada para o controle da potência.

$$I_{q,s}^r = -\frac{\lambda_m^r \omega_r}{r_s + k_I V_{dc}} \approx -\frac{\lambda_m^r \omega_r}{k_I V_{dc}} \quad (7.39)$$

Sabe-se que, para a condição em que  $L_d = L_q$ , o torque é proporcional à corrente de eixo em quadratura. Assim, conclui-se que, o erro ao relacionar o ganho do autocontrole por (7.39) é o mesmo para cálculo do torque. Este erro será máximo na condição de corrente nominal, pois o ganho será mínimo, isto é, a resistência equivalente ( $R_{eq}$ ) emulada pelo autocontrole será mínima para permitir que mais corrente circule no circuito, conforme evidenciado em (7.37). Supondo que as perdas na resistência do estator na condição de potência nominal representem uma porcentagem  $\delta\%$  da potência ativa nominal entregue à carga ou ao barramento CC, o máximo erro cometido ao calcular a corrente ou o torque por (7.39) é igual a  $\delta\%$ . Portanto, o controle em malha aberta do torque pode ser feito utilizando a técnica de autocontrole com compensação desde que o erro cometido seja aceitável. A relação entre o

torque e o ganho do autocontrole é dada por (7.40).

$$k_I^* = -\frac{-\lambda_m^r \omega_r}{V_{dc} k_{T_e} T_e^*} \quad (7.40)$$

No caso das malhas de controle de velocidade e de controle de tensão no barramento CC, se for utilizado um controlador que garanta seguimento de referência e rejeição de perturbações, o próprio controlador irá compensar os efeitos causados pela aproximação proposta. Isto é, o controlador de velocidade gera um torque de referência maior que o necessário para o gerador, de forma que o torque elétrico produzido pelas correntes do GSIP compense o torque de carga ou garanta o seguimento da referência de velocidade. O mesmo se aplica ao controle de tensão com relação à carga e descarga do capacitor do barramento CC. Um controlador simples que realiza essas funções é o controlador PI e este foi utilizado no projeto dos controladores dessas malhas no Capítulo 6. Observa-se que, métodos de MPPT do tipo P&O também são capazes de compensar os efeitos da aproximação proposta, pois o rastreamento só irá parar de variar o ganho de referência da malha de corrente quando o método identificar que a máxima potência foi alcançada.

O diagrama de blocos da técnica de autocontrole de corrente com compensação aplicada ao GSIP está ilustrado na Fig. 7.12. Observa-se que a velocidade do GSIP ( $\hat{\omega}_{r,f}$ ) é estimada a partir da aplicação de um PLL<sub>N</sub> nas correntes. Para a geração da referência do autocontrole a partir das técnicas de “controle da potência” é adicionado um estágio intermediário, em que realiza-se a aproximação proposta e nota-se que a velocidade estimada pelo PLL<sub>N</sub> é necessária para obter o valor do ganho.

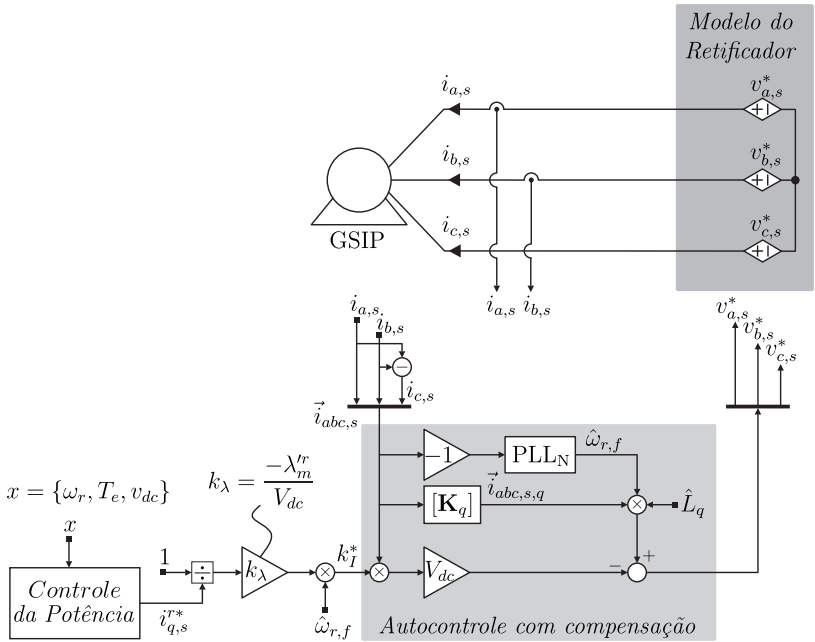


Figura 7.12: Diagrama de blocos do autocontrole com compensação no GSIP.

## 7.6 Aspectos da Implementação Digital

Devido ao aumento da largura de banda com baixa carga e aos atrasos da implementação digital, a técnica de autocontrole de corrente ao operar com baixa carga está sujeita à instabilidade. Duas metodologias para determinação do limite e melhoria da estabilidade da técnica de autocontrole tradicional em retificadores monofásicos do tipo *boost* são encontradas na literatura (MATHER; MAKSIMOVIC, 2011; LANGE; HELDWEIN, 2011).

O primeiro autor discretiza o modelo de pequenos sinais do conversor pelo método de Euler e obtém conclusões a partir da análise do pólo da função de transferência obtida. No entanto, o mesmo não considera efeitos de atraso e o máximo valor de ganho obtido é sobrestimado, isto é, o limite encontrado de potência mínima que o conversor pode processar é menor do que o real. Contudo, na aplicação de retificadores unidirecionais monofásicos isso não se mostrou um problema, pois a partir desse limite o conversor passa a operar em modo de condução descontínua, o que melhora a estabilidade do sistema (MATHER; MAKSIMOVIC, 2011).

Já o segundo autor analisa a estabilidade considerando os efeitos dos atrasos. Como resultado obtém-se um valor de ganho menor, cuja validade da análise é realizada por simulações e por resultados experimentais.

Contudo, os resultados obtidos para o caso monofásico não podem ser generalizados para o caso trifásico, pois há o acoplamento entre os eixos  $dq$ . No entanto, é fundamental determinar esse limite para garantia da operação segura do GSIP. O modelo do GSIP autocontrolado considerando os atrasos<sup>7</sup> é dado por (7.41). Observa-se que, a análise desse sistema não é trivial, pois a representação exata do modelo é função de estados infinitos (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007). Uma solução para essa representação, seria aumentar a frequência de amostragem ( $f_a = 1/T_a$ ) e representar o sistema no tempo discreto por meio da transformada  $z$ , de forma que o atraso seja múltiplo inteiro do novo período de amostragem. No entanto, essa solução irá aumentar a ordem do sistema pelo fator entre o atraso e o novo período de amostragem vezes o número de estados, o que se apresenta como uma desvantagem. Além dessa abordagem ainda assim ser uma simplificação, fica difícil representar o sistema e obter relações simples entre o ganho máximo e

<sup>7</sup>A variável de tempo está explícita para indicar o atraso nos sinais de comando.

a estabilidade do sistema.

$$\begin{cases} L_d \frac{di_{d,s}^r(t)}{dt} = -r_s i_{d,s}^r(t) + \omega_r L_q i_{q,s}^r(t) + \\ \quad -k_I V_{dc} i_{d,s}^r(t - 3T_a/2) - \omega_r \hat{L}_q i_{q,s}^r(t - 3T_a/2) \\ L_q \frac{di_{q,s}^r(t)}{dt} = -r_s i_{q,s}^r(t) - \omega_r L_d i_{d,s}^r(t) - \lambda_m^r \omega_r + \\ \quad -k_I V_{dc} i_{q,s}^r(t - 3T_a/2) + \omega_r \hat{L}_q i_{d,s}^r(t - 3T_a/2) \end{cases} \quad (7.41)$$

Para resolver o problema do acoplamento e tornar a análise do sistema mais simples, devem ser interpretadas as relações físicas do sistema (7.41). Esse sistema pode ser representado por meio do circuito elétrico equivalente ilustrado na Fig. 7.13.

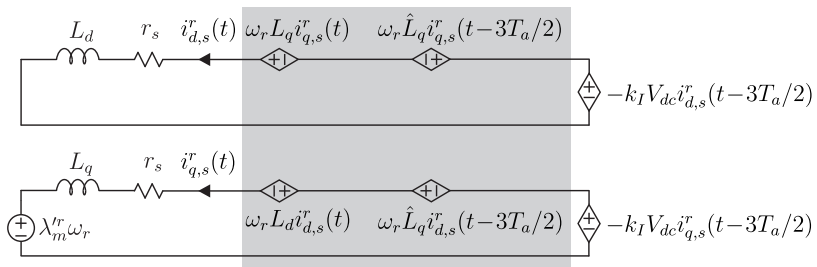


Figura 7.13: Circuito equivalente do GSIP aplicando a técnica de autocontrole com compensação digital.

Independentemente da técnica de autocontrole empregada, observa-se que no circuito da Fig. 7.13 a tensão de velocidade no circuito de eixo em quadratura é praticamente nula com baixas cargas. Isso acontece porque o valor da resistência equivalente é muito alto e a corrente de eixo direto é muito pequena. Portanto, desprezar o efeito dessa tensão no circuito de eixo em quadratura, que é o circuito que se deseja obter as relações de estabilidade, é fisicamente plausível. Essa suposição é reforçada pelo resultado obtido para o sistema contínuo, em que a conclusão sobre a estabilidade do sistema é independente da compensação empregada. O mesmo se aplica à queda de tensão sobre a resistência do estator, que será muito pequena e pode ser desprezada. Desprezar a resistência significa ignorar um amortecimento natural do sistema e, portanto, se o sistema é estável sem a resistência, também o será com a mesma. Para o circuito de eixo direto não há interesse em analisá-lo,

pois a tensão interna é nula e a tensão de velocidade é uma imagem do que acontece no circuito de eixo em quadratura.

Dessa forma, a estabilidade será analisada a partir do circuito apresentado na Fig. 7.14. Observa-se que, esse circuito é equivalente ao apresentado em (LANGE; HELDWEIN, 2011) para análise do retificador monofásico e, portanto, será aplicada a mesma metodologia.

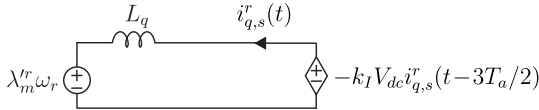


Figura 7.14: Circuito equivalente para análise da estabilidade do GSIP autocontrolado.

### 7.6.1 Análise Matemática da Estabilidade

Considere o diagrama de blocos da Fig. 7.15, que representa as funções de transferência do circuito elétrico da Fig. 7.14. A estabilidade desse sistema pode ser analisada a partir da margem de fase da função de transferência de malha aberta dada por (7.42).

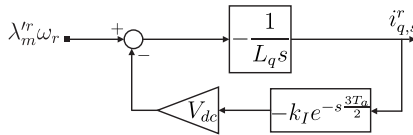


Figura 7.15: Diagrama de blocos para análise da estabilidade do GSIP autocontrolado digitalmente.

$$G(s) = \frac{k_I V_{dc}}{L_q s} e^{-s \frac{3T_a}{2}} \quad (7.42)$$

O limite da estabilidade do sistema é obtido no ponto em que a margem de fase é nula (7.43). A margem de fase é calculada no ponto em que o módulo de (7.42) é unitário, isto é, na frequência de cruzamento  $\omega_0$ .

$$PM = -\pi - \arg(G(j\omega_0)) = -\frac{\pi}{2} + \frac{3}{2}\omega_0 T_a \quad (7.43)$$



Dessa forma, o valor máximo de ganho do autocontrole é dado por (7.44) e a potência mínima que pode ser processada pelo conversor por (7.45). Para esse sistema, a largura de banda é um pouco menor do que a frequência de cruzamento, mas a sua determinação analítica é dificultada pela presença dos atrasos.

$$k_{I,max} = \frac{\pi L_q f_a}{3 V_{dc}} \quad (7.44)$$

$$P_{o,min} = \frac{9}{2\pi} \frac{(\lambda_m^r \omega_r)^2}{L_q f_a} \quad (7.45)$$

Observa-se que, a metodologia empregada em (MATHER; MAKSIMOVIC, 2011) também foi aplicada para analisar a estabilidade do sistema autocontrolado. Isto é, foi aplicada a discretização pelo método de Euler em (7.32). Como resultado, obteve-se o mesmo valor de ganho máximo do caso monofásico, cujo limite de potência mínima é dado por (7.46). Ao utilizar esse limite para o caso trifásico, pode-se levar o sistema a instabilidade. Essa diferença tem um erro de 95% com relação ao valor calculado por (7.45). Esse resultado é válido para as duas estratégias de autocontrole.

$$P_{o,min} = \frac{3}{4} \frac{(\lambda_m^r \omega_r)^2}{L_q f_a} \quad (7.46)$$

### 7.6.2 Validação da Análise por Simulação

Para verificar a estabilidade foi considerada a operação do WECS com circuito comutado do VSR e do  $VSR_{\Delta}$ , em que o GSIP é descrito pelo seu circuito elétrico equivalente em regime permanente (Fig. 3.26) e foi empregado o programa PSIM®. Serão apresentados resultados somente do VSR, pois a partir de resultados de simulação percebeu-se que o VSR está mais susceptível à instabilidade do que o  $VSR_{\Delta}$ . Isso se deve ao fato do  $VSR_{\Delta}$  entrar em modo de condução descontínua ao processar a mínima potência da condição de estabilidade do autocontrole. Verifica-se a necessidade de uma análise mais aprofundada sobre o comportamento nesse modo de operação. Esse fenômeno também ocorre no caso monofásico (MATHER; MAKSIMOVIC, 2011). No entanto, não serão abordados neste trabalho avanços para garantia da estabi-

lidade das técnicas de autocontrole a vazio, pois WECSs não operam nesta condição (BIANCHI; BATISTA; MANTZ, 2007). Dessa forma, esta seção apresenta uma dificuldade do autocontrole ao ser implementado de maneira digital, devido à não garantia da estabilidade e impossibilidade de operar a vazio.

O procedimento para testar os limites operacionais do autocontrole digital será realizado simulando o sistema com um valor de ganho abaixo do valor máximo e variar lentamente este valor até atingir a instabilidade. Desta forma, determinam-se os instantes em que a instabilidade ocorre. Para verificar que os limites de estabilidade estão próximos em ambas as estratégias de autocontrole de corrente, o procedimento será aplicado considerando também a aplicação do autocontrole tradicional.

De acordo com a análise que será realizada na próxima seção, o valor máximo do ganho autocontrole calculado a partir de (7.44) é igual a 103,4 m $\Omega$ /V. E, a partir de (7.45) determina-se a potência mínima que deve ser processada pelo retificador. Esta é função da frequência de operação do rotor, cujo comportamento é uma função quadrática, conforme ilustrado na Fig. 7.16. De acordo com a análise dos pontos de operação desenvolvida no Capítulo 5, a frequência elétrica mínima do rotor é igual a 22,44 Hz. Portanto, para esta condição de operação a potência mínima é igual a 65 W.

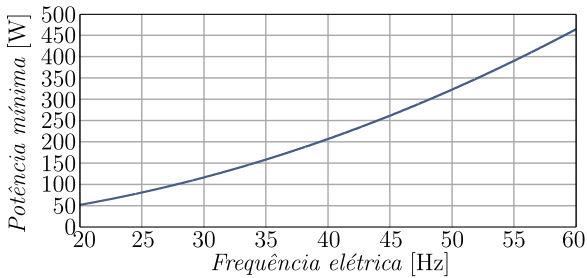


Figura 7.16: Potência mínima para estabilidade do autocontrole aplicado ao WECS deste trabalho.

Na Fig. 7.17 e na Fig. 7.18 estão ilustrados os resultados de simulação obtidos com o autocontrole tradicional e com compensação, respectivamente. Nessas figuras (b), estão ilustrados o valor máximo do ganho e o ganho de referência, em que se observa que o ganho de referência é variado lentamente durante 1 s. Verifica-se nestas figuras que os limites de estabilidade são obtidos para 96 m $\Omega$ /V ( $PM = 6, 4^\circ$ )

e  $98 \text{ m}\Omega/\text{V}$  ( $PM = 4,7^\circ$ ), respectivamente. Portanto, confirma-se a premissa anterior que o comportamento do sistema é muito parecido com baixa carga. E, que o limite de estabilidade está próximo do valor estimado pela análise do circuito equivalente com as aproximações realizadas.

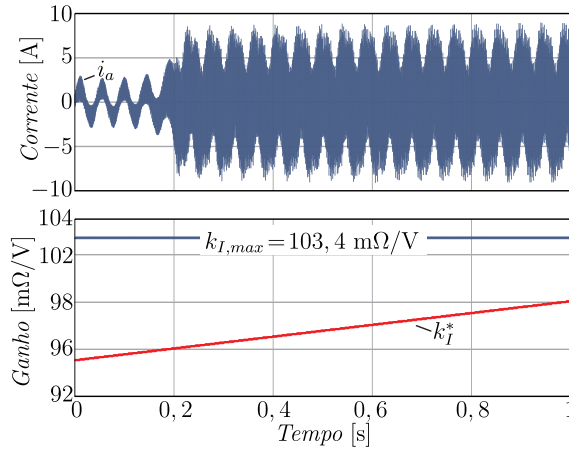


Figura 7.17: Resultado de simulação para análise da estabilidade do auto-controle com compensação no VSR.

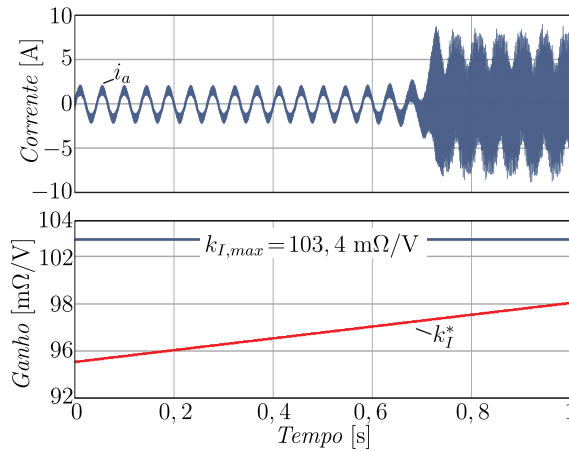


Figura 7.18: Resultado de simulação para análise da estabilidade do auto-controle tradicional no VSR.

## 7.7 Aplicação ao WECS

### 7.7.1 Análise da Viabilidade do Emprego do Autocontrole

A viabilidade da aplicação do autocontrole de corrente com compensação ao WECS em análise é verificada por meio da análise dos pontos de operação, conforme apresentado no Capítulo 5. Observa-se que, não é preciso reformular os problemas de otimização, pois a metodologia de análise utilizada neste capítulo foi realizada a partir das variáveis do plano  $dq0$ . Portanto, para determinar os pontos de operação de interesse, deve-se substituir os resultados obtidos no Capítulo 5 nas relações derivadas neste capítulo. A aproximação realizada na seção 7.5 não é considerada para a determinação dos pontos de operação, pois, como visto, é possível utilizar controladores que compensem o efeito dessa aproximação.

O WECS é analisado para o caso de interesse, em que  $\hat{L}_q = L_q$  e  $L_d = L_q$ . Dessa forma, o ganho  $k_I$  pode ser determinado a partir de (7.37), cujo resultado obtido para o sistema em análise é apresentado na Fig. 7.19. Além do ganho, está também ilustrado o valor máximo de ganho para que o sistema opere em condições estáveis ao ser implementado de maneira digital. Verifica-se que, o valor máximo é cerca de duas vezes maior do que o ganho obtido na condição de vento mínima, que é igual a  $54,08 \text{ m}\Omega/\text{V}$ . Portanto, o autocontrole de corrente com compensação pode ser aplicado ao sistema eólico em análise de maneira analógica ou digital, em que a implementação digital não necessita de técnicas para melhorar a estabilidade com baixa carga<sup>8</sup>.

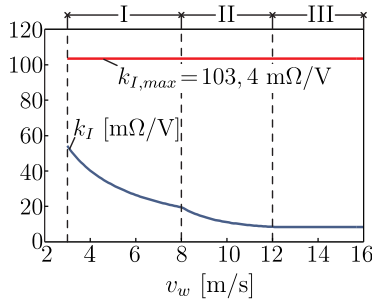


Figura 7.19: Ganho do autocontrole com compensação em função dos pontos de operação.

<sup>8</sup>Em (MATHER; MAKSIMOVIC, 2011; LANGE; HELDWEIN, 2011) são apresentados métodos para melhorar a estabilidade com baixa carga no caso de retificadores monofásicos.

A resistência equivalente e a capacitância equivalente emuladas pelo conversor autocontrolado estão ilustradas, respectivamente, na Fig. 7.20 e na Fig. 7.21. Observa-se que, ambos os resultados estão dentro de valores fisicamente realizáveis. A resistência foi obtida pela multiplicação do ganho  $k_I$  pelo valor da tensão no barramento CC  $V_{dc}$ . Já o valor da capacitância foi obtido partir de (7.6), em que foi substituído  $L_b$  por  $L_q$  e  $\omega_e$  por  $\omega_r$ .

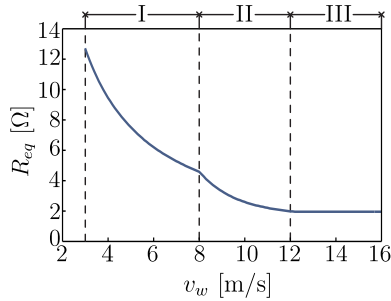


Figura 7.20: Resistência equivalente em função dos pontos de operação.

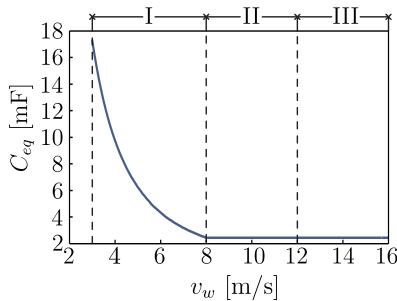


Figura 7.21: Capacitância equivalente em função dos pontos de operação.

Outro parâmetro de interesse é largura de banda do sistema em malha fechada da malha de corrente de eixo em quadratura ilustrada na Fig. 7.22. Esta foi obtida considerando que o sistema é implementado com controle analógico, a partir de (6.16), em que o fator de amortecimento e a frequência natural são dados, respectivamente, por (7.34) e por (7.35). Observa-se que há uma variação da largura de banda de cerca de seis vezes entre a potência nominal ( $BW = 124$  Hz) e a potência mínima ( $BW = 714$  Hz). A verificação da qualidade da regulação de

corrente será realizada a partir de resultados de simulação na próxima seção.

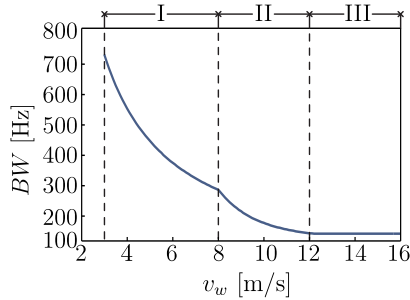


Figura 7.22: Largura de banda em função dos pontos de operação.

## 7.7.2 Simulação da Operação do WECS

Assim como no Capítulo 6, é feita uma simulação do WECS no ambiente *Simulink* do MATLAB®. O autocontrole com compensação e o PLL<sub>N</sub> são implementados de maneira analógica, em que a largura de banda do PLL<sub>N</sub><sup>9</sup> é de 100 Hz, conforme apresentado no Capítulo 4. Para a simulação do modelo do WECS são consideradas as mesmas condições apresentadas no Capítulo 6, em que foi empregado o controle de corrente no plano  $dq0$  na operação do WECS.

### 7.7.2.1 Análise do Desempenho Estático

Dos resultados obtidos pela simulação do modelo de grandes sinais, verifica-se que as características de regulação de corrente e da potência empregando tanto o controle no plano  $dq0$  quanto o autocontrole com compensação são muito parecidas. As pequenas diferenças encontradas são devidas à aproximação realizada em (7.39) para a determinação do ganho de referência do autocontrole.

Na Tabela 7.1 são apresentados os resultados obtidos aplicando o autocontrole com compensação e o controle no plano  $dq0$  para quatro condições de velocidade de vento. Nota-se que os resultados são diferentes apenas na região I ( $v_w \leq 8$  m/s), pois foi empregado um método de MPPT que não tem capacidade de compensar os efeitos da aproximação (7.39). Para as regiões II e III, o controle de velocidade é, de

<sup>9</sup>Da mesma forma que foi implementado para a estratégia de identificação de setores de corrente.

fato, capaz de compensar a aproximação e os resultados obtidos são iguais ao do controle no plano  $dq0$ .

Tabela 7.1: Comparação dos resultados de simulação obtidos com as técnicas de autocontrole e  $dq0$

$v_w$ [m/s]	3	6	9	12	Tipo
$I_{q,s}^r$ [A]	-2,47	-9,81	-24,18	-38,11	Autocontrole
	-2,49	-9,97	-24,18	-38,11	$dq0$
$P_e$ [W]	-121,24	-969,35	-3144,55	-4957,08	Autocontrole
	-121,26	-970,07	-3144,55	-4957,08	$dq0$
$P_t$ [W]	-118,49	-925,84	-2881,53	-4303,46	Autocontrole
	-118,51	-925,31	-2881,53	-4303,46	$dq0$
$f_r$ [Hz]	22,61	45,55	60,00	60,00	Autocontrole
	22,44	44,88	60,00	60,00	$dq0$

O desempenho estático da técnica foi também verificado pela simulação do circuito comutado do  $VSR_{\Delta}$  conectado ao modelo elétrico do GSIP em regime permanente (Fig. 3.26), e, para tanto, foi empregado o programa PSIM®. A simulação foi feita considerando as condições teóricas de frequência elétrica do rotor da Tabela 6.5 e do ganho de referência teórico do autocontrole dado na Tabela 7.2. Além disso, a modulação empregada no  $VSR_{\Delta}$  é a estratégia SVM II com a identificação dos setores de corrente utilizando o mesmo algoritmo de  $PLL_N$  empregado para determinação da velocidade do GSIP e com a compensação dos atrasos digitais na modulação. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 7.3, em que observa-se que os resultados estão de acordo com os valores obtidos teoricamente. Nota-se que, apenas para baixas condições de carga há uma divergência entre os resultados, mas essa é pequena e é devida à baixa qualidade de corrente em condições de baixa carga.

Tabela 7.2: Ganho teórico do autocontrole com compensação nas condições simuladas

$v_w$ [m/s]	3	6	9	12
$k_I$ [mΩ/V]	54,08	26,40	13,98	8,40

Tabela 7.3: Resultados teóricos e de simulação do VSR $\Delta$ 

$v_w$ [m/s]	3	6	9	12	Tipo
$I_{q,s}^r$ [A]	-2,35	-9,83	-24,29	-38,69	Autocontrole
	-2,49	-9,97	-24,18	-38,11	Teórico
$P_e$ [W]	-114,31	-956,42	-3160,80	-5033,44	Autocontrole
	-121,26	-970,07	-3144,55	-4957,08	Teórico
$P_t$ [W]	-111,61	-912,27	-2895,85	-4358,89	Autocontrole
	-118,51	-925,31	-2881,53	-4303,46	Teórico

As correntes de fase do estator para a condição de carga mínima ( $v_w = 3$  m/s) estão ilustradas<sup>10</sup> na Fig. 7.23, em que se observa que as mesmas estão em fase com a onda<sup>11</sup> de força magnetomotriz do rotor,  $-\cos(\theta_r)$ , e que a THD dessas correntes é igual a 4,30%. Para a condição de carga nominal ( $v_w = 12$  m/s) ilustrada na Fig. 7.24, as correntes estão também alinhadas ao campo magnético do rotor e a sua THD é de 0,48%.

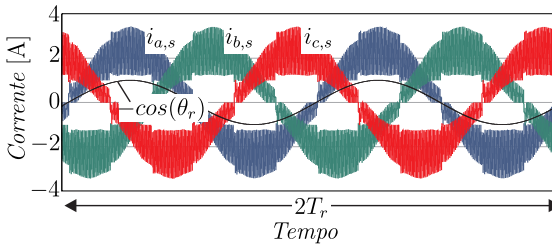


Figura 7.23: Correntes do GSIP obtidas por simulação na condição de potência mínima ( $v_w = 3$  m/s).

### 7.7.2.2 Análise do Desempenho Dinâmico

Uma vez que foi verificado que as características de regulação estáticas da técnica de autocontrole com compensação são semelhantes ao do controle no plano  $dq0$ , serão apenas resultados referentes aos sinais de potência do sistema eólico.

<sup>10</sup> $T_r = 1/f_r$ , em que  $f_r$  é a frequência elétrica do rotor na condição de vento simulada. A frequência elétrica do rotor é apresentada na Tabela 6.5.

<sup>11</sup>É apresentado o valor negativo do  $\cos(\theta_r)$  porque foi utilizada a convecção motor.



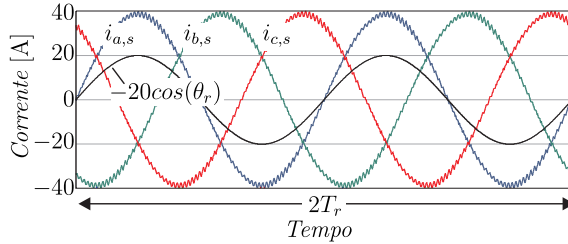


Figura 7.24: Correntes do GSIP obtidas por simulação na condição de potência nominal ( $v_w = 12$  m/s).

As potências obtidas da operação do sistema na região I estão ilustradas na Fig. 7.25, em que foi aplicado do perfil de vento mostrado na Fig. 6.17. Nesta figura também é mostrada a potência nos terminais do GSIP resultante da operação com controle no plano  $dq0$ . Observa-se que os resultados são praticamente iguais em ambas as estratégias. Para a condição simulada, a potência média disponível no vento foi de 2312 W e o coeficiente de potência médio foi de 43,25%, o que significa que a potência média extraída ( $P_{we}$ ) da turbina foi de 999,88 W. O módulo da potência média nos terminais do GSIP foi de 962,26 W e o valor médio das perdas no VSR $_{\Delta}$  empregando a modulação SVM II foi de 17,53 W, portanto, o rendimento médio do conversor foi de 98,18%. Estes resultados são bem próximos aos obtidos no Capítulo 6 com o controle de corrente no plano  $dq0$ .

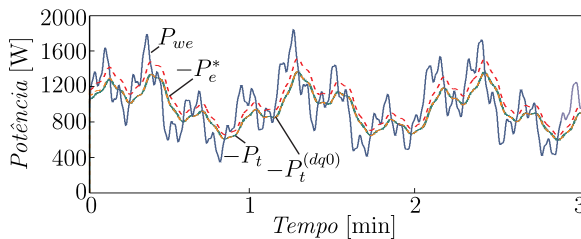


Figura 7.25: Curvas de potências resultantes na operação da região I.

Na Fig. 7.26 estão ilustradas as curvas de potência resultantes da operação na região II com o perfil de vento mostrado na Fig. 6.22. Embora não fosse esperado, a potência média extraída com o emprego da técnica de autocontrole com compensação foi maior. Isso se deve à aproximação empregada gerar um torque (em termos do ganho) de referência menor do que o necessário, o que faz com que a velocidade aumente

para uma dada potência de entrada. E, como as correntes do GSIP são menores, as perdas nos enrolamentos são menores, o que resulta no aumento de potência média processada pelo retificador. Observa-se que, a princípio seja benéfico este efeito, deve-se garantir que a elevação de velocidade não comprometa a estrutura da turbina eólica. Na Fig. 7.27 estão as velocidades mecânica da turbina em ambos os casos estudados, em que verifica-se que o aumento de velocidade na técnica de autocontrole com compensação não é muito elevado e, portanto, não compromete o funcionamento adequado do sistema. Observa-se que, podem ainda ser empregados controladores de velocidade com dinâmicas mais rápidas, o que diminuiria o efeito da aproximação em condições transitórias, ou pode-se também limitar à velocidades menores.

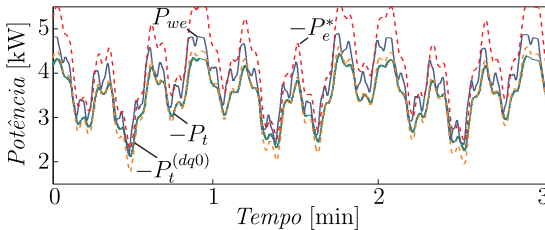


Figura 7.26: Curvas de potências resultantes na operação da região II.

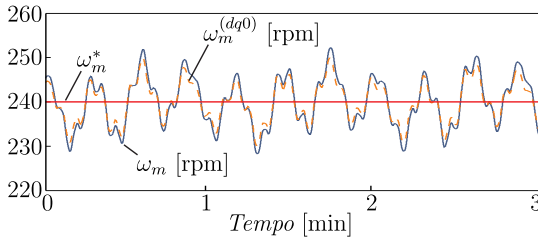


Figura 7.27: Velocidade mecânica da turbina na operação da região II.

Outro parâmetro de interesse na operação do sistema é o ângulo de entrada do retificador  $\delta_i$ , pois é necessário verificá-lo para confirmar a viabilidade do emprego do  $VSR_{\Delta}$  para controle de corrente com alta qualidade. Este é ilustrado na Fig. 7.28 para ambas as estratégias de controle de corrente empregadas neste trabalho, em que verifica-se que nos dois casos os resultados estão próximos e dentro dos limites  $-30^{\circ} \leq \delta_i \leq 30^{\circ}$ .

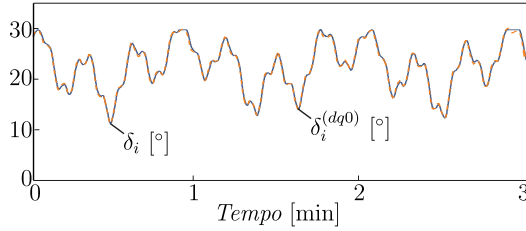


Figura 7.28: Ângulo de entrada do retificador na operação da região II.

## 7.8 Resultados Experimentais

A fim de comprovar o funcionamento da técnica de autocontrole com compensação, foram realizados experimentos com um  $VSR_{\Delta}$  de 6,5 kVA disponível no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), conforme ilustrado<sup>12</sup> na Fig. 7.29. Foi empregado o DSC de ponto flutuante F28335 da *Texas Instruments*.

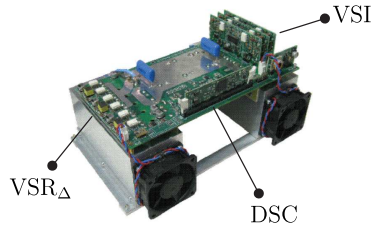


Figura 7.29:  $VSR_{\Delta}$  utilizado para testes.

Os parâmetros e o *setup* de testes estão ilustrados na Fig. 7.30. Observa-se que, o estágio retificador foi conectado à rede elétrica por meio de uma fonte trifásica (um autotransformador com tensão de saída variável) para ajuste da tensão de entrada. Os capacitores de entrada  $C_{in}$  foram empregados para fornecer característica de fonte de tensão senoidal à conexão do indutor *boost* com a fonte, visto que o mesmo tem característica indutiva devido aos enrolamentos do autotransformador. Na saída do retificador foi conectada uma fonte CC para emulação do funcionamento do estágio inversor. O valor do ganho do autocontrole foi ajustado para que ao aplicar a técnica de autocontrole com compensação a potência de saída seja igual a 2 kW.

<sup>12</sup>O conversor é composto também de um estágio inversor trifásico (VSI) para conexão com a rede elétrica (ORTMANN et al., 2011).

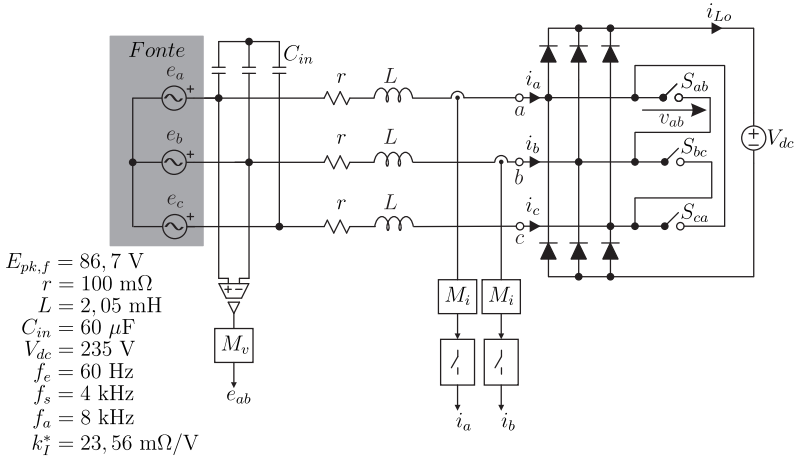
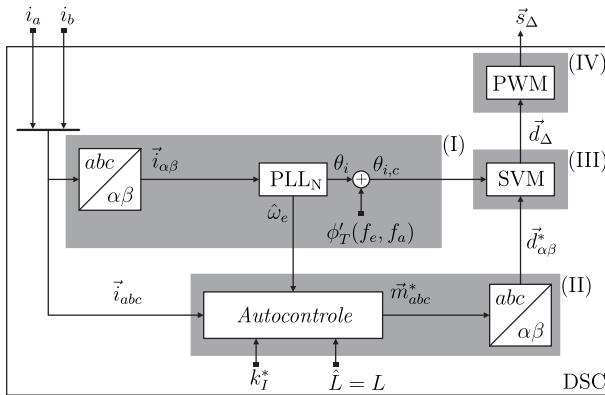

 Figura 7.30: Configuração do VSR $_{\Delta}$  para testes.


Figura 7.31: Fluxograma do autocontrole de corrente empregado no DSC para testes. Os números romanos entre parênteses indicam a sequência em que o algoritmo é executado.

O fluxograma do programa executado para realizar os testes é mostrado na Fig. 7.31. A técnica de controle de corrente empregada foi tanto o autocontrole quanto o autocontrole com compensação. Para a modulação do VSR $_{\Delta}$  foi empregada a técnica SVM I. A largura de banda do PLL $_N$  foi ajustada em 100 Hz, conforme apresentado no Capítulo 4.

### 7.8.1 Resultados do Autocontrole Tradicional

Na Fig. 7.32 estão ilustrados<sup>13</sup> os resultados de simulação para a condição de teste realizada, em que são mostradas a corrente ( $3i_{ab} = i_a - i_b$ ) e a tensão de entrada ( $e_{ab} = e_a - e_b$ ) de linha. Dessa forma, verifica-se a partir dos resultados experimentais mostrados na Fig. 7.33 que estes estão de acordo com os obtidos por simulação.

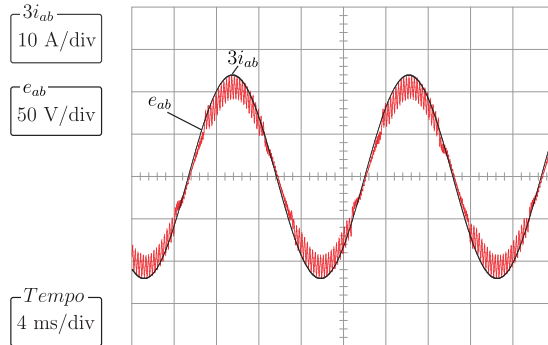


Figura 7.32: Resultado de simulação do autocontrole. Corrente  $3i_{ab}$  e tensão  $e_{ab}$ .

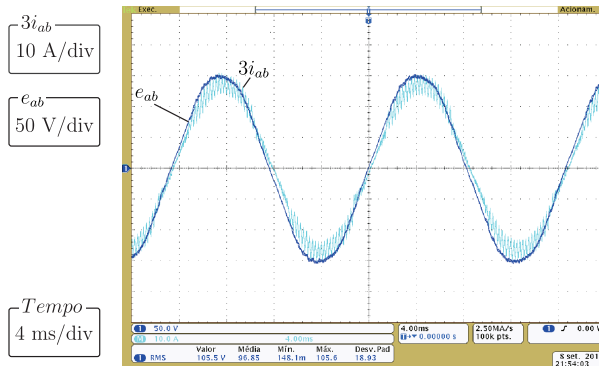


Figura 7.33: Resultado experimental do autocontrole. Corrente  $3i_{ab}$  e tensão  $e_{ab}$ .

Na Fig. 7.34 são apresentadas em detalhes as formas de onda de tensão e corrente. A partir desta, percebe-se que há uma defasagem

<sup>13</sup>Na figura as formas de onda estão ilustradas para facilitar a comparação com os resultados experimentais obtidos, pois ambas estão com a mesma proporção.

entre a tensão de entrada e a corrente, confirmando que na técnica de autocontrole tradicional existe um atraso causado pela presença do indutor *boost*.

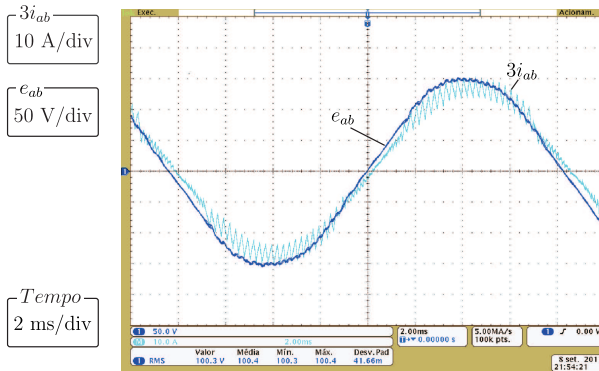


Figura 7.34: Resultado experimental em detalhes do autocontrole. Corrente  $3i_{ab}$  e tensão  $e_{ab}$ .

Sabe-se que, na técnica de autocontrole tradicional as correntes do retificador estão em fase com as tensões sintetizadas pelo mesmo. Esta situação está ilustrada na Fig. 7.35, em que são mostradas a tensão de linha ( $v_{ab}$ ) sintetizada pelo retificador; e, a corrente e tensão ilustradas na Fig. 7.34. Observa-se que a corrente e a tensão sintetizada pelo retificador estão em fase.

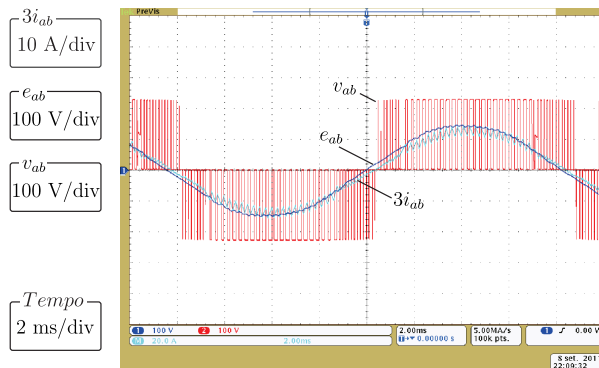


Figura 7.35: Resultado experimental do autocontrole. Corrente  $3i_{ab}$  e tensões  $v_{ab}$  e  $e_{ab}$ .

Nas Fig. 7.36 e Fig. 7.37 são apresentados, respectivamente, resultados de simulação e experimentais. Nestas estão mostradas as correntes de fase, da tensão do barramento CC e da tensão de linha sintetizada pelo VSR $_{\Delta}$ . Dessa forma, confirma-se que os resultados experimentais estão de acordo com as análises desenvolvidas no decorrer deste trabalho.

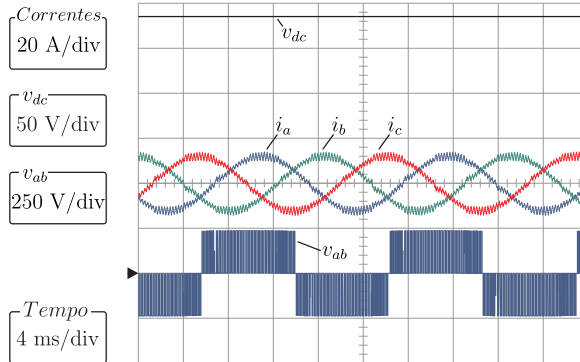


Figura 7.36: Resultado de simulação do autocontrole. Correntes de fase e tensões  $v_{ab}$  e  $v_{dc}$ .

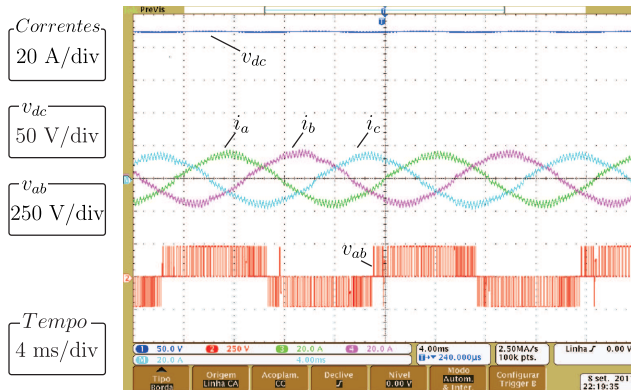


Figura 7.37: Resultado experimental do autocontrole. Correntes de fase e tensões  $v_{ab}$  e  $v_{dc}$ .

### 7.8.2 Resultados do Autocontrole com Compensação

Na Fig. 7.38 estão ilustrados<sup>14</sup> os resultados de simulação para a condição de teste realizada, em que são mostradas a corrente ( $3i_{ab} = i_a - i_b$ ) e a tensão de entrada ( $e_{ab} = e_a - e_b$ ) de linha.

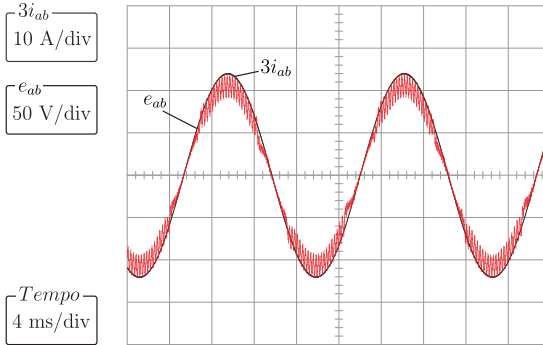


Figura 7.38: Resultado de simulação do autocontrole. Corrente  $3i_{ab}$  e tensão  $e_{ab}$ .

Dessa forma, verifica-se a partir dos resultados experimentais mostrados na Fig. 7.39 que estes estão de acordo com os obtidos por simulação.

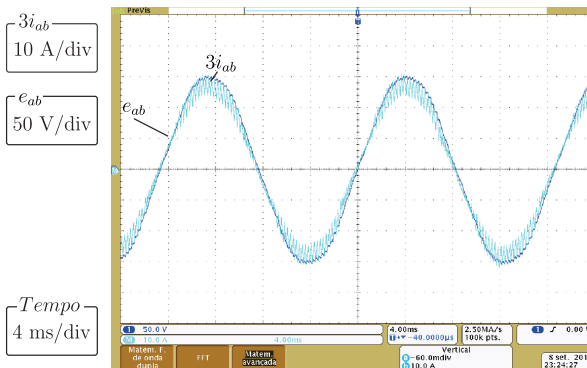


Figura 7.39: Resultado experimental do autocontrole com compensação. Corrente  $3i_{ab}$  e tensão  $e_{ab}$ .

Na Fig. 7.40 são apresentadas em detalhes as formas de onda de ten-

<sup>14</sup>Na figura as formas de onda estão ilustradas para facilitar a comparação com os resultados experimentais obtidos, pois ambas estão com a mesma proporção.



são e corrente. A partir desta, percebe-se que não há defasagem entre a tensão de entrada e a corrente, confirmando que o atraso causado pela presença do indutor *boost* é apropriadamente compensado pela técnica proposta.

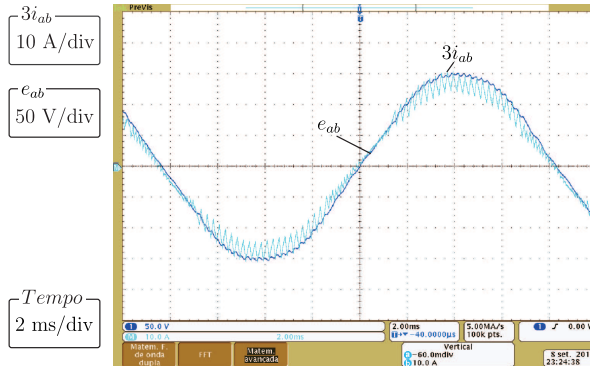


Figura 7.40: Resultado experimental em detalhes do autocontrole com compensação. Corrente  $3i_{ab}$  e tensão  $e_{ab}$ .

Com a técnica com compensação verifica-se que as tensões sintetizadas pelo  $VSR_{\Delta}$  não estão em fase, mas adiantadas, conforme ilustrado na Fig. 7.41.

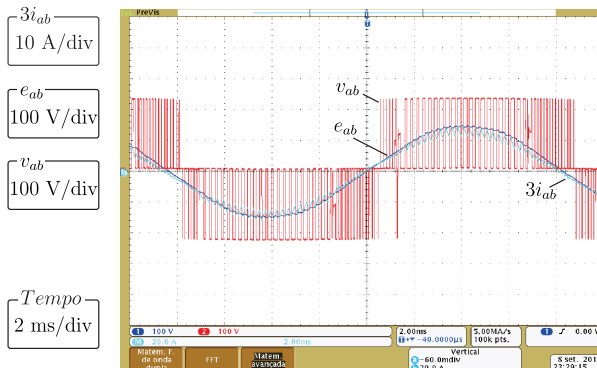


Figura 7.41: Resultado experimental do autocontrole com compensação. Corrente  $3i_{ab}$  e tensões  $v_{ab}$  e  $e_{ab}$ .

Nas Fig. 7.42 e Fig. 7.43 são apresentados, respectivamente, resultados de simulação e experimentais. Nestas estão mostradas as correntes

de fase, da tensão do barramento CC e da tensão de linha sintetizada pelo  $VSR_{\Delta}$ . Dessa forma, confirma-se que os resultados experimentais estão de acordo com as análises desenvolvidas no decorrer deste trabalho.

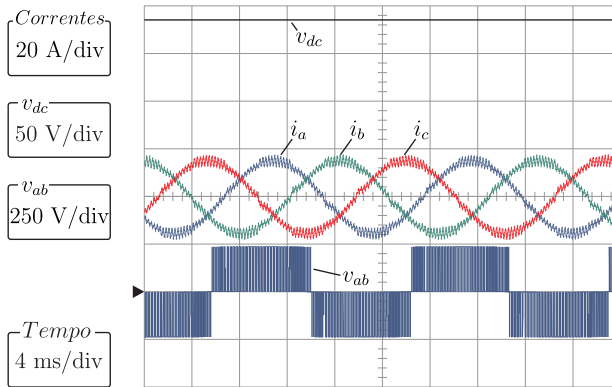


Figura 7.42: Resultado de simulação do autocontrole com compensação. Correntes de fase e tensões  $v_{ab}$  e  $v_{dc}$ .

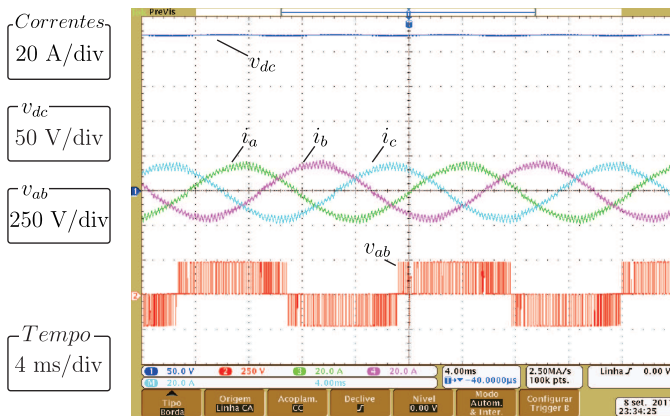


Figura 7.43: Resultado experimental do autocontrole com compensação. Correntes de fase e tensões  $v_{ab}$  e  $v_{dc}$ .

## 7.9 Conclusão

Neste capítulo foi realizada uma revisão bibliográfica da técnica de autocontrole de corrente, em que identificou-se que a mesma ainda é pouco difundida na literatura. Nesse contexto, observa-se que não há uma denominação em comum para a técnica e suas variações (BEN-YAAKOV; ZELTSER, 1998; BORGONOVO, 2005; MATHER; MAKSIMOVIC, 2011), o que dificulta sua difusão e o compartilhamento de resultados entre os pesquisadores do assunto.

Foram apresentados os conceitos da técnica aplicada a retificadores monofásicos e a sua extensão ao caso trifásico (BORGONOVO, 2005). Esses conceitos são fundamentais para entender o princípio de emulação de elementos passivos da técnica, em que, na técnica tradicional faz-se o conversor se comportar como uma resistência. Dessa forma, identificou-se a possibilidade de compensar os atrasos causados pelo indutor *boost* por meio da adição de uma característica capacitiva ao conversor, isto é, o conversor passa a emular uma resistência em série com um capacitor. No entanto, surge a problemática de como será adicionada essa característica capacitiva, pois é necessário garantir a estabilidade na operação do conversor. Esse problema foi resolvido de uma maneira simples, que se deve à condição de equilíbrio natural de sistemas trifásicos a três condutores, em que foram gerados sinais em quadratura a partir de simples relações vetoriais do sistema *abc*.

A análise da aplicação desses comandos foi feita em detalhes a partir do modelo do conversor conectado a fontes de alimentação trifásicas no plano  $dq0$ . A vantagem de descrever o conversor neste sistema de variáveis é tornar os estados do sistema sinais constantes e eliminar a dependência da variável do tempo (a posição do sistema de referência) para a análise do sistema. Dessa forma, o sistema foi analisado a partir de conceitos de estabilidade de sistemas lineares. A partir da análise dos autovalores do sistema e das suas funções de transferência foram determinadas as condições de estabilidade e a característica dinâmica do sistema. Os modelos desenvolvidos foram comparados por resultados de simulação com a resposta do circuito comutado do VSR, em que se confirma que a modelagem realizada está de acordo com o sistema comutado.

A partir dos resultados obtidos ao aplicar a técnica de compensação em fontes de alimentação, identificou-se a possibilidade de aplicar a técnica ao controle de corrente no GSIP. Devido às características particulares do GSIP, esse foi analisado a partir do seu modelo no plano  $dq0$  desenvolvido no Capítulo 3. Foi demonstrado que, independentemente

do conhecimento da posição do rotor, da indutância de eixo direto ou da resistência do estator é possível obter corrente de eixo direto nula. Portanto, além de eliminar a necessidade do sensor de posição, a técnica é robusta a variações paramétricas da resistência do estator. No entanto, é necessária a velocidade do GSIP para aplicação da técnica. Para tanto, aplica-se nas correntes do GSIP o PLL<sub>N</sub> analisado no Apêndice II. Além do mais, mostra-se como aplicar as técnicas de controle da potência utilizadas em técnica de controle por campo orientado e apresentadas no Capítulo 6.

Foram apresentados e discutidos os aspectos da implementação digital da técnica, em que se observa que a estabilidade do sistema é crítica com baixas cargas. Foi apresentada a determinação do limite da estabilidade com base no sentimento físico do circuito equivalente do sistema, ao invés de obter uma solução matemática exata para um problema que se mostrou ser de difícil análise. Dessa forma, obteve-se uma expressão aproximada do limite de estabilidade e verificou-se a partir de simulações que o limite de estabilidade é muito próximo ao calculado. Além do mais, identifica-se a possibilidade da operação do VSR<sub>Δ</sub> em modo de condução descontínua e a necessidade de maiores investigações sobre esse assunto para a aplicação da técnica em sistemas que operam a vazio.

Na seção 7.7 confirma-se a viabilidade da aplicação do autocontrole com compensação digital ao WECS. São analisados os pontos de operação do sistema a partir dos resultados obtidos no Capítulo 5, em que se observa que não é necessário reformular a análise do sistema. Os pontos de operação podem ser determinados aplicando as relações entre as variáveis do autocontrole com as variáveis do plano  $dq0$ , desenvolvidas neste capítulo. O sistema é estudado pela simulação do modelo de grandes sinais do WECS, em que verifica-se que a análise dos pontos de operação está de acordo com os resultados de simulação. O desempenho da técnica no WECS sob variações de vento é analisado pela transferência de potência à rede, pois verifica-se que as características de regulação de corrente do autocontrole são muito próximas a do FOC. Nota-se que embora as características de transferência de potência são muito parecidas, deve-se tomar cuidado com a técnica de autocontrole devido à sua regulação dinâmica de corrente ser prejudicada pela aproximação proposta em (7.39).

Por fim, são realizados experimentos em laboratório para validação da técnica de controle proposta. Verifica-se que, de fato, é possível atingir o objetivo proposto de compensar o atraso causado pela presença do indutor *boost*.

# Capítulo 8

## Conclusão Geral

### 8.1 Sumário da Dissertação

Os principais assuntos relacionados ao WECS e estudados neste trabalho são ilustrados na Fig. 8.1.

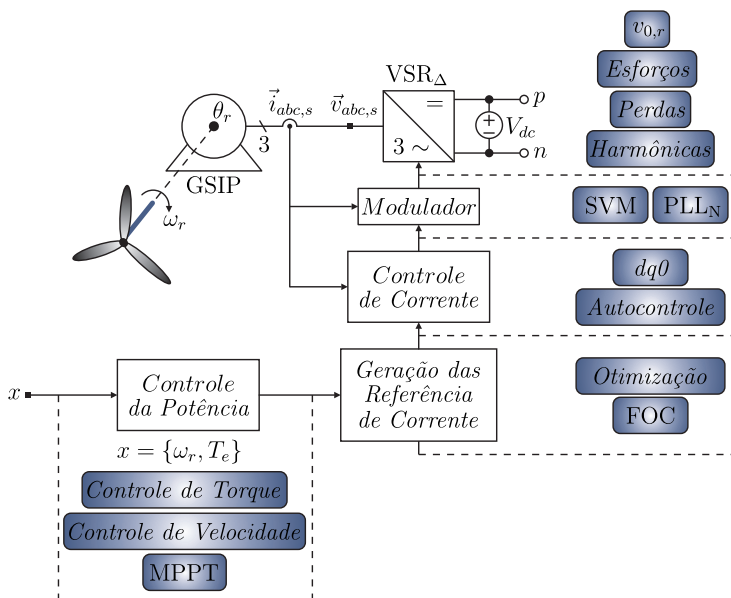


Figura 8.1: Principais assuntos estudados nesta dissertação.

No Capítulo 3 foram abordados os modelos estáticos e dinâmicos dos componentes do WECS para fins de análise, simulação e projeto de conversores estáticos. Foram tratados os modelos de turbinas eólicas.

cas, de GSIPs e de retificadores ativos trifásicos. Adicionalmente, foi proposta uma metodologia sistemática de dimensionamento do WECS levando em consideração as principais características estáticas dos seus componentes, isto é, as características de torque-velocidade. Os conceitos dessas características foram estendidos aos conversores estáticos por meio de variáveis fictícias, de forma a obter uma representação única das características operacionais do sistema eólico.

Ao prosseguir os estudos, foi analisado o bloco modulador no Capítulo 4. Foi realizado um estudo do  $VSR_{\Delta}$  com base nos princípios da análise vetorial. Foi proposta uma nova estratégia de modulação vetorial cujo objetivo é a minimização das perdas em condução do retificador. No entanto, verifica-se a necessidade de um estudo comparativo com uma estratégia já existente, para que possam ser analisadas as vantagens e desvantagens da técnica proposta. Para tanto, no Apêndice I é feito um estudo detalhado da topologia de retificador trifásico estudada, em que, além das perdas, são analisadas a tensão de modo comum gerada no processo de modulação, os esforços de correntes nos semicondutores e no capacitor do barramento CC, e as harmônicas das tensões de linha geradas no processo de modulação. Todo esse estudo é realizado considerando que o ângulo de entrada do retificador ( $\delta_i$ ) não é nulo<sup>1</sup>. Dessa forma, é possível aplicar os resultados obtidos para analisar o comportamento do retificador em função dos pontos de operação do sistema eólico.

Dando continuidade a análise da modulação, são levantados os principais aspectos da implementação digital e identifica-se a necessidade de empregar técnicas de identificação de setores de corrente para obter correntes com alta qualidade, isto é, com baixa THD. Dessa forma, é feito um estudo comparativo entre quatro métodos investigados. Dentre eles, o PLL<sub>N</sub> aplicado às correntes mostra-se como a melhor solução, pois a THD é reduzida pela boa qualidade na identificação de setores proporcionada pelo método. Os PLLs são analisados em detalhes no Apêndice II, em que é também analisado o problema de variação das amplitudes das correntes na estabilidade e desempenho da malha de controle do PLL. Como solução a esta problemática, verifica-se e propõem-se estratégias de normalização do sinal de entrada (as correntes) para garantir que as características dinâmicas especificadas no projeto do controlador sejam atendidas para uma ampla região de operação.

---

<sup>1</sup> Tipicamente considera-se que o ângulo de entrada é nulo em aplicações de correção de fator de potência, pois o valor do ângulo é, em geral, muito pequeno. E, portanto, pode ser desprezado.

No Capítulo 5 são analisadas as estratégias de controle do GSIP a partir dos conceitos de controle por orientação de campo (FOC). As estratégias de controle das correntes, derivadas de técnicas de controle de motores, são aplicadas para analisar os pontos de operação do WECS. Com base nos modelos desenvolvidos no Capítulo 3, no princípio de que o  $VSR_{\Delta}$  irá sintetizar correntes senoidais resultantes do seu processo de modulação e das estratégias de controle do GSIP, foram analisados os pontos de operação do sistema eólico a partir de técnicas de otimização não linear e soluções analíticas. Foram descritos de maneira detalhada os procedimentos para formulação do problema de otimização e foram discutidas as influências dos métodos de MPPT na solução do problema de otimização. Além do mais, é descrito como incluir na análise do sistema perdas não-modeladas no decorrer deste trabalho.

Como resultado dessa análise são obtidos os pontos de operação nominal do sistema eólico para qualquer condição de vento. Assim, foram comparadas as características estáticas da aplicação de diferentes estratégias de controle das correntes, de técnicas de MPPT e de modulação vetorial ao sistema deste trabalho. Conclui-se que a aplicação da técnica de controle com corrente de eixo direto nula (ZADC) e a estratégia de modulação vetorial proposta (SVM II) são as mais adequadas para aplicação ao sistema em estudo, pois possibilitam a operação do sistema com baixas perdas. Verifica-se que há uma redução de 5% das perdas na condição de potência nominal com o emprego da estratégia de modulação proposta. Além disso, percebe-se que a aplicação de métodos de MPPT com diferentes princípios não irá alterar significativamente o ponto que será rastreado, isto é, o ponto de máxima potência.

O projeto dos sistemas de controle e a operação completa do sistema eólico são feitos no Capítulo 6. Os controladores de correntes são realizados no plano  $dq0$ , pois está é aplicação mais usual em acionamentos elétricos e em WECS. Dessa forma, é possível ter uma boa análise comparativa do desempenho da técnica de autocontrole proposta com uma estratégia clássica e consolidada de controle. É feito um estudo comparativo das técnicas de projeto para controle de corrente digital, em que se verifica que os critérios de projeto dos controladores são atendidos somente quando são levados em consideração aspectos da implementação digital. Na sequência, são analisadas técnicas de controle da potência gerada pelo GSIP e processada pelo retificador, em que dentre as técnicas abordadas estão o controle de torque, de velocidade e, adicionalmente, de tensão do barramento CC. Estas são técnicas clássicas, simples e comumente encontradas na literatura de acionamentos elétricos e retificadores trifásicos. Uma revisão bibliográfica de métodos de

MPPT foi realizada, em que nota-se que este é um tema onde há espaço para muitas pesquisas na área de WECS. Verifica-se a necessidade de um nível de controle gerencial, para coordenação dos controladores e MPPT do GSIP nas diferentes regiões de operação do WECS. O comportamento do sistema eólico frente a variações da velocidade do vento foi analisado, em que foram verificados os resultados da operação na região de rastreamento de máxima potência (região I) e na região em que a velocidade da turbina deve ser limitada no seu valor nominal (a partir da região II). Como resultado final, confirma-se a viabilidade do emprego do  $VSR_{\Delta}$  para controle de corrente com alta qualidade no sistema deste trabalho.

No Capítulo 7 foi apresentada a técnica de controle de corrente proposta. Foram apresentados os principais conceitos da técnica e uma análise detalhada da estabilidade do sistema. Identifica-se a necessidade de um estudo adicional para o caso digital, em que o sistema é instável em baixas condições de carga. Demonstrou-se como aplicar técnicas de controle da potência desenvolvidas para técnicas de FOC, de forma que o tempo necessário para a mudança entre as técnicas de controle de corrente seja o mínimo possível. Além disso, verifica-se que existem relações simples entre as variáveis do autocontrole e a modelagem no plano  $dq0$  do GSIP. Confirmou-se a viabilidade do emprego da técnica do WECS deste trabalho e, por fim, são apresentados resultados experimentais da técnica proposta. Dessa forma, foi possível comprovar na prática a técnica de controle de corrente proposta.

## 8.2 Conclusão da Dissertação

A evolução e a reformulação dos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia são consequências diretas do aumento da demanda e preocupação com o meio ambiente. A geração de energia elétrica através de WECSs é uma solução sustentável e vem se mostrando uma alternativa viável para os referidos problemas. As turbinas eólicas equipadas com GSIPs apresentam importantes vantagens sobre outros tipos de máquinas, porém necessitam de conversores estáticos para a conexão com a rede elétrica. A utilização de retificadores PWM trifásicos como estágio de potência imediato ao gerador permite uma operação com maior desempenho e flexibilidade, caracterizando, portanto, um papel preponderante no funcionamento do gerador. Neste contexto, verifica-se que o desempenho geral de um sistema eletronicamente processado está diretamente relacionado à estratégia de controle empregada no conversor.



Com base nesta problemática, este trabalho apresentou uma estratégia de controle de corrente para retificadores PWM trifásicos conectados a GSIPs ou diretamente a fontes de alimentação trifásicas. A estratégia proposta é uma modificação da técnica de autocontrole de corrente e caracteriza-se por utilizar apenas sensores de corrente, simplicidade de implementação e por possibilitar desempenho equivalente às convencionais técnicas de controle por orientação de campo ou controle vetorial. Isto é, não envolve sensores mecânicos de posição ou velocidade. Demonstrou-se que estratégia proposta é equivalente ao controle por orientação de campo, no sentido de impor correntes de eixo direto e em quadratura. A principal característica da proposta é a utilização das próprias correntes do gerador para a geração dos sinais de comando do retificador. Desta forma, faz-se com que o retificador apresente a característica de entrada de uma rede de impedâncias controlada, na qual a porção reativa é responsável pelo cancelamento da potência reativa no gerador e a porção resistiva é responsável pela transferência de potência ativa para o barramento CC do retificador. As análises e resultados apresentados demonstraram a capacidade da proposta em atingir seus objetivos, quais sejam, utilizar apenas a medição de correntes para garantir alta qualidade das correntes e baixas perdas do gerador e, ser de simples implementação e compreensão.

Comparativamente, entretanto, a técnica proposta apresenta potencial para um desempenho melhor que técnicas FOC que necessitem da estimação das resistências do gerador, uma vez que esta informação não é necessária para o bom funcionamento da estratégia proposta. Além disso, o esforço computacional tende a ser menor por serem necessários cálculos relativamente simples e controladores de corrente proporcionais implícitos. Demonstrou-se teoricamente a estabilidade do sistema com a técnica proposta. A estratégia proposta é limitada a aplicações unidirecionais em potência ativa, isto é, não pode ser utilizada para reverter o fluxo de potência em direção ao gerador. O que se apresenta como uma desvantagem em certas aplicações. No entanto, em WECSs não há esse inconveniente, pois o sistema possui apenas fluxo de potência unidirecional, isto é, a máquina atua apenas como gerador.

Para a obtenção da velocidade do gerador, foi proposto um PLL modificado. O PLL utiliza os valores normalizados de corrente, tornando-se robusto frente às variações das amplitudes de corrente, demonstrando-se eficiente e capaz de ser utilizado para controlar a velocidade do gerador. Outra vantagem deste PLL é que, para geradores de baixa indutância, possam-se utilizar retificadores unidirecionais sincronizados pelas correntes. Foram também propostas formas simples para realizar

o controle de torque e velocidade do gerador, as quais são úteis para implementar o controle de um sistema completo de geração eólica.

Para ilustrar e verificar o funcionamento da estratégia de controle proposta foram realizadas simulações numéricas de um WECS de 5 kW incluindo um GSIP de 6,5 kVA, um  $VSR_{\Delta}$  de 6,5 kVA e um barramento CC que representa a injeção da energia gerada em uma rede elétrica. Os resultados de simulação comprovam a capacidade da proposta em cumprir todos os seus objetivos e que pode ser inserida em um sistema completo de geração, garantindo o correto alinhamento vetorial mesmo durante transitórios de potência gerada. Futuros estudos devem prever a aplicação da estratégia proposta à outros tipos de geradores e a análise de técnicas de proteção adequadas.

### 8.3 Sugestões para Trabalhos Futuros

O estudo realizado sobre o sistema eólico foi realizado com o objetivo de verificar quais os requisitos e modelos para operação segura do GSIP e do retificador trifásico. No entanto, faz-se necessário o estudo do sistema em um contexto mais amplo, em que sejam considerados os efeitos dinâmicos dos controles aerodinâmicos. Além disso, verifica-se a necessidade de um estudo sobre técnicas de MPPT e de critérios para análise de desempenho do WECS ao aplicar tais técnicas.

A estratégia de controle de corrente proposta pode ser diretamente aplicada a um WECS que utilize um GSIP, ou seja, uma aplicação de geração eólica com conversor de capacidade nominal. A grande vantagem em se utilizar um retificador ativo trifásico é garantir correntes senoidais e, conseqüentemente, baixas perdas no gerador. Com a estratégia de autocontrole de corrente com compensação, este tipo de aplicação ainda é capaz de reduzir os valores de corrente na máquina, reduzindo assim suas perdas e maximizando a geração de eletricidade. No entanto, ainda faz-se necessário estudar a estratégia proposta em um contexto de sistema mais amplo, onde o inversor para conexão com a rede elétrica esteja incluído e as estratégias de controle sobre condições de falta (*low voltage ride-through*) sejam implementadas. Além disto, verificar a possibilidade de aplicar esta técnica a outros tipos de geradores, por exemplo, geradores que utilizem o torque de relutância ou até mesmo geradores assíncronos.

No contexto da aplicação da técnica de autocontrole identifica-se a possibilidade dos seguintes trabalhos:

- Estudo comparativo da técnica proposta com técnicas de controle

*sensorless* e o efeito das variações paramétricas do gerador no desempenho destas técnicas;

- Técnicas de estimação ou de compensação da variação da indutância de eixo em quadratura de GSIP em que este parâmetro varia. Além disso, técnicas de estimação da resistência elétrica do estator, pois se sabe que a mesma é importante para técnicas de estimação de temperatura e proteção;
- Implementação de técnicas de amortecimento ativo em conjunto com a técnica proposta para a implementação de retificadores comutados em baixas frequências com filtros LCL de entrada;
- Utilização de integradores e derivadores para implementar o cálculo de corrente em quadratura para a utilização em retificadores conectados à rede, em que estejam presentes componentes harmônicas de baixa frequência;
- Técnicas para melhoria da estabilidade com baixas cargas.



## Referências Bibliográficas

- ABIDIN, M. N. Z. Iec 61000-3-2 harmonics standards overview. 2006.
- ABRAMOVITZ, A. Steady-state characteristics of the off-duty cycle controlled apfc with no input voltage sensing. In: *29th Int. Telecommunications Energy Conf. (INTELEC)*. Rome, Italy: [s.n.], 2007. p. 541–546.
- ABRAMOVITZ, A.; EVZELMAN, M.; BEN-YAAKOV, S. Investigation of an alternative apfc control with no sensing of line voltage based on a triangular modulation carrier. In: *23rd Annu. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*. Austin, TE: [s.n.], 2008. p. 709–714.
- AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Piscataway, NJ: Wiley-Interscience, 2007. 400 p.
- ANDERSON, P. M.; BOSE, A. Stability simulation of wind turbine systems. *IEEE Trans. Power App. Syst.*, v. 102, n. 12, p. 3791–3795, 1983.
- ANGQUIST, L.; BONGIORNO, M. Auto-normalizing phase-locked loop for grid-connected converters. In: *IEEE Energy Conversion Congr. Exposition (ECCE)*. San Jose, CA: [s.n.], 2009. p. 2957–2964.
- AYDIN, M.; HUANG, S.; LIPO, T. A. Axial flux permanent magnet disc machines: A review. In: *Symp. Power Electron., Elect. Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. Capri, Italy: [s.n.], 2004.
- BARAKATI, S. M.; KAZERANI, M.; APLEVICH, J. D. Maximum power tracking control for a wind turbine system including a

- matrix converter. *IEEE Trans. Energy Convers.*, v. 24, n. 3, p. 705–713, 2009.
- BARBI, I. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. Florianópolis, SC, Brazil: Editora da UFSC/ELETROBRÁS, 1985. 234 p.
- BARBI, I.; BATISTA, F. A. B. Space vector modulation for two-level unidirectional pwm rectifiers. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 25, n. 1, p. 178–187, 2010.
- BAROUDI, J. A.; DINAHAHI, V.; KNIGHT, A. M. A review of power converter topologies for wind generators. In: *IEEE Int. Conf. Electric Machines and Drives*. San Antonio, TX: [s.n.], 2005. p. 458–465.
- BATISTA, F. *Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais*. 297 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brazil, 2006.
- BATISTA, F. A. B.; BARBI, I. Space vector modulation applied to three-phase three-switch two-level unidirectional pwm rectifier. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 22, n. 6, p. 2245–2252, 2007.
- BATSCHAUER, A. L. *Inversor Multiníveis Híbrido Trifásico baseado em Módulos Meia-ponte*. 266 p. Tese (Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica) — Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brazil, 2011.
- BEN-YAAKOV, S.; ZELTSER, I. Pwm converters with resistive input. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 45, n. 3, p. 519–520, 1998.
- BEN-YAAKOV, S.; ZELTSER, I. The dynamics of a pwm boost converter with resistive input. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 46, n. 3, p. 613–619, 1999.
- BERNARDES, T. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Análise e Controle de Gerador Síncrono a Ímã Permanente Aplicado a Sistema de Conversão de Energia Eólica*. Santa Maria, RS, Brazil: Universidade Federal de Santa Maria, 2009. 192 p.
- BERNARDES, T. A.; PINHEIRO, H.; MONTAGNER, V. F. Pmsg current control in the overmodulation region. In: *IEEE 35th Ann. Conf. Ind. Electron., Control and Instrumentation (IECON)*. Porto, Portugal: [s.n.], 2009. p. 1687–1692.

- BERNET, S. Recent developments of high power converters for industry and traction applications. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 15, n. 6, p. 1102–1117, 2000.
- BEST, R. E. *Phase-Locked Loops: Design, Simulation and Applications*. USA: McGraw-Hill, 2003. 419 p.
- BIANCHI, F. D.; BATISTA, H. D.; MANTZ, R. J. *Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. Germany: Springer, 2007. 577 p.
- BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA., K. Power electronics for wind turbine systems. In: *IEEE Energy Conversion Congr. Exposition (ECCE)*. Phoenix, AZ: [s.n.], 2011. p. 281–290.
- BLAABJERG, F. et al. Power converters and control of renewable energy systems. In: *Plenary Session Paper per I'ICPE*. Pusan, South Korea: [s.n.], 2004.
- BLASCHKE, F. The principles of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating field machines. *Siemens Review*, v. 34, p. 217–220, 1972.
- BOLDEA, I. *Variable Speed Generators*. USA: CRC Press, 2006. 512 p.
- BOLDEA, I. Control issues in adjustable speed drives. *IEEE Ind. Electron. Mag.*, v. 2, n. 3, p. 32–50, 2008.
- BORGONOVO, D. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park*. Florianópolis, SC: Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, 2001. 175 p.
- BORGONOVO, D. *Análise, Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos*. 274 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2005.
- BORGONOVO, D.; MUSSA, S. A. Single-phase boost pfc voltage-doubler self-controlled using fpga. In: *39th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC)*. Rhodes, Greece: [s.n.], 2008. p. 4457–4463.
- BORGONOVO, D. et al. A self-controlled power factor correction single-phase boost pre-regulator. In: *36th Annu. IEEE Power*

- Electron. Specialists Conf. (PESC)*. Recife, PE, Brazil: [s.n.], 2005. p. 2351–2357.
- BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2002. 711 p.
- BOTTERON, F. et al. New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters. *IEE Proc. Electric Power Applicat.*, v. 150, n. 6, p. 733–742, 2003.
- BRIZ, F.; DEGNER, M. W. Rotor position estimation. *IEEE Ind. Electron. Mag.*, v. 5, n. 2, p. 24–36, 2011.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. USA: Morgan & Claypool, 2006. 151 p.
- CALLEGARO, A. D. et al. Power semiconductor switching losses experimental characterization system. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*. Natal-RN, Brazil: [s.n.], 2011.
- CARRASCO, J. M. et al. Power electronic systems for the grid integration of wind turbines. In: *IEEE 32nd Ann. Conf. Ind. Electron., Control and Instrumentation (IECON)*. Paris, France: [s.n.], 2006. p. 4182–4188.
- CASADEI, D. et al. Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 17, n. 5, p. 779–787, 2002.
- CHEN, C. T. *Linear System: Theory and Design*. New York, NY: Oxford University Press, 1999. 352 p.
- CHEN, Y.; PILLAY, P.; KHAN, A. Pm wind generator topologies. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2005.
- CHEN, Z.; GUERRERO, J. M.; BLAABJERG, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 24, n. 8, p. 1859–1875, 2009.
- CHINCHILLA, M.; ARNALTES, S.; BURGOS, J. C. Control of permanent magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid. *IEEE Trans. Energy Convers.*, v. 21, n. 1, p. 130–135, 2006.



- CHUNG, S.-X. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 15, n. 3, p. 431–438, 2000.
- CIOBOTARU, M. et al. Accurate and less-disturbing active antiislanding method based on pll for grid-connected converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 25, n. 6, p. 1576–1584, 2010.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; AGELIDIS, V. G. Offset rejection for pll based synchronization in grid-connected converters. In: *23rd Annu. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*. Austin, TE: [s.n.], 2008. p. 1611–1617.
- COLLIER, D. A. F.; HELDWEIN, M. L. Modeling and design of a micro wind energy system with a variable-speed wind turbine connected to a permanent magnet synchronous generator and a pwm rectifier. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*. Natal-RN, Brazil: [s.n.], 2011.
- COLLIER, D. A. F.; MARYAMA, V.; HELDWEIN, M. L. Low conduction losses pwm rectifier for high efficiency wind power micro-generation. In: *Proc. of the Int. Exhibition Conf. Power Electron., Intelligent Motion and Power Quality (PCIM-Asia)*. Shanghai, China: [s.n.], 2011.
- CUSTÓDIO, R. S. *Energia Eólica para Produção de Energia Elétrica*. Rio de Janeiro: Eletrobrás, 2009. 577 p.
- DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. A general scheme for calculating switching and conduction losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems. In: . Niigata, Japan: [s.n.], 2005. p. 4–8.
- DUBOIS, M. R.; POLINDER, H.; FERREIRA, J. A. Comparison of generator topologies for direct-driven wind turbines. In *Proc. Nordic Countries Power and Ind. Electron. (NORPIE)*, 2000.
- DUBOIS, M. R. J. *Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines*. 266 p. Tese (Doctor of Philosophy) — Technische Universiteit Delft, 2004.
- DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Trans. Amer. Inst. Elect. Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951.

- DUTRA, R. *Energia Eólica: Princípios e Tecnologia*. CRESESB, 2003.  
Disponível em: <www.cresesb.cepel.br>.
- ENERCON. Enercon wind energy converters - product overview. 2010.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. New York, NY: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2001. 883 p.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMANI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Stanford, CA: Addison-Wesley, 1994. 778 p.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. *Digital Control of Dynamic Systems*. Piscataway, NJ: Ellis-Kagle Press, 1998. 850 p.
- GIERAS, J. F.; WANG, R. J.; KAMPER, M. J. *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. Dordrecht, Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2004. 344 p.
- GRAUERS, A. *Design of Direct-driven Permanent-magnet Generators for Wind Turbines*. 133 p. Tese (Doctor of Philosophy) — Chalmers University of Technology, 1996.
- GUO, P. Research of a new mppt strategy based on gray wind speed prediction. In: *Knowledge Acquisition and Modeling, 2009. KAM '09. Second International Symposium on*. Wuhan: China, 2009. v. 3, p. 120–123.
- GWEC. Analysis of the regulatory framework for wind power generation in brazil - summary report. 2010.
- GWEC. Global wind energy outlook 2010. 2010.
- GWEC. Global wind report - annual market update 2010. 2010.
- HAHN, B.; DURSTEWITZ, M.; ROHRIG, K. Reliability of wind turbines - experience of 15 years with 1500 wind turbines. *Institute of Solar Energy Distribution Technology (ISET)*, 2006.
- HANSEN, L. H. et al. Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines. *Riso Nat. Laboratory*, Denmark, Riso-R-1250(EN), p. 108, 2001.

- HARTMANN, M. et al. A three-phase delta switch rectifier for use in modern aircraft. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, PP, n. 99, p. 1, 2011.
- HEIER, S. *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. New York, NY: John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- HITI, S.; BOROYEVICH, D. Control of front-end three-phase boost rectifier. In: *9th Annu. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*. Orlando, FL: [s.n.], 1994. v. 2, p. 92–933.
- HITI, S.; BOROYEVICH, D.; CUADROS, C. Small-signal modeling and control of three-phase pwm converters. In: *IEEE Conf. Rec. of the Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*. Denver, CO: [s.n.], 1994. v. 2, p. 1143–1150.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters (Principles and Practice)*. Piscataway, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2003. 744 p.
- HSIEH, G.-C.; HUNG, J. C. Phase-locked loop techniques. a survey. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 43, n. 6, p. 609–615, 1996.
- INOUE, Y.; MORIMOTO, S.; SANADA, M. Output maximization using direct torque control for sensorless variable wind generation system employing ipmsg. In: *IEEE 13th Int. Power Electron. and Motion Control Conf. (IPEMC)*. Poznan, Poland: [s.n.], 2008. p. 1859–1865.
- IOV, F.; BLAABJERG, F. Power electronics and control for wind power systems. In: *Power Electronics and Machines in Wind Applications, 2009. PEMWA 2009. IEEE*. Lincoln, NE: [s.n.], 2009. p. 1–16.
- JOHNSON, G. L. *Wind Energy Systems*. USA: Electronic Ed., 2001. 577 p.
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 33, n. 1, p. 58–63, 1997.
- KAZMI, S. M. R. et al. A novel algorithm for fast and efficient speed-sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 58, n. 1, p. 29–36, 2011.

- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 45, n. 5, p. 691–703, 1998.
- KOLAR, J. W.; ERTL, H.; ZACH, F. C. Realization considerations for unidirectional three-phase pwm rectifier system with low effects on the mains. In: *6th Conf. Power Electronics and Motion Control (PEMC)*. Budapest, Hungary: [s.n.], 1990.
- KOLAR, J. W.; ERTL, H.; ZACH, F. C. Realization considerations for unidirectional three-phase pwm rectifier systems with low effects on the mains. In: *6th Int. Conf. Power Electron. and Motion Control (PEMC)*. Budapest, Hungary: [s.n.], 1990.
- KOTHARE, M. V. et al. A unified framework for the study of anti-windup designs. *J. Automatica*, v. 30, p. 1869–1883, 1994.
- KOVACS, K. P.; I., R.; M., K. *Transiente Vorgänge in Wechselstrom-maschinen*. Budapest: Akademiai Kiado, Verein der Ungarischen Akademien der Wissenschaften, 1959. 270 p.
- KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Piscataway, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2002. 632 p.
- KRISHNAN, R. Control and operation of pm synchronous motor drives in the field-weakening region. In: *Proc. of the Int. Conf. Ind. Electron., Control and Instrumentation (IECON)*. [S.l.: s.n.], 1993. v. 2, p. 745–750.
- LAGO, J. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Redistribuidor de Correntes para Redes de Distribuição em Corrente Contínua Bipolares*. Florianópolis, SC: Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, 2011. 188 p.
- LANGE, A. D. B.; HELDWEIN, M. L. Light load stability improvement for single-phase boost pfc rectifier using input current self-control technique. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*. Natal-RN, Brazil: [s.n.], 2011.
- L'AQUILA, I. Comparison of current control techniques for pwm rectifiers. In: *IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 1259–1263.

- LEE, D.-C.; LEE, G.-M. A novel overmodulation technique for space-vector pwm inverters. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 13, n. 6, p. 1144–1151, 1998.
- LI, H.; CHEN, Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons. *Renewable Power Generation (IET)*, 2008.
- LIPO, T. A.; NOVOTNY, D. W. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford, UK: Oxford University Press, 1996. 440 p.
- LISERRE, M. *Innovative Control Techniques of Power Converters for Industrial Automation*. 303 p. Tese (Doctor of Philosophy) — Politecnico di Bari, Bari, 2001.
- LISERRE, M. et al. Overview of multi-mw wind turbines and wind parks. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 58, n. 4, p. 1081–1095, 2011.
- MALINOWSKI, M. *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*. 128 p. Tese (Doctor of Philosophy) — Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, 2001.
- MANWELL, J. F.; MCGOWAN, J. G.; ROGERS, A. L. *Wind Energy Explained: Theory, Design and Application*. UK: John Wiley & Sons, Inc., 2002. 577 p.
- MARCH, P.; TURNER, M. C. Anti-windup compensator designs for nonsalient permanent-magnet synchronous motor speed regulators. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 45, n. 5, p. 1598–1609, 2009.
- MATHER, B. A.; MAKSIMOVIC, D. A simple digital power-factor correction rectifier controller. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 26, n. 1, p. 9–19, 2011.
- MCMILLAN, D.; AULT, G. W. Techno-economic comparison of operational aspects for direct drive and gearbox-driven wind turbines. *IEEE Trans. Energy Convers.*, v. 25, n. 1, p. 191–198, 2010.
- MILLER, S. K. T. *Analysis of Three-Phase Rectifiers with AC-Side Switches and Interleaved Three-Phase Voltage-Source Converters*. 266 p. Tese (Ph.D. dissertation) — Faculty of Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY, 2008.
- MILLER, S. K. T.; SUN, J. Comparative study of three-phase pwm rectifiers for wind energy conversion. In: *21th Annu. IEEE Applied*

- Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*. Dallas, TX: [s.n.], 2006. p. 937–943.
- MIRECKI, A.; ROBOAM, X.; RICARDEAU, F. Architecture complexity and energy efficiency of small wind turbines. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 54, n. 1, p. 660–670, 2007.
- MONAJEMY, R. *Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*. 165 p. Tese (Doctor of Philosophy) — Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.
- MORIMOTO, S.; TAKEDA, Y.; HIRASA, T. Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 5, n. 2, p. 133–139, 1990.
- MORREN, J.; PIERIK, J.; HAAN, S. W. H. Inertial response of variable speed wind turbines. *Electric Power Systems Research*, 2006.
- MULLANE, A.; LIGHTBODY, G.; YACAMINI, R. Wind-turbine fault ride-through enhancement. *IEEE Trans. Power Syst.*, v. 20, n. 4, p. 1929–1937, 2005.
- MULLER, S.; DEICKE, M.; DONCKER, R. W. D. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Ind. Appl. Mag.*, 2002.
- NEACSU, D. Vectorial current control techniques for three-phase ac/dc boost converters. In: *IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 527–532.
- NOCEDAL, J.; WRIGHT, S. J. *Numerical Optimization*. New York, NY: Springer, 1999. 651 p.
- NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. *Control of Dead-time Process*. [S.l.]: Springer, 2007. 474 p.
- NUNES, M. V. A. *Avaliação do Comportamento de Aerogeradores de Velocidade Fixa e Variável Integrados em Redes Elétricas Fracas*. 224 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Grupo de Sistemas de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2003.
- ONS. Submódulo 3.6 - requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica. 2009.

- ORTMANN, M. S. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Filtro Ativo Tri-fásico com Controle Vetorial utilizando DSP: Projeto e Implementação*. Florianópolis, SC: Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, 2008. 241 p.
- ORTMANN, M. S.; COLLIER, D. A. F.; HELDWEIN, M. L. Auto-controle de corrente para geradores elétricos trifásicos conectados a retificadores auto-comutados. *Pedido de Depósito de Patente ou Modelo de Utilidade*, DTI/PRPE/UFSC, 2011.
- ORTMANN, M. S. et al. Interligação de um gerador eólico com a rede elétrica. In: *Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica (CITENEL)*. Fortaleza, CE, Brazil: [s.n.], 2011.
- PACAS, M. Sensorless drives in industrial applications. *IEEE Ind. Electron. Mag.*, v. 5, n. 2, p. 16–23, 2011.
- PAO, L. Y.; JOHNSON, K. Control of wind turbines: Approaches, challenges, and recent developments. *IEEE Control Sys. Mag.*, v. 5, n. 2, p. 16–23, 2011.
- PARK, R. H. Definition of an ideal synchronous machine and formula for the armature flux linkages. *General Elec. Rev.*, 1928.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Trans. Amer. Inst. Elec. Engineers*, 1929.
- PATEL, M. R. *Wind and Solar Power Systems*. USA: CRC Press, 1999. 577 p.
- PATSIOS, C. et al. A comparison of maximum-power-point tracking control techniques for low-power variable-speed wind generators. In: *8th Int. Symp. Advanced Electromechanical Motion Syst. Electric Drives Joint Symp. (ELECTROMOTION)*. Lille, France: [s.n.], 2009. p. 1–6.
- PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling of permanent magnet motor drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1988.
- POLINDER, H. et al. Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines. *IEEE Trans. Energy Convers.*, v. 21, n. 3, p. 725–733, 2006.

- PRICE, T. J. James blyth, britain's first modern wind power pioneer. *Wind Eng.*, Multi Science Publishing, v. 29, n. 3, p. 191–200, 2005.
- RAJAGOPALAN, J.; LEE, F. C.; NORA, P. A general technique for derivation of average current mode control laws for single-phase power-factor-correction circuits without input voltage sensing. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 14, n. 4, p. 663–672, 1999.
- RIBRANT, J.; BERTLING, L. M. Survey of failures in wind power systems with focus on swedish wind power plants during 1997–2005. *IEEE Trans. Energy Convers.*, v. 22, n. 1, p. 167–173, 2007.
- ROLIM, L. G. B.; COSTA, D. R. da; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2006.
- SALMON, J. C. Comparative evaluation of circuit topologies for 1-phase and 3-phase boost rectifiers operated with a low current distortion. In: *Proc. of the Canadian Conf. Elect. and Comput. Eng.* Halifax, NS, Canada: [s.n.], 1994. v. 1, p. 30–33.
- SALMON, J. C. Reliable 3-phase pwm boost rectifiers employing a series-connected dual boost converter sub-topology. In: *IEEE Conf. Rec. of the Ind. Applicat. Soc. Ann. Meeting.* Denver, CO: [s.n.], 1994. p. 781–788.
- SALMON, J. C. Circuit topologies for pwm boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase ac supplies and using either single or split dc rail voltage outputs. In: *10th Annu. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*. Dallas, TX: [s.n.], 1995. v. 1, p. 473–479.
- SANTISTEBAN, J. A.; STEPHAN, R. M. Vector control methods for induction machines: an overview. *IEEE Trans. Edu.*, v. 44, n. 2, p. 170–175, 2001.
- SCHIEMENZ, I.; STIEBLER, M. Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system. In: *IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*. Cambridge, MA: [s.n.], 2001. p. 872–877.



- SHEN, B. et al. Sensorless maximum power point tracking of wind by dfig using rotor position phase lock loop (pll). *IEEE Tran. Power Electron.*, v. 24, n. 4, p. 942–951, 2009.
- SHIRAZI, M.; VIKI, A. H.; BABAYI, O. A comparative study of maximum power extraction strategies in pmsg wind turbine system. In: *IEEE Elect. Power Energy Conf. (EPEC)*. Montreal, QC, Canada: [s.n.], 2009. p. 1–6.
- SHRESTHA, G.; POLINDER, H.; FERREIRA, J. A. Scaling laws for direct drive generators in wind turbines. In: *IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*. Miami, FL: [s.n.], 2009. p. 797–803.
- SLOOTWEG, J. G.; POLINDER, H.; KLING, W. L. Representing wind turbine electrical generating systems in fundamental frequency simulations. *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2003.
- SYPE, D. M. Van de et al. Small-signal laplace-domain analysis of uniformly-sampled pulse-width modulators. In: *35th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC)*. Aachen, Germany: [s.n.], 2004. v. 6, p. 4292–4298.
- TAN, K.; ISLAM, S. Optimum control strategies in energy conversion of pmsg wind turbine system without mechanical sensors. *IEEE Trans. Energy Convers.*, v. 19, n. 2, p. 392–399, 2004.
- THOUNTHONG, P. et al. Fuel cell high-power applications. *IEEE Ind. Electron. Mag.*, v. 3, n. 1, p. 32–46, 2009.
- TIBOLA, G. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Sistema Eólico de Pequeno Porte para Geração de Energia Elétrica com Rastreamento de Máxima Potência*. Florianópolis, SC: Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, 2009. 285 p.
- TU, R.-J.; CHEN, C.-L. A new three-phase space-vector-modulated power factor corrector. In: *9th Annu. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*. Orlando, FL: [s.n.], 1994. p. 725–730.
- TU, R.-J.; CHEN, C.-L. A new space-vector-modulated control for a unidirectional three-phase switch-mode rectifier. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 45, n. 2, p. 256–262, 1998.

- UNDERWOOD, S. J. *On-line Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent Magnet Synchronous Machines*. 204 p. Tese (Doctor of Philosophy) — The Graduate Faculty of the University of Akron, Akron, 2006.
- URASAKI, N.; SENJYU, T.; UEZATO, K. An accurate modeling for permanent magnet synchronous motor drives. In: *15th Annu. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*. New Orleans, LA: [s.n.], 2000.
- VESTAS. V52-850 kw. the turbine that goes anywhere. 2010.
- VESTAS. V82-1.65 mw. creating more from less. 2010.
- VIITANEN, T.; TUUSA, H. Space vector modulation and control of a unidirectional three-phase/level/switch vienna i rectifier with lcl-type ac filter. In: *34th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC)*. Acapulco, Mexico: [s.n.], 2003. v. 3, p. 1063–1068.
- VIITANEN, T.; TUUSA, H. Experimental results of vector controlled and vector modulated vienna i rectifier. In: *35th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC)*. Aachen, Germany: [s.n.], 2004. v. 6, p. 4637–4643.
- VOLTONI, H. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Controle Vetorial em Máquinas Síncronas a Ímãs Permanentes com Enfraquecimento de Campo*. Florianópolis, SC: Grupo de Concepção de Dispositivos Eletromagnéticos, Universidade Federal de Santa Catarina, 1995. 80 p.
- WEIZHENG, Y. et al. Analyze of current control strategy based on vector control for permanent-magnet synchronous generator in wind power system. In: *IEEE 6th Int. Power Electron. and Motion Control Conf. (IPEMC)*. Wuhan, China: [s.n.], 2009. p. 2209–2212.
- WISE, R.; BOLINGER, M. Annual report on u.s. wind power installation, cost, and performance trends: 2006. *U.S. Department of Energy Efficiency and Renewable Energy*, p. 24, 2007.
- WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2006. 450 p.
- YAOQIN, J.; ZHONGQING, Y.; BINGGANG, C. A new maximum power point tracking control scheme for wind generation. In: *Int.*

- Conf. Power System Technology (PowerCon)*. Kunming, China: [s.n.], 2002. v. 1, p. 144–148.
- YUAN, X. et al. Dc-link voltage control of a full power converter for wind generator operating in weak-grid systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 24, n. 9, p. 2178–2192, 2009.
- ZHANG, Y.; ULA, S. Comparison and evaluation of three main types of wind turbines. In: *IEEE Transmission and Distribution Conf. and Exposition (PES)*. Chicago, IL: [s.n.], 2008. p. 1–6.
- ZHOU, K.; WANG, D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters]. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 49, n. 1, p. 186–196, 2002.



# Apêndices



# Apêndice I

## Análises Adicionais do $VSR_{\Delta}$

Neste apêndice serão apresentadas as seguintes análises adicionais da topologia do  $VSR_{\Delta}$ :

- Tensão de modo comum;
- Esforços de corrente;
- Perdas em condução e em comutação;
- Espectro harmônico das tensões de linha.

### I.1 Tensão de Modo Comum

Da mesma forma que para o VSR, pode-se considerar um ponto médio virtual para análise da tensão de modo comum<sup>1</sup> do  $VSR_{\Delta}$  conforme ilustrado na Fig. I.1.

A partir das análises realizadas no Capítulo 4 para o setor  $A_+$ , pode-se determinar o valor da tensão de modo comum durante a aplicação de vetores não-nulos, isto é, quando a ponte de diodos está em condução. Durante a aplicação de vetores nulos a tensão de modo comum não está definida, conforme ilustrado na Fig. 3.41. Essa será definida, na prática, pelos elementos parasitas do circuito (MILLER, 2008; HARTMANN et al., 2011). As tensões de fase e de modo comum geradas pelo retificador no setor  $A_+$  estão apresentadas na Tabela I.1<sup>2</sup>.

Observa-se que, se as características de bloqueio reverso dos diodos de retificação são as mesmas, a tensão de modo comum será nula. No

---

<sup>1</sup>É o mesmo que tensão de sequência zero. Originalmente esta denominação é utilizada em componentes simétricas, isto é, fasores.

<sup>2</sup>O símbolo \* nas tensões significa que a tensão não está definida pelo estado de comutação, apenas por elementos parasitas. Esta será nula caso estes sejam desconsiderados.

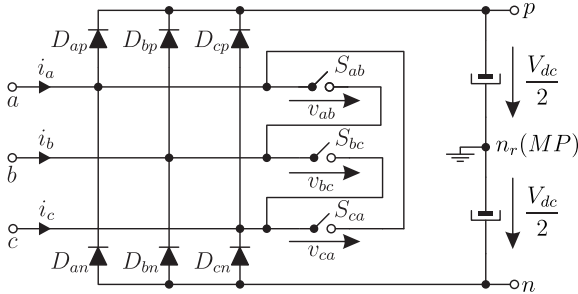

 Figura I.1: VSR $_{\Delta}$  com ponto médio.

 Tabela I.1: Tensões de fase e tensão de modo comum no setor  $A_+$ 

Comandos			Tensões				Vetor
$S_{ab}$	$S_{bc}$	$S_{ca}$	$v_{a,r}$	$v_{b,r}$	$v_{c,r}$	$v_{0,r}$	
0	0	0	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$	$\vec{V}_1$
0	0	1	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/6$	$\vec{V}_6$
0	1	0	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$	$\vec{V}_1$
0	1	1	*	*	*	*	$\vec{V}_0$
1	0	0	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/6$	$\vec{V}_2$
1	0	1	*	*	*	*	$\vec{V}_0$
1	1	0	*	*	*	*	$\vec{V}_0$
1	1	1	*	*	*	*	$\vec{V}_0$

entanto, como na prática há diferenças no processo de fabricação dos semicondutores, a tensão gerada será pequena (MILLER, 2008). Resultados de práticos obtidos em (MILLER, 2008) mostraram que a tensão de modo comum gerada durante a aplicação do vetor nulo foi desprezível.

Esse valor nulo da tensão de modo comum durante a aplicação do vetor nulo é outra vantagem da utilização do VSR $_{\Delta}$  frente ao VSR. Este gera uma tensão com amplitude de  $V_{dc}/2$  durante a aplicação do vetor nulo e de amplitude igual a  $V_{dc}/6$  nos demais vetores.

## I.2 Esforços de Corrente

Além da utilidade para o dimensionamento do estágio de potência do conversor, os esforços de corrente são necessários para realizar uma



comparação entre as estratégias de modulação vetorial implementadas e para determinar as perdas em condução do  $VSR_{\Delta}$ . Serão determinados os esforços de corrente nos interruptores bidirecionais, nos diodos de retificação e no capacitor do barramento CC.

Para determinar os esforços de corrente foram adotadas as seguintes hipóteses simplificadoras:

- Correntes de entrada senoidais, equilibradas e com amplitude constante;
- Comandos ideais e identificação dos setores de corrente ideal;
- Modulação analógica e com índice de modulação constante;
- Todos os MOSFETs têm a mesma resistência em condução;
- A tensão de polarização dos diodos em antiparalelo dos MOSFETs é nula;
- A queda de tensão nos diodos em antiparalelo é bem menor que a queda de tensão nos MOSFETs.

Observa-se que, as hipóteses simplificadoras sobre as características de condução dos MOSFETs fazem com que, para cada sentido de condução, a corrente sobre o interruptor bidirecional seja conduzida pelo canal do MOSFET e por um diodo em antiparalelo, conforme ilustrado na Fig. I.2(a). Na prática, essas considerações não serão verdadeiras e uma divisão das correntes como mostrado na Fig. I.2(b) irá ocorrer. A consideração dessas não idealidades iria exigir um equacionamento complexo e que não irá afetar significativamente as perdas em condução. Esse resultado será demonstrado a seguir a partir de simulações numéricas. As correntes no MOSFET estão definidas na Fig. I.2(b).

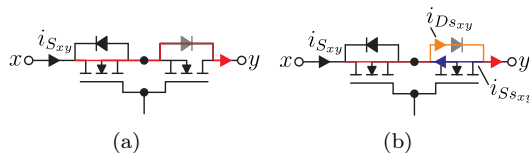


Figura I.2: Correntes no interruptor bidirecional.

As correntes de entrada são definidas em (I.1).

$$\begin{aligned} i_a &= I_{pk} \cos(y + \delta_i) \\ i_b &= I_{pk} \cos\left(y + \delta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c &= I_{pk} \cos\left(y + \delta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.1})$$

Onde:

$y$ : é o ângulo de referência nos terminais do retificador na frequência síncrona, conforme apresentado em (I.2).

$$y = \omega_e t + \theta_y(t_0) \quad (\text{I.2})$$

E, as funções de razão cíclica são definidas em (I.3). As funções de razão cíclica nos interruptores são obtidas aplicando a transformada  $\alpha\beta 0$  em (I.3) e utilizando a Tabela 4.5.

$$\begin{aligned} d_a &= \frac{M}{\sqrt{3}} \cos(y) + \frac{1}{2} \\ d_b &= \frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(y - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ d_c &= \frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(y + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (\text{I.3})$$

Assim, pode-se calcular os esforços de corrente a partir dos conceitos de VMQI e de valor eficaz quase-instantâneo (VEQI), em que o VEQI é dado por (I.4) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Observa-se que nesses conceitos as correntes instantâneas são consideradas constantes em um período de comutação<sup>34</sup> como ilustrado na Fig. I.3.

$$\langle x \rangle_{T_s, rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t [x(\tau)]^2 d\tau} \quad (\text{I.4})$$

Os valores médios e eficazes na frequência fundamental são então calculados pela integração dos VMQI e VEQI no período síncrono ( $T_e = 1/f_e$ ), em que os limites para integração dos setores de corrente são

<sup>3</sup>Essas relações são válidas desde que  $f_s/f_e \geq 11$  (HOLMES; LIPO, 2003).

<sup>4</sup>Ou meio período de comutação.

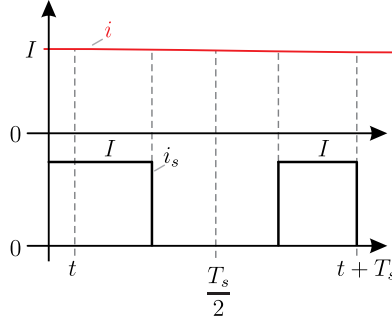


Figura I.3: Representação da corrente instantânea em um interruptor no período de comutação.

obtidos observando o mapa vetorial do VSR $_{\Delta}$  na Fig. 4.5. Na Tabela I.2 estão apresentados estes limites considerando a divisão em subsetores feita no mapa vetorial.

Tabela I.2: Limites dos subsetores

Subsetor	Limite Inferior	Limite Superior
$1_+^A$	$y_{i,1_+^A} = 0$	$y_{s,1_+^A} = \pi/6 - \delta_i$
$1_-^C$	$y_{i,1_-^C} = \pi/6 - \delta_i$	$y_{s,1_-^C} = \pi/3$
$2_-^C$	$y_{i,2_-^C} = \pi/3$	$y_{s,2_-^C} = \pi/2 - \delta_i$
$2_+^B$	$y_{i,2_+^B} = \pi/2 - \delta_i$	$y_{s,2_+^B} = 2\pi/3$
$3_+^B$	$y_{i,3_+^B} = 2\pi/3$	$y_{s,3_+^B} = 5\pi/6 - \delta_i$
$3_-^A$	$y_{i,3_-^A} = 5\pi/6 - \delta_i$	$y_{s,3_-^A} = \pi$
$4_-^A$	$y_{i,4_-^A} = \pi$	$y_{s,4_-^A} = 7\pi/6 - \delta_i$
$4_+^C$	$y_{i,4_+^C} = 7\pi/6 - \delta_i$	$y_{s,4_+^C} = 4\pi/3$
$5_+^C$	$y_{i,5_+^C} = 4\pi/3$	$y_{s,5_+^C} = 3\pi/2 - \delta_i$
$5_-^B$	$y_{i,5_-^B} = 3\pi/2 - \delta_i$	$y_{s,5_-^B} = 5\pi/3$
$6_-^B$	$y_{i,6_-^B} = 5\pi/3$	$y_{s,6_-^B} = 11\pi/6 - \delta_i$
$6_+^A$	$y_{i,6_+^A} = -\pi/6 - \delta_i$	$y_{s,6_+^A} = 0$

A seguir serão calculados os esforços de corrente para as estratégias de modulação vetorial investigadas. Observa-se que, como as estratégias de modulação vetorial não mudam as correntes que serão condu-

zidas pelos diodos de retificação e pelo capacitor de barramento, estas só foram apresentadas durante a seção da estratégia SVM I.

## I.2.1 Estratégia SVM I

### I.2.1.1 Interruptores Bidirecionais

Inicialmente será calculado o valor médio da corrente nos interruptores bidirecionais, que embora seja nulo em um período da frequência síncrona, não será nos semicondutores que conduzem de acordo com o sentido da corrente. Os esforços serão determinados utilizando as expressões para o interruptor  $S_{ab}$ .

Como há simetria entre os setores, só é necessário o cálculo em meio período da frequência síncrona. As correntes no interruptor  $S_{ab}$  podem ser determinadas para o setor  $A_+$  observando os estados topológicos da Fig. 3.41. Nos demais setores, podem ser determinadas aplicando os comandos apresentados na Fig. 4.11. Então, o valor médio da corrente pode ser expresso pela integração em (I.5)<sup>5</sup>, cujo resultado final é fornecido por (I.6).

$$I_{Ss,avg} = I_{Ds,avg} = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{y_{i,6+}}^{y_{s,1+}} d_{ab,A+} (-i_b) dy + \int_{y_{i,5-}}^{y_{s,6-}} d_{ab,B-} i_a dy \right] \quad (I.5)$$

$$I_{S,avg} = I_{Ss,avg} = I_{Ds,avg} = I_{pk} \left[ \frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos(\delta_i)}{4\sqrt{3}} \right] \quad (I.6)$$

E, o seu valor eficaz é dado por (I.7).

$$I_{S,rms} = I_{Ss,rms} = I_{Ds,rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{\sqrt{3}}{8\pi} - \frac{M \cos(\delta_i)}{2\pi\sqrt{3}}} \quad (I.7)$$

### I.2.1.2 Diodos de Retificação

Aplicando a metodologia no diodo de retificação  $D_{ap}$  e observando que nesse caso a corrente será nula no semiciclo negativo de  $i_a$ , obtém-se as integrais apresentadas em (I.8). O resultado final é dado por (I.9).

<sup>5</sup>É adotada a simbologia  $d_{x,setor}$  para indicar as funções de razão cíclica na Tabela 4.5.

$$\begin{aligned}
 I_{D,avg} = & \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{y_{i,6+}^A}^{y_{s,6+}^A} [(d_{ca,A+} - d_{ab,A+})(-i_b) + (1 - d_{ca,A+})i_a] dy + \right. \\
 & + \int_{y_{i,1+}^A}^{y_{s,1+}^A} [(d_{ab,A+} - d_{ca,A+})(-i_c) + (1 - d_{ab,A+})i_a] dy + \\
 & \left. + \int_{y_{i,1-}^C}^{y_{s,2-}^C} (1 - d_{ca,C-})i_a dy + \int_{y_{i,5-}^B}^{y_{s,6-}^B} (1 - d_{ab,B-})i_a dy \right] \quad (I.8)
 \end{aligned}$$

$$I_{D,avg} = I_{pk} \frac{M \cos(\delta_i)}{2\sqrt{3}} \quad (I.9)$$

E, o valor eficaz é apresentado em (I.10).

$$I_{D,rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{M [3 + 2 \cos(2\delta_i) + 2\sqrt{3} \cos(\delta_i)]}{12\pi}} \quad (I.10)$$

### I.2.1.3 Capacitor do Barramento CC

A corrente no capacitor é uma combinação das correntes dos diodos subtraída da corrente de carga, isto é, subtraída da componente média das mesmas. O resultado final do valor eficaz da corrente no capacitor é apresentado em (I.11) e a corrente média por definição é nula.

$$I_{C,rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{M [3 + 2 \cos(2\delta_i)]}{2\pi} - \frac{3}{4} [M \cos(\delta_i)]^2} \quad (I.11)$$

## I.2.2 Estratégia SVM II

Como nessa estratégia é feita apenas uma modificação no vetor nulo da estratégia anterior, só foram determinados os esforços nos interruptores bidirecionais.

### I.2.2.1 Interruptores Bidirecionais

A integral que determina o valor médio da corrente nos semicondutores do interruptor bidirecional é dada por (I.12). Observa-se que há mais

integrals, pois o intervalo de condução é aumentado.

$$\begin{aligned}
 I_{Ss,avg} = & \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{y_{i,6+}^A}^{y_{s,6+}^A} d_{ab,A+} i_{ab} dy + \int_{y_{i,1+}^A}^{y_{s,1+}^A} d_{ca,A+} i_{ab} dy + \right. \\
 & + \int_{y_{i,1+}^A}^{y_{s,1+}^A} (d_{ab,A+} - d_{ca,A+})(-i_b) dy + \int_{y_{i,1-}^C}^{y_{s,1-}^C} d_{ca,C-} i_{ab} dy + \\
 & + \int_{y_{i,2-}^C}^{y_{s,2-}^C} d_{bc,C-} (-i_{ab}) dy + \int_{y_{i,2+}^B}^{y_{s,2+}^B} d_{bc,B+} (-i_{ab}) dy + \\
 & \left. + \int_{y_{i,2+}^B}^{y_{s,2+}^B} (d_{ab,B+} - d_{bc,B+})(-i_a) dy + \int_{y_{i,3+}^B}^{y_{s,3+}^B} d_{ab,B+} (-i_{ab}) dy \right] \quad (I.12)
 \end{aligned}$$

O resultado final dessa integral é apresentado em (I.13).

$$\begin{aligned}
 I_{S,avg} = I_{Ss,avg} = I_{Ds,avg} = \\
 = I_{pk} \left[ \left( \frac{1}{\pi\sqrt{3}} - \frac{7M}{24\sqrt{3}} \right) \cos(\delta_i) + \frac{M\delta_i \text{sen}(\delta_i)}{4\pi} \right] \quad (I.13)
 \end{aligned}$$

E, o valor eficaz da corrente é dado por (I.14).

$$\begin{aligned}
 I_{S,rms} = I_{Ss,rms} = I_{Ds,rms} = \\
 = I_{pk} \sqrt{\frac{1}{12} + \frac{M}{12\pi} \left( 3 + \cos(2\delta_i) - 4\sqrt{3} \cos(\delta_i) \right)} \quad (I.14)
 \end{aligned}$$

### I.2.3 Validação por Simulação em Malha Aberta

Os esforços de corrente calculados analiticamente foram verificados adotando as hipóteses simplificadoras para simulação do VSR<sub>Δ</sub> em malha aberta<sup>6</sup>. Os parâmetros do conversor na Tabela I.3 e dos semicondutores na Tabela I.4, em que  $r_{Ss}$  é a resistência em condução do MOSFET,  $r_{Ds}$  e  $V_{Ds}$  são a resistência em condução e tensão de polarização do diodo em anti-paralelo do MOSFET, e,  $r_D$  e  $V_D$  são a resistência em condução e tensão de polarização do diodo de retificação.

Os resultados para todas as correntes equacionadas são apresenta-

<sup>6</sup>Para tanto, considera-se que na entrada do retificador há uma fonte de corrente trifásica.

Tabela I.3: Parâmetros do conversor para simulação em malha aberta

$I_{pk}$	$\delta_i$	$V_{dc}$	$f_e$	$f_s$
15 A	15°	235 V	60 Hz	4 kHz

Tabela I.4: Parâmetros dos semicondutores

$r_{Ss}$	$V_{Ss}$	$r_{Ds}$	$V_{Ds}$	$r_D$	$V_D$
0,11 $\Omega$	0 V	6,5 $\mu\Omega$	0 V	23 m $\Omega$	0,95 V

dos na Fig. I.4. Os resultados de simulação estão marcados com círculos e quadrados e o sobrescrito nas correntes dos interruptores bidirecionais indicam a estratégia de modulação vetorial para qual a corrente foi calculada. Observa-se que, os resultados teóricos estão muito próximos para todos os índices de modulação simulados, confirmando o equacionamento para as duas estratégias de modulação.

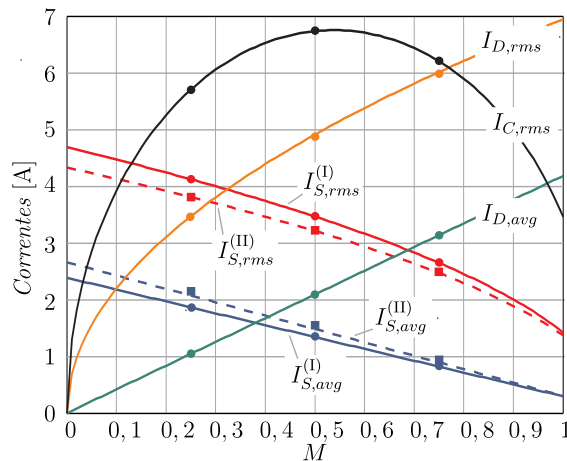


Figura I.4: Esforços de corrente nos semicondutores e no capacitor do barramento CC.

No entanto, como os semicondutores empregados não se encontram dentro das hipóteses simplificadoras adotadas, diferenças entre as correntes reais nos semicondutores irão aparecer. Os parâmetros dos semi-

condutores empregados<sup>7</sup> são apresentados na Tabela I.5. Os resultados dos esforços de corrente nos semicondutores do interruptor bidirecional são ilustrados na Fig. I.5. Nas Fig. I.5(a) e Fig. I.5(b) são apresentados os esforços considerando uma corrente de pico de 15 A para as estratégias SVM I e SVM II, respectivamente. Nas Fig. I.5(c) e Fig. I.5(d) são apresentados os esforços considerando uma corrente de pico de 30 A para as estratégias SVM I e SVM II, respectivamente. Observa-se que, à medida que a corrente de pico aumenta, os resultados ficam mais próximos dos valores teóricos (apresentados em traços). Entretanto, ao calcular as perdas em condução a partir dessas correntes, observou-se que os resultados foram praticamente os mesmos e ligeiramente menores a partir das correntes obtidas por simulação, conforme ilustrado na Fig. I.6. As perdas no MOSFET foram obtidas a partir de (I.16).

Tabela I.5: Parâmetros dos semicondutores empregados

$r_{S_s}$	$V_{S_s}$	$r_{D_s}$	$V_{D_s}$	$r_D$	$V_D$
0,11 $\Omega$	0 V	6,5 $m\Omega$	0,57 V	23 $m\Omega$	0,95 V

### I.3 Análise das Perdas

As perdas em condução podem ser determinadas a partir dos esforços de correntes. A análise das perdas em comutação será feita utilizando a metodologia proposta em (DROFENIK; KOLAR, 2005). Estas são modeladas por funções de energia quadráticas da corrente e cujos resultados são muito parecidos com dados de catálogo dos fabricantes (BATSCHAUER, 2011).

#### I.3.1 Perdas em Condução

A partir dos esforços de corrente é possível determinar as perdas em condução nos semicondutores por (I.15), em que  $x$  é o elemento para qual as perdas são calculadas, isto é, o canal do MOSFET, o diodo em anti-paralelo do MOSFET ou o diodo de retificação. As perdas totais

<sup>7</sup>MOSFET do tipo *CoolMOS* SPW47N60C3 fabricado pela Infineon e diodos de retificação do tipo *Stealth Diode* ISL9R3060G2 fabricado pela Fairchild.



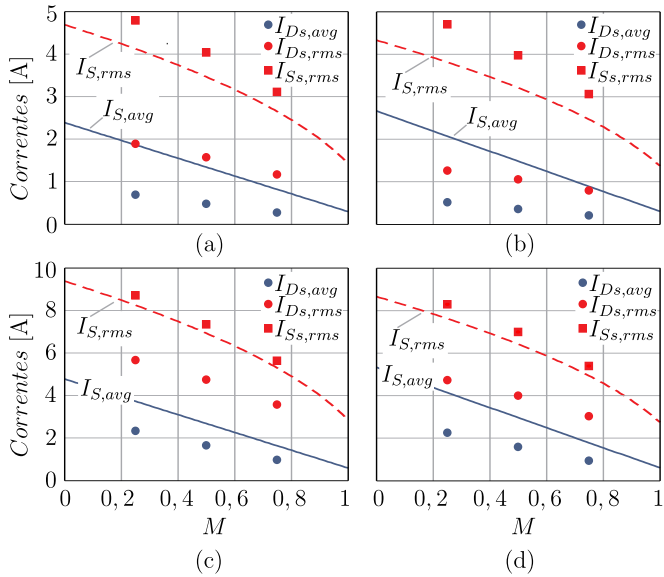


Figura I.5: Esforços de corrente nos interruptores bidirecionais.

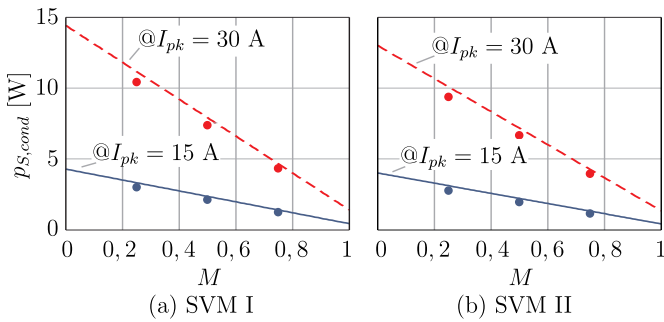


Figura I.6: Perdas em condução em um MOSFET.

no MOSFET são então determinadas a partir de (I.16).

$$p_{x,cond} = r_x I_{x,rms}^2 + V_x I_{x,avg} \quad (\text{I.15})$$

$$p_{S,cond} = p_{Ss,cond} + p_{Ds,cond} \quad (\text{I.16})$$

Uma vez que o  $VSR_\Delta$  possui um total de seis MOSFETs e seis diodos de retificação, as perdas em condução nos MOSFETs  $P_{S,cond}$  e nos diodos de retificação  $P_{D,cond}$  serão seis vezes as dos respectivos elementos semicondutores.

### I.3.2 Perdas em Comutação

Na análise das perdas de comutação devem-se observar as correntes instantâneas nos interruptores bidirecionais, pois embora haja um aumento do número de comutações ao se utilizar a estratégia SVM II, as comutações ocorrem sob níveis de corrente menores. Este fato está ilustrado na Fig. I.7 para o subsetor  $1_+^A$ .

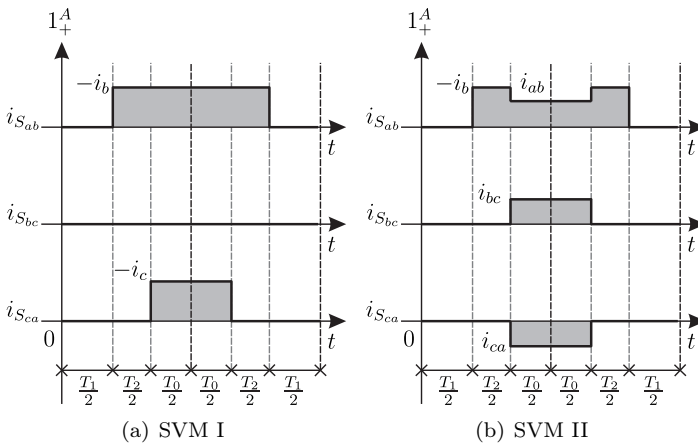


Figura I.7: Correntes nos interruptores no subsector  $1_+^A$ .

Caso se considere que as perdas de comutação são lineares e dependentes só das amplitudes das correntes, as perdas de comutação serão equivalentes quando  $\delta_i = 0$  como mostrado em (MILLER, 2008) e mai-

ores para  $\delta_i \neq 0$ , pois nesse caso durante os instantes de defasagem  $\delta_i$  entre os subsetores as comutações ocorreram sob níveis de correntes ligeiramente maiores. No entanto, deve-se quantificar esse aumento e, para esse trabalho, serão consideradas perdas de comutação não lineares devido às características dos MOSFETs.

A energia dissipada na comutação em função da corrente instantânea é descrita por (I.17) (DROFENIK; KOLAR, 2005), em que  $k_0$ ,  $k_1$  e  $k_2$  são os coeficientes da função de energia e podem ser obtidos por ensaios ou a partir de dados do fabricante. Os coeficientes dos semicondutores empregados foram determinados de maneira experimental e são fornecidos na Tabela I.6. O procedimento para determinação experimental dos coeficientes pode ser realizado conforme apresentado em (CALLEGARO et al., 2011).

$$W_{sw}(i) = k_0 + k_1|i| + k_2i^2 \quad (\text{I.17})$$

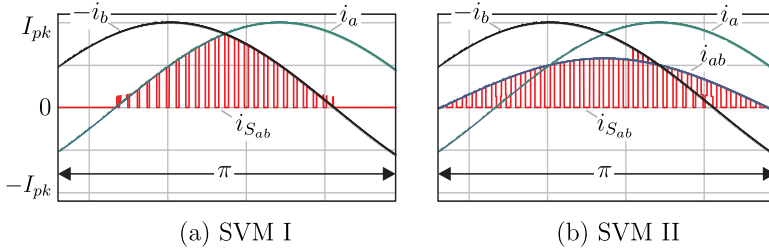
Tabela I.6: Coeficientes da função de energia

$k_0$ [J]	$k_1$ [J/A]	$k_2$ [J/A <sup>2</sup> ]
$8,41600 \cdot 10^{-5}$	$2,70808 \cdot 10^{-6}$	$1,50292 \cdot 10^{-6}$

A potência dissipada é então obtida calculando a energia média dissipada em todos os instantes de comutação em um período da frequência fundamental. No entanto, pode-se aproximar esse somatório pela integração da função de energia vezes o número de comutações em um período da frequência fundamental (I.18), em que a corrente é a envoltória da corrente no interruptor.

$$P_{sw} \approx \frac{f_s}{2\pi} \int_0^{2\pi} W_{sw}(i(\theta_e)) d\theta_e \quad (\text{I.18})$$

Para determinar as envoltórias senoidais das correntes nos interruptores deve-se observar os comportamentos das correntes instantâneas nos interruptores. Na Fig. I.8 estão ilustradas as correntes e as envoltórias para o interruptor  $S_{ab}$  no subsetor  $1_+^A$  para as duas estratégias de modulação vetorial. O resultado da aplicação de (I.18) em  $S_{ab}$  é apresentado em (I.19) e (I.20) para a estratégia SVM I e SVM II, respectivamente. Então, as perdas totais do VSR $_{\Delta}$  em comutação  $P_{S,sw}$


 Figura I.8: Corrente  $i_{S_{ab}}$  e as suas envoltórias nas duas estratégias.

são três vezes as perdas do interruptor  $S_{ab}$ .

$$\begin{aligned}
 P_{S_{ab},sw}^{(I)} &= \frac{f_s}{\pi} \left[ \int_{y_{i,5B_-}}^{y_{s,6B_-}} W_{sw}(i_a) dy + \int_{y_{i,6A_+}}^{y_{s,1A_+}} W_{sw}(-i_b) dy \right] \\
 &= f_s \left[ \frac{2}{3} k_0 + \frac{1}{\pi} k_1 I_{pk} + \left( \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \right) k_2 I_{pk}^2 \right] \quad (I.19)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_{S_{ab},sw}^{(II)} &= \frac{f_s}{\pi} \left[ \int_{y_{i,5C_+}}^{y_{s,5C_+}} W_{sw}(i_{ab}) dy + \int_{y_{i,5B_-}}^{y_{s,5B_-}} W_{sw}(i_a) dy + \right. \\
 &\quad \left. \int_{y_{i,6B_-}}^{y_{s,6B_-}} W_{sw}(i_{ab}) dy + \int_{y_{i,6A_+}}^{y_{s,6A_+}} W_{sw}(i_{ab}) dy + \right. \\
 &\quad \left. \int_{y_{i,1A_+}}^{y_{s,1A_+}} W_{sw}(-i_b) dy + \int_{y_{i,1C_-}}^{y_{s,1C_-}} W_{sw}(i_{ab}) dy \right] \\
 &= f_s \left\{ k_0 + \frac{1}{\pi} k_1 I_{pk} + \left[ \frac{5}{18} - \frac{[1 + 2 \cos(2\delta_i)]}{4\pi\sqrt{3}} \right] k_2 I_{pk}^2 \right\} \quad (I.20)
 \end{aligned}$$

## I.4 Espectro Harmônico

A ferramenta matemática mais usual para a determinação das componentes harmônicas de um sinal periódico é a série de Fourier (I.21). Esta ferramenta é muito útil quando este sinal periódico é função de uma variável, isto é, a frequência fundamental. No entanto, conversores estáticos PWM são dependentes não só da frequência fundamental

como também da frequência de comutação (HOLMES; LIPO, 2003). Esse autor analisa em detalhe a ferramenta matemática conhecida como *integral dupla de fourier* com a aplicação em conversores estáticos PWM. E, esta será brevemente abordada com o enfoque apenas para compreender as modificações necessárias para a aplicação ao VSR $_{\Delta}$ .

$$f(y) = \underbrace{\frac{a_0}{2}}_{\text{Componente Contínua}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(ny) + b_n \text{sen}(ny)]}_{\text{Fundamental \& Harmônicas}} \quad (\text{I.21})$$

Onde:

$y$ : é a variável da frequência fundamental, sendo esta já definida conforme a (I.2);

$n$ : indica a ordem da componente harmônica da fundamental, com  $n \in \mathbb{N}$ ;

$a_n$  e  $b_n$ : são os coeficientes da série dados por (I.22) e (I.23), respectivamente.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(y) \cos(ny) dy \quad (\text{I.22})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(y) \text{sen}(ny) dy \quad (\text{I.23})$$

### I.4.1 Integral Dupla de Fourier

O objetivo de utilizar a integral dupla de fourier é estender a aplicação da série de Fourier para descrever um sinal periódico no domínio do tempo que é função de duas variáveis. Essas variáveis, no caso de conversores estáticos, são a frequência síncrona ( $\omega_e = 2\pi f_e$ ) e a frequência de comutação ( $\omega_s = 2\pi f_s$ ) como apresentado em (I.24). Os coeficientes da série são obtidos a partir da integral dupla de Fourier (I.26).

$$\begin{aligned}
 f(x, y) = & \underbrace{\frac{A_{00}}{2}}_{\text{Componente Contínua}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \text{sen}(ny)]}_{\text{Fundamental \& Harmônicas}} + \\
 & \underbrace{\sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(mx) + B_{m0} \text{sen}(mx)]}_{\text{Harmônicas da Portadora}} + \\
 & \underbrace{\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \text{sen}(mx + ny)]}_{\text{Harmônicas em Bandas Laterais}}
 \end{aligned} \tag{I.24}$$

Onde:

$x$ : é a variável da frequência da portadora, sendo esta dada por (I.25);

$m$ : indica a ordem da componente harmônica da portadora, com  $m \in \mathbb{Z}^+$ ;

$$x = \omega_s t + \theta_x(t_0) \tag{I.25}$$

$$\dot{C}_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy \tag{I.26}$$

Os limites de integração dessa integral e o valor de  $f(x, y)$  são obtidos pela comparação entre as funções de razão cíclica  $f(y)$  e portadora  $f(x)$ . A descrição matemática da portadora triangular ilustrada na Fig. I.9 é apresentada em (I.27).

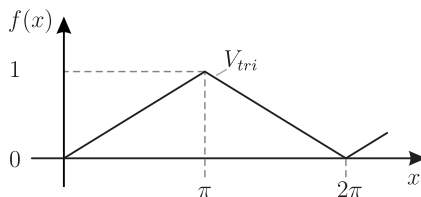


Figura I.9: Descrição matemática da portadora triangular.

$$f(x) = \begin{cases} \frac{x}{\pi} & , 0 \leq x < \pi \\ 2 - \frac{x}{\pi} & , \pi \leq x < 2\pi \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Então, para determinar os limites de integração a partir de uma função de razão cíclica  $f(y)$  e o valor da função  $f(x, y)$  realizam-se os seguintes testes:

- $f(y) \geq f(x)$ : e determina-se o valor  $f(x, y)$  resultante dessa comparação (0 ou 1);
- Idem ao item anterior com  $f(y) < f(x)$ .

E, para determinar a tensão de interesse basta substituir o valor de  $f(x, y)$  pelo valor da tensão de gerada com a aplicação do pulso de comando durante a comparação.

Para inserir os efeitos da modulação digital no cálculo das componentes harmônicas deve-se realizar uma substituição de variáveis (HOLMES; LIPO, 2003), cujos resultados são expressos por (I.28) para a técnica de *single-update* e por (I.29) para a *double-update*. Observa-se que as harmônicas passaram a depender do índice de modulação em frequência  $M_f$  dado por (I.30). No caso da técnica de *double-update* deve-se separar a integração em duas partes, uma dependente da rampa de subida da portadora triangular, que corresponde à parcela em que foi adicionado  $jnM_f\pi/2$  na parcela exponencial, e uma dependente da rampa de descida correspondente à adição da parcela  $-jnM_f\pi/2$ .

$$\dot{C}_{mn,su} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[ \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j[(m+nM_f)x+ny]} dx \right] dy \quad (\text{I.28})$$

$$\begin{aligned} \dot{C}_{mn,du} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left[ \int_0^{\pi} f(x, y) e^{j[(m+nM_f)x+ny+nM_f\pi/2]} dx + \right. \\ \left. \int_{\pi}^{2\pi} f(x, y) e^{j[(m+nM_f)x+ny-nM_f\pi/2]} dx \right] dy \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

$$M_f = \frac{f_s}{f_e} \quad (\text{I.30})$$

### I.4.2 Espectro Harmônico do VSR<sub>Δ</sub>

Devido à presença dos setores de corrente, as integrais calculadas a partir de (I.26) estão divididas entre os setores de corrente de acordo com (I.31) e (I.32). Na Tabela I.7 são apresentados os limites de integração e o valores da função  $f(x, y)$  para os quais a tensão de linha  $v_{ab}$  não é nula. Observa-se que nos setores  $C_+$  e  $C_-$  a tensão  $v_{ab}$  é gerada de maneira indireta pelas outras duas tensões de linha, pois  $v_{ab} = -v_{bc} - v_{ca}$ .

$$\dot{C}_{mn} = \sum_{l=1}^8 \dot{C}_{mn}(l) \quad (\text{I.31})$$

$$\dot{C}_{mn}(l) = \frac{1}{2\pi^2} \int_{y_i(l)}^{y_s(l)} \left[ \int_0^{\pi M \cos[y+\phi(l)]} f_{xy}(l) e^{j(mx+ny)} dx + \int_{\pi\{2-M \cos[y+\phi(l)\}}^{2\pi} f_{xy}(l) e^{j(mx+ny)} dx \right] dy \quad (\text{I.32})$$

Tabela I.7: Parâmetros para cálculo da integral dupla de fourier

1	$v_L$	$y_i(l)$	$y_s(l)$	$f_{xy}(l)$	$\phi(l)$
1	$v_{ab}$	$y_{i,6+}^A$	$y_{s,1+}^A$	$+V_{dc}$	$\pi/6$
2	$v_{ab}$	$y_{i,3-}^A$	$y_{s,4-}^A$	$-V_{dc}$	$7\pi/6$
3	$v_{ab}$	$y_{i,2+}^B$	$y_{s,3+}^B$	$-V_{dc}$	$7\pi/6$
4	$v_{ab}$	$y_{i,5-}^B$	$y_{s,6-}^B$	$+V_{dc}$	$\pi/6$
5	$-v_{bc}$	$y_{i,4+}^C$	$y_{s,5+}^C$	$+V_{dc}$	$\pi/2$
6	$-v_{ca}$			$-V_{dc}$	$5\pi/6$
7	$-v_{bc}$	$y_{i,1-}^C$	$y_{s,2-}^C$	$-V_{dc}$	$-\pi/2$
8	$-v_{ca}$			$+V_{dc}$	$-\pi/6$

A partir dos limites de integração e dos valores da função  $f(x, y)$ , pode-se representar a célula unitária do VSR<sub>Δ</sub>, em que estão representados os níveis de tensão obtidos na tensão de linha do conversor. Na Fig. I.10 e na Fig. I.11 estão ilustradas as células unitárias para duas condições de funcionamento com índice de modulação igual a 0,7



e ângulo  $\delta_i$  igual a 0 e  $30^\circ$ , respectivamente. Observa-se que, como esperado, é possível gerar uma tensão de linha na saída com três níveis. A partir da célula unitária é também possível determinar a tensão de saída, conforme ilustrado na Fig. I.12. Os instantes que ocorrem as comutações são determinados pela intersecção entre os limites da célula e uma reta de coeficiente linear dado pelo índice de modulação em frequência.

Aplicando os dados da Tabela I.7 em (I.31) e com o auxílio da expansão em séries de Bessel (I.33) de Jacobi-Anger (HOLMES; LIPO, 2003), foi possível determinar a expressão analítica da harmônicas da tensão  $v_{ab}$ , cujos coeficientes  $C_{mn}$  são dados por (I.34). Dos coeficientes da tensão de linha, observa-se que a amplitude da fundamental tem o módulo da fundamental igual ao valor esperado de  $MV_{dc}$ . E, não são geradas harmônicas com bandas laterais pares em torno das múltiplas da frequência de comutação. Na Fig. I.13 estão ilustradas as componentes harmônicas obtidas analiticamente e por simulação até a terceira múltipla da frequência de comutação, em que se observam resultados muito próximos aos obtidos por simulação. Os valores das componentes harmônicas estão apresentados em função do índice de modulação na Fig. I.14 para alguns valores de  $m$  e  $n$ . Observa-se que estas componentes foram normalizadas pela tensão do barramento, isto é,  $|\dot{C}_{mn}|_N = |\dot{C}_{mn}|/V_{dc}$ .

$$e^{\pm j\xi \cos(\theta)} = J_0(\xi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} j^{\pm k} J_k(\xi) \cos(k\theta) \quad (\text{I.33})$$

$$\dot{C}_{mn} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } n = 0 \\ \frac{MV_{dc}}{2} (\sqrt{3} - j) & , \text{ se } m = 0 \text{ e } n = 1 \\ 0 & , \text{ se } m = 0 \text{ e } n \neq 1 \\ 0 & , \text{ se } m > 0 \text{ e } n \text{ é par} \\ 0 & , \text{ se } m > 0 \text{ e } n \text{ é múltiplo de 3} \\ \dot{C}_{mn,g} \text{ dado por (I.35)} & , \text{ se } m > 0 \text{ e } n \text{ é ímpar} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

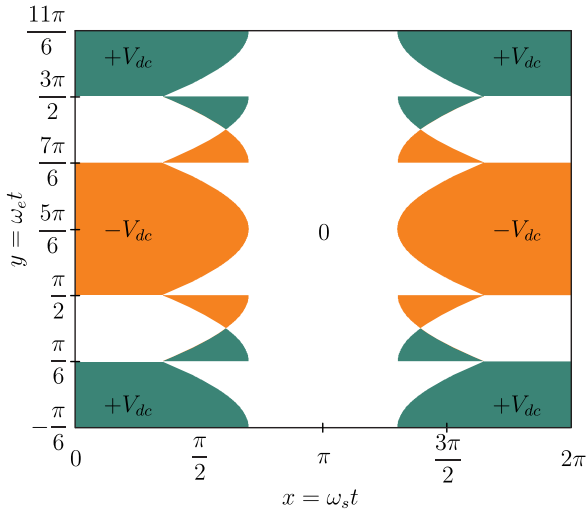


Figura I.10: Célula unitária do VSR $_{\Delta}$  para  $M = 0, 7$  e  $\delta_i = 0$ .

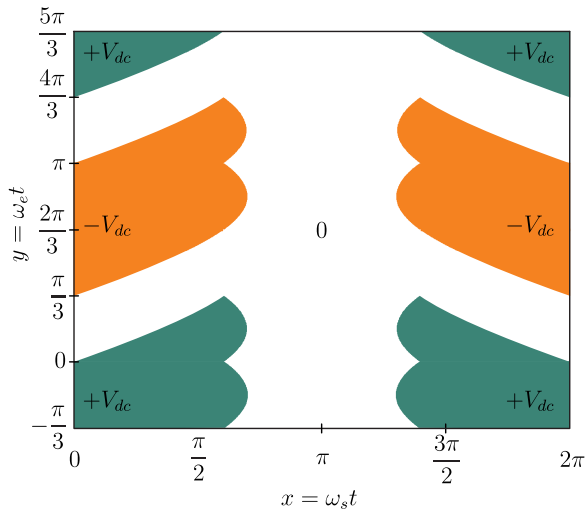


Figura I.11: Célula unitária do VSR $_{\Delta}$  para  $M = 0, 7$  e  $\delta_i = 30^\circ$ .

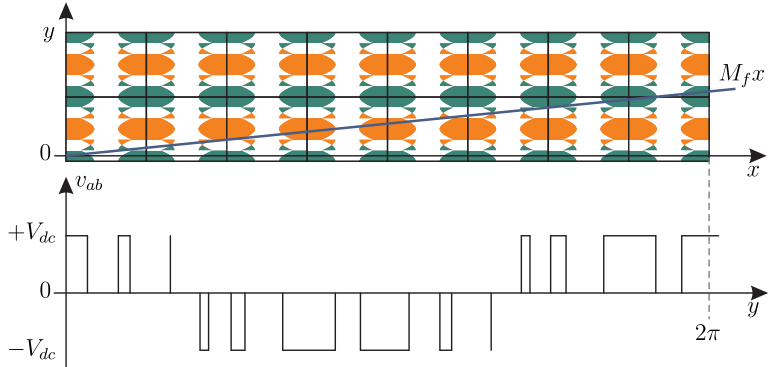


Figura I.12: Tensão de linha  $v_{ab}$  obtida a partir da célula unitária com  $M = 0,7$ ,  $\delta_i = 0$  e  $M_f = 11$ .

$$\begin{aligned} \dot{C}_{mn,g} = & -j \frac{V_{dc}}{\pi^2 m} \left\{ \frac{2\pi}{3} \frac{J_n(m\pi M)(j^n - j^{-n})}{e^{jn\pi/6}} \left[ 1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \right] + \right. & (I.35) \\ & + 4\text{sen}\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq |n|)}}^{\infty} \frac{J_k(m\pi M)(j^k - j^{-k})}{e^{jn(\pi/6 + \delta_i)}(k^2 - n^2)} \left[ 1 - 2 \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \right] \times \\ & \left. \times [n \cos(k\delta_i) + jk \text{sen}(k\delta_i)] \right\} \end{aligned}$$

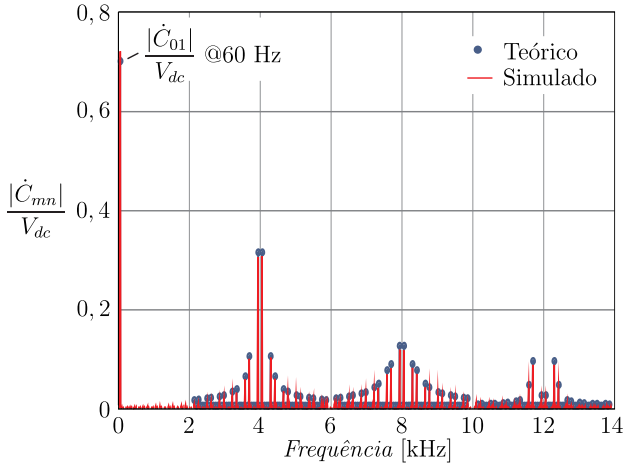


Figura I.13: Resultados teóricos e simulados das componentes harmônicas da tensão de linha.

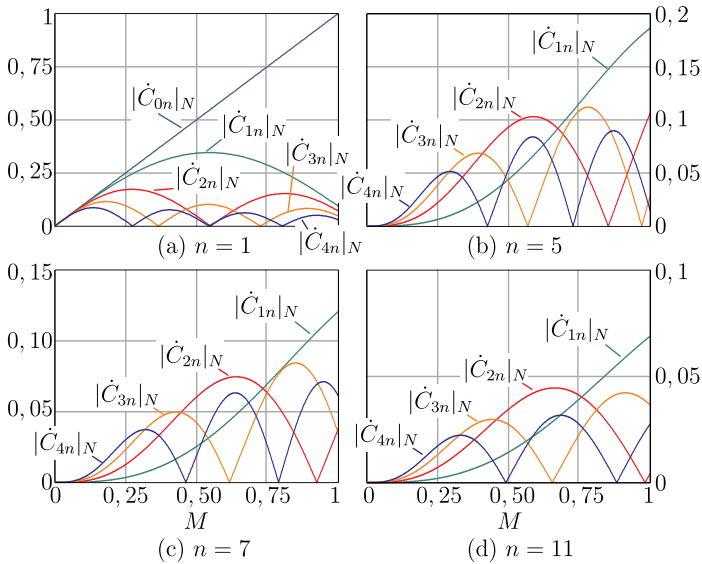


Figura I.14: Componentes harmônicas da tensão de linha.

# Apêndice II

## Malha de Captura de Fase

O *phase-locked loop* (PLL) é uma malha de captura de fase, isto é, um circuito de sincronismo em malha fechada capaz de detectar a fase e a frequência fundamental de um sinal periódico. Os PLLs são utilizados em diversas aplicações na engenharia elétrica e dentre as aplicações em eletrônica de potência, se destacam em conversores conectados à rede elétrica que requerem a sincronização entre as tensões da rede e as tensões ou correntes sintetizadas pelo conversor. Exemplos de aplicações são filtros ativos, inversores que injetam energia proveniente de fontes renováveis, entre outros (ORTMANN, 2008; ROLIM; COSTA; AREDES, 2006; CHUNG, 2000).

Neste trabalho apresenta-se a descrição matemática do PLL baseado na teoria *pq*, cuja metodologia é apresentada em (ROLIM; COSTA; AREDES, 2006). O projeto e sintonia do controlador do PLL é feita de acordo com as referências (BEST, 2003; HSIEH; HUNG, 1996; CHUNG, 2000; ROLIM; COSTA; AREDES, 2006; ORTMANN, 2008). São também apresentadas as modificações propostas para garantir a estabilidade do PLL durante a operação com sinais de entrada de amplitude variável, em que se projeta um PLL normalizado. Estas modificações são necessárias, pois o PLL é aplicado nas correntes de fase do GSIP para identificação do ângulo  $\delta_i$  utilizado na modulação vetorial do VSR $_{\Delta}$  e utilizado na técnica de autocontrole de corrente com compensação para estimação da velocidade do GSIP. Como resultado, obteve-se um PLL robusto às grandes variações de amplitude das correntes e capaz de sincronizar rapidamente. O erro estático dos PLLs digitais é analisado devido à sua influência na técnica de modulação vetorial.

## II.1 Análise do PLL baseado na Teoria $pq$

Sejam dois vetores do sistema trifásico,  $\vec{x}_{abc}$  e  $\vec{u}_{abc}$ , de mesma frequência  $\omega$ , em que a amplitude dos sinais em  $\vec{x}_{abc}$  é  $X_{pk}$  e em  $\vec{u}_{abc}$  é unitária. A transformada  $\alpha\beta$  destes sinais são dadas por (II.1) e (II.2), respectivamente. Em regime permanente, estes sinais podem ser descritos na forma complexa por (II.3) e (II.4), em que  $\theta_x = \omega t + \theta_x(t_0)$  e  $\theta_u = \omega t + \theta_u(t_0)$ .

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta \quad (\text{II.1})$$

$$\vec{u}_{\alpha\beta} = u_\alpha + ju_\beta \quad (\text{II.2})$$

$$\vec{X}_{\alpha\beta} = X_{pk} e^{j\theta_x} = X_{pk} [\cos(\theta_x) + j\text{sen}(\theta_x)] \quad (\text{II.3})$$

$$\vec{U}_{\alpha\beta} = e^{j\theta_u} = \cos(\theta_u) + j\text{sen}(\theta_u) \quad (\text{II.4})$$

Segundo a teoria  $pq$ , a potência complexa instantânea pode ser descrita por<sup>1</sup> (II.5). Como a matriz de transformação  $\alpha\beta$  utilizada em (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) é diferente da utilizada neste trabalho, há uma diferença em (II.5) que é o ganho de  $3/2$ . No entanto, essa diferença não altera as conclusões obtidas a partir da teoria  $pq$ .

$$\dot{s} = p + jq = \left(\frac{3}{2}\right) \vec{v}_{\alpha\beta} \vec{i}_{\alpha\beta}^* \quad (\text{II.5})$$

Aplicando os sinais  $\vec{x}_{abc}$  e  $\vec{u}_{abc}$  em (II.5) como, respectivamente, tensões e correntes (pode-se trocar a ordem sem consequências) obtêm-se como resultados (II.6) e (II.7) para a condição em regime permanente.

$$\dot{s}_{xu} = p_{xu} + jq_{xu} = \frac{3}{2} [(x_\alpha u_\alpha + x_\beta u_\beta) + j(x_\beta u_\alpha - x_\alpha u_\beta)] \quad (\text{II.6})$$

---

<sup>1</sup>Despreza-se a parcela referente à sequência zero.

$$\dot{S}_{xu} = \frac{3}{2} X_{pk} [\cos(\theta_x - \theta_u) + j \text{sen}(\theta_x - \theta_u)] \quad (\text{II.7})$$

Observa-se que, se  $\vec{u}_{\alpha\beta}$  é uma estimativa normalizada de  $\vec{x}_{\alpha\beta}$ , isto é,  $\theta_u = \hat{\theta}_x$ , e se esta estimativa em regime permanente tende ao valor correto  $\theta_x$  têm-se que as potências ativas e reativa, obtidas a partir de (II.6), tendem a  $(3/2)X_{pk}$  e zero, respectivamente. Estes resultados são expressos por (II.8) e (II.9).

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{3}{2} X_{pk} \cos(\theta_x - \hat{\theta}_x) = \frac{3}{2} X_{pk} \quad (\text{II.8})$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{3}{2} X_{pk} \text{sen}(\theta_x - \hat{\theta}_x) = 0 \quad (\text{II.9})$$

As estratégias de sincronismo baseadas na teoria  $pq$  recebem o nome de p-PLL quando se utiliza o resultado (II.8) e as respectivas equações para determinação da estratégia de operação em malha fechada do PLL. E, q-PLL quando se utiliza (II.9). Neste trabalho será utilizado o q-PLL, pois enquanto o q-PLL captura a fase do sinal da fase  $a$  do vetor  $\vec{x}_{abc}$ , o p-PLL captura uma fase adiantada em  $90^\circ$  (ROLIM; COSTA; AREDES, 2006).

## II.2 Projeto do q-PLL

Garantindo que  $\Delta\theta$  é nulo em regime permanente, garante-se o rastreamento da fase do sinal  $\vec{x}_{abc}$ .

Seja a potência reativa de (II.6), reescrita como uma função da amplitude  $x_{pk}$  e das variações de ângulo  $\Delta\theta = \theta_x - \hat{\theta}_x$  (II.10). Isto é, considera-se que a equação de regime permanente (II.7) também é válida em transitórios.

$$q_{xu}(x_{pk}, \Delta\theta) = \frac{3}{2} x_{pk} \text{sen}(\Delta\theta) \quad (\text{II.10})$$

Linearizando (II.10) em torno do ponto de equilíbrio, obtém-se como resultado (II.11).

$$\begin{aligned} q_{xu}(x_{pk}, \Delta\theta) &\approx \bar{q}_{xu} + \tilde{q}_{xu} = \\ &= \frac{3}{2} \left[ \bar{x}_{pk} \text{sen}(\Delta\bar{\theta}) + \bar{x}_{pk} \cos(\Delta\bar{\theta}) \Delta\tilde{\theta} + \text{sen}(\Delta\bar{\theta}) \tilde{x}_{pk} \right] \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Reescrevendo a parcela de pequenos sinais em (II.12), observa-se que, variações da amplitude do sinal de entrada não irão afetar a fase estimada, pois  $\Delta\bar{\theta} = 0$ . Deve-se notar que, como a parcela no ponto de operação é nula, a parcela de pequenos sinais pode ser calculada a partir de  $q_{xu} = (3/2)(x_{\beta}u_{\alpha} - x_{\alpha}u_{\beta})$ .

$$\tilde{q}_{xu} = \frac{3}{2} \left[ \bar{x}_{pk} \cos(\Delta\bar{\theta}) \Delta\tilde{\theta} + \text{sen}(\Delta\bar{\theta}) \tilde{x}_{pk} \right] = \frac{3}{2} \bar{x}_{pk} \Delta\tilde{\theta} \quad (\text{II.12})$$

O diagrama de blocos do sistema em malha aberta está ilustrado na Fig. II.1. Observa-se que foi inserido um integrador para representar a relação de transferência entre velocidade angular e ângulo.

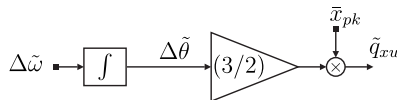


Figura II.1: Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.

O valor de  $\Delta\tilde{\omega}$  pode ser obtido a partir da derivação de (II.13), cujo resultado é expresso pela variação de velocidade angular  $\Delta\omega$ , pela



velocidade angular do sinal de entrada  $\omega$  e pela velocidade angular do sinal estimado  $\hat{\omega}$ .

$$\Delta\theta = \theta_x - \hat{\theta}_x \Rightarrow \frac{d\Delta\theta}{dt} = \frac{d\theta_x}{dt} - \frac{d\hat{\theta}_x}{dt} \Rightarrow \Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \quad (\text{II.13})$$

A velocidade angular do sinal de entrada pode ser escrita como a soma de um valor inicial  $\bar{\omega}_0$ , conhecido como *frequência central*, e de uma perturbação  $\omega_q$ , conforme (II.14).

$$\omega = \bar{\omega}_0 + \omega_q \quad (\text{II.14})$$

Assim, linearizando (II.13) em torno do ponto de equilíbrio obtém-se (II.15).

$$\Delta\omega \approx \Delta\bar{\omega} + \Delta\tilde{\omega} = \bar{\omega}_0 + \bar{\omega}_q + \tilde{\omega}_q - \tilde{\omega} - \tilde{\omega} \quad (\text{II.15})$$

Portanto, conclui-se que, no equilíbrio ( $\Delta\bar{\omega} = 0$ ) a velocidade angular estimada é igual ao valor da frequência central somado à perturbação, isto é,  $\bar{\omega} = \bar{\omega}_0 + \bar{\omega}_q$ . A variação de velocidade angular em torno do ponto de equilíbrio é dada por (II.16).

$$\Delta\tilde{\omega} = \tilde{\omega}_q - \tilde{\omega} \quad (\text{II.16})$$

Aplicando (II.16) no diagrama de blocos de malha aberta e observando que é possível utilizar  $\tilde{\omega}$  como sinal de controle, é possível obter duas estruturas de controle conforme ilustrado na Fig. II.2.

O diagrama de blocos da Fig.II.2(a) é a estrutura de controle típica no projeto de controle de PLLs (ROLIM; COSTA; AREDES, 2006; ORTMANN, 2008), em que a divisão pela amplitude do sinal de entrada faz parte da estrutura do controlador. Esta divisão foi colocada em destaque, pois se observa que é possível reorganizar o diagrama de blocos como ilustrado na Fig. II.2(b). Deve-se notar que, se a amplitude do sinal de entrada é sempre conhecida, o comportamento dinâmico do sistema é dado pelo diagrama de blocos da Fig. II.2(b). O comportamento dinâmico do sistema para o caso em que o sistema tem variações de amplitude será analisado para um controlador projetado na condição nominal.

Deve-se ressaltar que, nas estruturas de controle apresentadas na

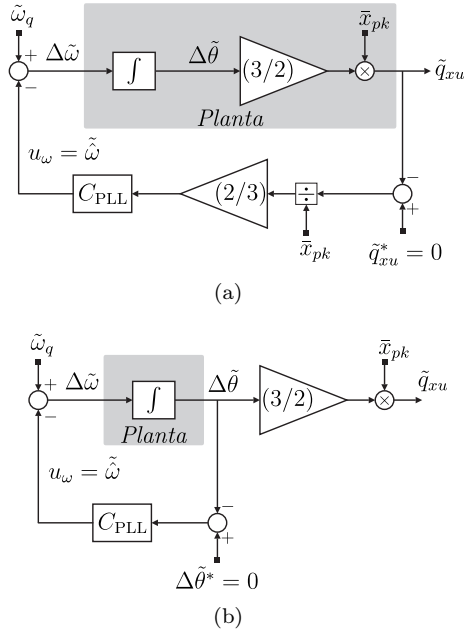


Figura II.2: Diagrama de blocos dos possíveis sistemas de controle do q-PLL.

Fig II.2 não é possível utilizar o filtro de referência para alterar o comportamento dinâmico com relação à referência. Isso se deve ao fato que a referência é sempre zero. Esses sistemas também podem ser vistos como a estrutura de controle clássica dos PLLs (BEST, 2003; HSIEH; HUNG, 1996), conforme ilustrado na Fig. II.3. O PLL é composto de um detector de fase (PD – *phase detector*), de um controlador e de um oscilador de tensão controlado (VCO – *voltage-controlled oscillator*).

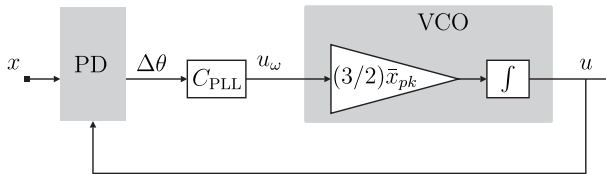


Figura II.3: Estrutura clássica para estudo de PLLs.

Para o funcionamento completo do q-PLL é ainda necessário determinar o sinal  $\vec{u}_{\alpha\beta}$  para o cálculo da potência reativa  $q_{xu}$ . Esse pode ser

determinado a partir de suas relações em regime permanente em (II.7), isto é:

$$u_\alpha \approx \cos(\hat{\theta}_x) \tag{II.17}$$

$$u_\beta \approx \text{sen}(\hat{\theta}_x). \tag{II.18}$$

E, para determinar  $\hat{\theta}_x$  resolve-se a integral (II.19), em que esta foi determinada a partir de (II.13), (II.14) e (II.16).

$$\hat{\theta}_x = \int_{t_0}^t \hat{\omega} d\tau = \int_{t_0}^t (\bar{\omega}_0 + \tilde{\omega}) d\tau \tag{II.19}$$

O diagrama de blocos completo do q-PLL está ilustrado na Fig. II.4, referindo-se ao q-PLL simplesmente por PLL. Pode-se observar todas as equações derivadas nesta seção. A divisão dos sinais  $x_\alpha$  e  $x_\beta$  pelo valor de pico  $\bar{x}_{pk}$  foi propositalmente colocada no início<sup>2</sup> do diagrama de blocos para explicitar que é necessária a divisão pela amplitude do sinal  $\vec{x}_{\alpha\beta}$ . A multiplicação por  $(3/2)$  para obtenção da potência reativa não precisa ser realizada, pois nesse caso o interesse é obter  $\Delta\tilde{\theta}$  para controlar o erro de fase. Adicionalmente, é apresentada como saída do PLL a frequência estimada, em que a mesma pode ser filtrada por um filtro passa-baixas para eliminar possíveis ruídos que irão depender da característica do sinal de entrada.

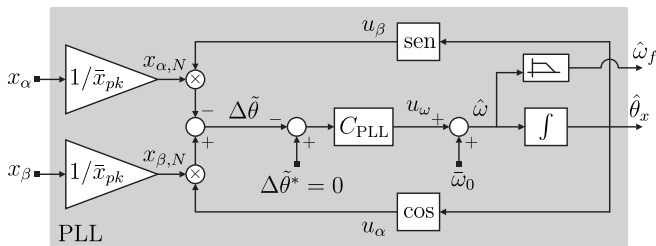


Figura II.4: Diagrama de blocos do q-PLL.

<sup>2</sup>Este ganho pode ser considerado como parte do projeto do controlador.

## II.3 Projeto do Controlador do PLL

Os requisitos que devem ser atendidos pelo controlador do PLL são o seguimento de referência e a rejeição de perturbações, ambas do tipo degrau.

Escrevendo as funções de transferência, para o diagrama de blocos da Fig. II.2(b), da saída com relação à entrada e da saída com relação à perturbação para o controlador  $C_{PLL} = k_C N_C / D_C$  obtêm-se (II.20) e (II.21), respectivamente. Observa-se que para qualquer tipo de controlador o seguimento de referência está garantindo (a planta é integradora). Para garantir rejeição de perturbações do tipo degrau o controlador deve ter um pólo na origem. Assim, o controlador PI é uma escolha adequada para o projeto do sistema de controle, cuja função de transferência é dada por (6.9). Deve-se notar que ganho do controlador deve ser negativo, pois o ganho da planta também é negativo.

$$\frac{\Delta\tilde{\theta}(s)}{\Delta\tilde{\theta}^*(s)} = \frac{-k_C N_C}{D_C s - k_C N_C} \quad (\text{II.20})$$

$$\frac{\Delta\tilde{\theta}(s)}{\tilde{\omega}_q(s)} = \frac{D_C}{D_C s - k_C N_C} \quad (\text{II.21})$$

Substituindo (6.9) em (II.20) e (II.21) obtêm-se (II.22) e (II.23).

$$\frac{\Delta\tilde{\theta}(s)}{\Delta\tilde{\theta}^*(s)} = \frac{-(k_C s + k_C / T_i)}{s^2 - k_C s - k_C / T_i} \quad (\text{II.22})$$

$$\frac{\Delta\tilde{\theta}(s)}{\tilde{\omega}_q(s)} = \frac{s}{s^2 - k_C s - k_C / T_i} \quad (\text{II.23})$$

Para a sintonia dos parâmetros do controlador, considera-se que o sistema em malha fechada tem um comportamento predominante de segunda ordem com fator de amortecimento  $\xi$  e frequência natural  $\omega_n$ , de acordo com a função de transferência (II.24).

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.24})$$

Assim, os parâmetros do controlador podem ser obtidos por (II.25) e (II.26).

$$k_C = -2\xi\omega_n \quad (\text{II.25})$$

$$T_i = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (\text{II.26})$$

Para a sintonia do controlador em função de requisitos de margem de fase e largura de banda, pode-se mostrar que a relação destes parâmetros com o fator de amortecimento e a frequência natural são dadas por (6.15) e por (II.27), respectivamente (BEST, 2003).

$$\omega_n(\xi, BW) = \frac{2\pi BW}{\sqrt{1 + 2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 4\xi^2 + 2}}} \quad (\text{II.27})$$

Antes de definir os requisitos dinâmicos que devem ser atendidos pelo controlador do PLL, serão apresentados conceitos sobre a estabilidade de PLLs.

### II.3.1 Conceitos de Estabilidade de PLLs

Segundo (BEST, 2003), ao se projetar um PLL, deve-se ser capaz de responder as seguintes perguntas:

- Sobre quais condições o PLL entra em sincronismo?
- Sobre quais condições o PLL perde o sincronismo?
- Qual o tempo que o PLL leva para sincronizar?

As respostas dessas perguntas não podem ser obtidas diretamente a partir do modelo linearizado visto que o PLL é não linear. Em (BEST, 2003) são apresentadas as regiões de operação do PLL, as quais definem os seus limites de estabilidade (LE) dinâmica e estática. Essas regiões e os limites<sup>3</sup> estão ilustrados em torno da frequência central na Fig. II.5, em que: o limite de estabilidade estática é dado pela frequência  $\Delta\omega_H$ , conhecida como *hold range* e o limite de estabilidade dinâmica é dado pela frequência  $\Delta\omega_{PO}$ , conhecida como *pull-out range*.

<sup>3</sup>Considera-se que a malha de controle do PLL é suficiente para atenuar componentes harmônicas do sinal de entrada.

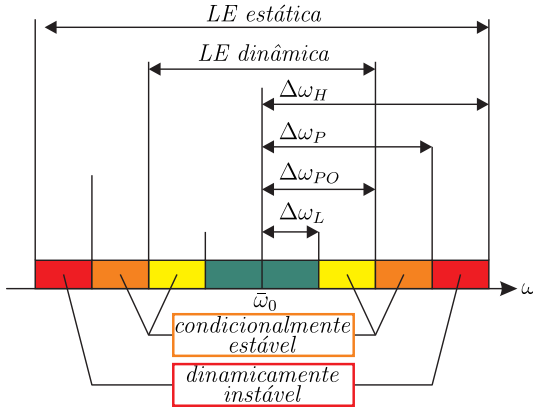


Figura II.5: Regiões de operação do PLL.

Observa-se que, do ponto de vista prático não há muito interesse na frequência *hold range*, pois só é possível alcançar tal limite com uma variação da frequência de entrada extremamente lenta. A frequência *pull-out range* representa o maior degrau de frequência que pode ser aplicado sem que o mesmo perca o sincronismo. A frequência  $\Delta\omega_P$  é conhecida como *pull-in range* e determina a região para a qual o PLL sempre alcança o sincronismo, mas o processo pode ser muito lento. A frequência  $\Delta\omega_L$  é conhecida como *lock range* e determina a região para a qual o PLL sempre alcança o sincronismo muito rapidamente (*single beat*).

De acordo com (BEST, 2003), a determinação desses limites depende da estrutura de controle e do tipo<sup>4</sup> de PLL empregado. Para o controlador PI e um detector de frequência do tipo 2 os limites da Fig. II.5 são apresentados na Tabela II.1. Observa-se que algumas regiões têm limite infinito, o que se deve à característica de erro nulo do controlador PI. No entanto, deve-se observar que este resultado depende, de fato, do ganho estático do controlador e é limitado na prática pela máxima frequência que é possível rastrear. Para a implementação digital do PLL a máxima frequência depende do limite numérico do processador. E, é ainda possível sincronizar em harmônicas do sinal de entrada com alguns tipos de detectores de fase. Portanto, é recomendado limitar a

<sup>4</sup>Em (BEST, 2003) são definidos quatro tipos básicos de PLL de acordo com o tipo de detector de fase. O princípio de funcionamento do q-PLL, que é obter um sinal (potência reativa) cujo valor médio é nulo quando o sinal é rastreado, é o mesmo do PLL do tipo 2 encontrado nesta referência.

frequência de saída do controlador PI (BEST, 2003).

Tabela II.1: Limites das regiões de operação do PLL

$\Delta\omega_L$	$\Delta\omega_{PO}$	$\Delta\omega_P$	$\Delta\omega_H$
$\pi\xi\omega_n$	$2,46\omega_n(\xi + 0,65)$	$\infty$	$\infty$

Por mais que teoricamente seja sempre possível sincronizar o PLL para variações de frequência até  $\Delta\omega_P$ , na prática esse limite é reduzido, além do processo de sincronismo ser extremamente lento. O tempo de resposta na região compreendida entre  $\Delta\omega_P$  e  $\Delta\omega_L$  pode ser calculado por (II.28), em que  $\Delta\omega_0$  é a variação inicial da frequência do sinal de entrada com a frequência central. O tempo de resposta para variações de frequência até  $\Delta\omega_P$  pode ser calculado a partir de (II.29). Observa-se ainda que máxima taxa de variação na frequência do sinal de referência para que o PLL não perca o sincronismo é  $\omega_n^2$ , mas é comum considerar na prática um limite inferior para essa taxa de  $\omega_n^2/2$  (BEST, 2003).

$$T_P \approx \frac{4\Delta\omega_0^2}{\pi^2\xi\omega_n^3} \quad (\text{II.28})$$

$$T_L \approx \frac{2\pi}{\omega_n} \quad (\text{II.29})$$

### II.3.2 Aspectos da Implementação Digital

Ao implementar o PLL de maneira digital, percebe-se que a fase rastreada não é instantaneamente igual à fase do sinal de entrada. Esse fato fica evidente se for observado que, para calcular o sinal de potência reativa, é necessária a estimativa da fase do sinal de entrada para o cálculo de (II.17) e de (II.18). No entanto, só está disponível a amostra calculada no ciclo anterior, o que significa que a fase estimada está sendo “amostrada”. Assim, representando o atraso digital no diagrama de blocos da Fig. II.2(b) obtém-se como resultado o diagrama de blocos<sup>5</sup> da Fig. II.6, em que o sinal  $\Delta\tilde{\theta}$  foi separado nas parcelas relativas ao sinal de entrada e ao sinal estimado.

<sup>5</sup>A função de transferência da planta  $G(z)$  é obtida a partir de algum método de discretização, pois é necessária realizá-la digitalmente. Foi utilizado o método de Tustin.

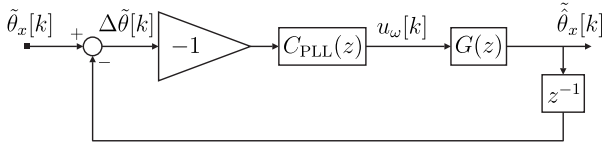


Figura II.6: Diagrama de blocos para análise do PLL digital.

A presença do atraso, em geral, na malha do PLL é imperceptível tanto para a estabilidade do sistema em malha fechada quanto para os algoritmos que utilizam a informação do PLL. No entanto, devido à operação com relativa baixa frequência de comutação ( $f_s \leq 10$  kHz), este atraso pode ser significativo, principalmente para os algoritmos que utilizam a informação do ângulo. O erro estático proveniente desse atraso pode ser obtido do diagrama de blocos da Fig. II.6, em que deve-se observar que o PI garante erro nulo em regime permanente. Portanto, em (II.30) confirma-se que em regime permanente a fase do sinal estimado não é instantaneamente igual à do sinal de entrada.

$$\Delta\tilde{\theta}[k] = \tilde{\theta}_x[k] - \tilde{\theta}_x[k-1] = 0 \Rightarrow \tilde{\theta}_x[k-1] = \tilde{\theta}_x[k] \quad (\text{II.30})$$

Então, qual é o valor instantâneo da fase estimada? Esse valor pode ser estimado considerando que o sistema se encontra em regime permanente e em sincronismo. Dessa forma, a fase estimada no ciclo  $k$  é igual à próxima leitura do sinal de entrada. Essa estimativa está expressa em (II.31), em que se observa que o avanço de fase é dado por  $\omega T_a$  com  $\omega$  igual à frequência do sinal de entrada e  $T_a$  igual ao período de amostragem.

$$\tilde{\theta}_x[k] = \tilde{\theta}_x[k+1] \approx \tilde{\theta}_x[k] + \omega T_a \quad (\text{II.31})$$

O avanço de fase está ilustrado em função da frequência do sinal de entrada para diversas frequências de amostragem ( $f_a$ ) na Fig. II.7. Observa-se que este pode representar uma parcela considerável do ciclo do sinal de entrada. Para a aplicação do GSIP com frequência de amostragem igual a 8 kHz e o maior avanço de fase é igual a  $2,7^\circ$  em 60 Hz.



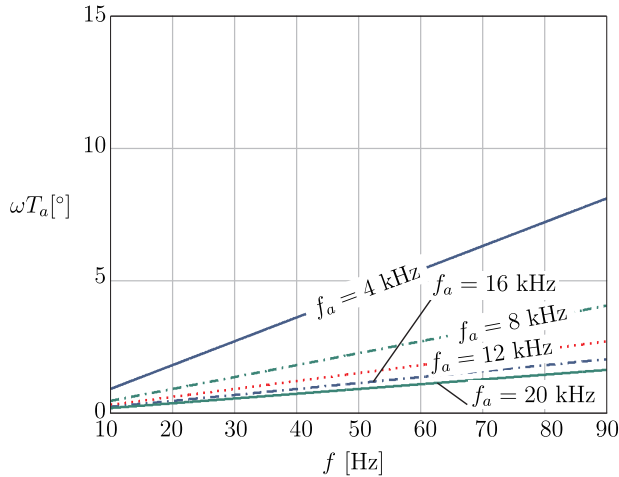


Figura II.7: Avanços de fase na saída do PLL.

### II.3.3 Sintonia do Controlador

Nesta seção é considerado que os sinais de entrada do PLL têm amplitude constante e igual a um. Portanto, o diagrama de blocos das Fig. II.2(a) e da Fig. II.2(b) se tornam equivalentes. Para o caso de sinais de entrada com amplitude não unitária, deve-se normalizar os sinais de entrada pelo valor nominal da amplitude.

São considerados dois tipos de sinais de entrada para o projeto do controlador. O primeiro são as tensões da rede, pois esta é a aplicação comumente encontrada. São analisados os seus requisitos de projeto. Em segundo lugar, são aplicadas as correntes do GSIP e analisadas as características que este sinal apresenta. A partir dessas características são definidos os critérios que o controlador deve atender.

#### II.3.3.1 Sinal de Entrada: Tensões da Rede

Ao aplicar as tensões da rede no PLL, este deve ser capaz de operar em condições desbalanceadas, sujeito a harmônicas de baixa frequência e componentes de sequência negativa (KAURA; BLASKO, 1997; ORTMANN, 2008). Pode-se mostrar que a primeira componente harmônica a ser rejeitada no sinal de potência reativa é a segunda harmônica, sendo esta causada pelos desbalanços entre as fases (ORTMANN, 2008; AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). Portanto, é conveniente projetar o PLL com uma largura de banda abaixo da segunda harmônica de modo

que haja suficiente atenuação dessa componente. Considerou-se uma largura de banda uma década abaixo da segunda harmônica, de modo que a atenuação é aproximadamente 23 dB.

A escolha do fator de amortecimento ou da margem de fase é feita tendo como critério o desempenho dinâmico do sistema. Em (CHUNG, 2000) foi realizada uma otimização para determinar o fator de amortecimento ótimo do sistema (II.24). Obteve-se como parâmetro ótimo um amortecimento de  $1/\sqrt{2}$ , isto é, uma margem de fase de  $65^\circ$ . Portanto, utilizando este valor para o fator de amortecimento e considerando uma rede elétrica com frequência fundamental de 60 Hz, obtêm-se uma largura de banda de 12 Hz. A partir de (II.27) determina-se a frequência natural como sendo 36,6 rad/s. Os parâmetros do controlador obtidos a partir de (II.25) e (II.26) são apresentados na Tabela II.2.

Tabela II.2: Parâmetros do controlador do PLL aplicado às tensões da rede

$k_C$	$T_i$
-51,8 1/s	38,6 ms

Os diagramas de resposta em frequência da resposta à referência e da resposta à perturbação do sistema projetado estão ilustrados na Fig. II.8 para os casos contínuo e digital<sup>6</sup>. Observa-se que o comportamento do sistema em baixa frequência é praticamente o mesmo. A atenuação obtida em 120 Hz foi de 23,1 dB para os dois casos, confirmando a metodologia de projeto.

Nas Fig. II.9(a) e (b) estão mostradas, respectivamente, a resposta ao degrau de referência e a ação de controle para o caso digital, isto é, a variação de frequência em torno do ponto de equilíbrio. O tempo de resposta é cerca de 100 ms. A resposta ao degrau de perturbação e a ação de controle para o caso digital estão mostradas nas Fig. II.9(c) e (d), cujo tempo de resposta é 80 ms. Nota-se que a ação de controle compensa a perturbação de frequência de 1 Hz.

As frequências que limitam as regiões de operação do PLL e os tempos de resposta esperados são apresentados na Tabela II.2. Dois processos de sincronização estão ilustrados na Fig. II.10, para uma tensão de entrada com amplitude de 1 V, em sequência positiva e com uma frequência síncrona igual a 60 Hz. A sincronização com uma frequência central de 60 Hz está ilustrada na Fig. II.10(a), em que se observa

<sup>6</sup>Discretização pelo método de Tustin e com frequência de amostragem de 8 kHz.

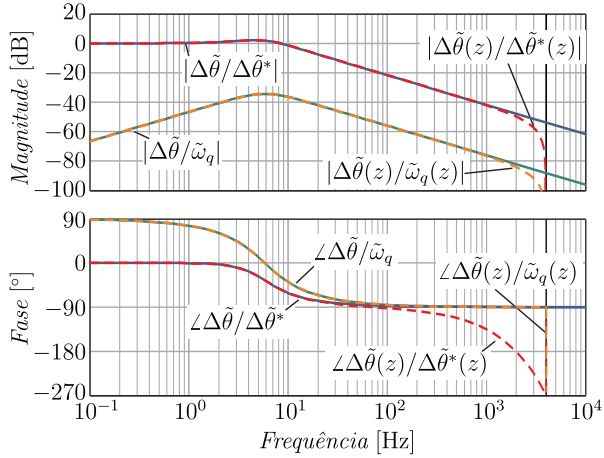


Figura II.8: Diagramas de reposta em frequência da resposta à referência e à perturbação para o PLL aplicado às tensões da rede.

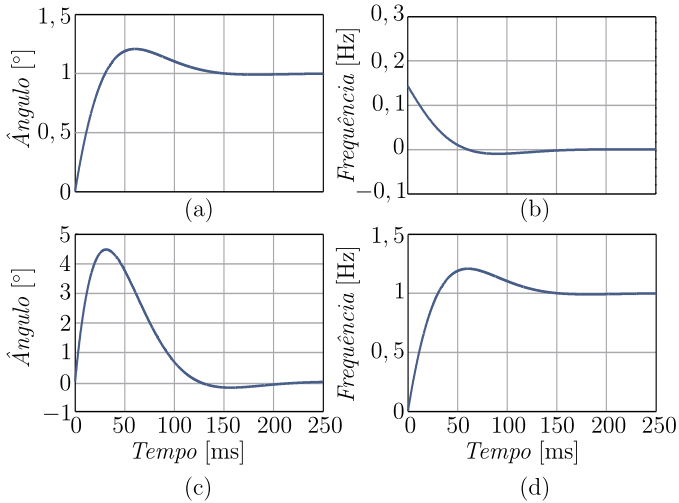


Figura II.9: Respostas ao degraus para o PLL aplicado às tensões da rede: (a) de referência com a respectiva ação de controle em (b); e, (c) de perturbação com a respectiva ação de controle em (d).

que o tempo de resposta está de acordo com o calculado. O tempo de resposta para  $\Delta\omega_0 = 2\pi(60 \text{ Hz})$  é igual a 1,7 s, cujo processo de

sincronização é mostrado na Fig. II.10(b) para uma frequência central igual a zero.

Tabela II.3: Limites das regiões de operação e tempos de resposta do PLL aplicado às tensões da rede

$\Delta\omega_L$	$\Delta\omega_{PO}$	$T_L$	$T_P$
$2\pi(13 \text{ Hz})$	$2\pi(20 \text{ Hz})$	171 ms	$1,2 \cdot 10^{-5}(\Delta\omega_0)^2$

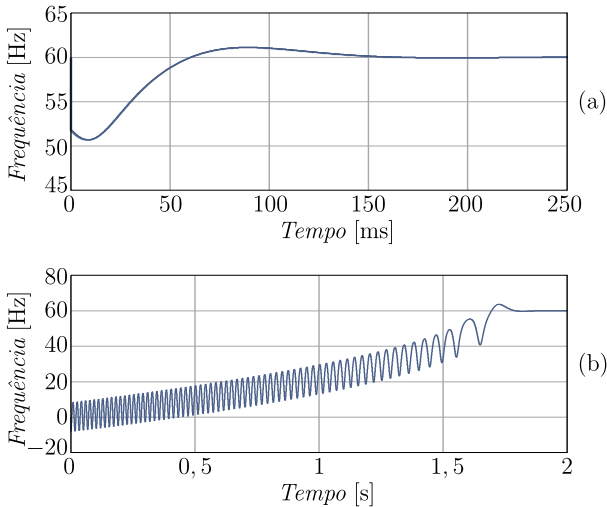


Figura II.10: Processos de sincronização do PLL aplicado às tensões da rede.

O desempenho do PLL na presença de harmônicas e desbalanços de tensão será discutido na seção II.5, em que serão apresentados mais resultados de simulação.

### II.3.3.2 Sinal de Entrada: Correntes do GSIP

No que diz respeito às características do sinal de entrada, as correntes são equilibradas e não haverão harmônicas de baixa ordem, pois a corrente será controlada para atingir esse objetivo. Portanto, pode-se projetar o PLL com uma largura de banda bem maior que o aplicado às tensões da rede.

Para este projeto<sup>7</sup> considera-se uma largura de banda de 200 Hz, de forma que se obtenha uma atenuação um pouco maior do que 23 dB na frequência de comutação. Assim como para o PLL aplicado às tensões da rede, considera-se um amortecimento de  $1/\sqrt{2}$  e, portanto, a partir de (II.27) obtém-se uma frequência natural de 610 rad/s. Os parâmetros do controlador obtidos a partir de (II.25) e (II.26) são apresentados na Tabela II.4, juntamente com os limites das regiões de operação e tempos de resposta do PLL. Observa-se que este PLL é bem mais rápido e que a região da frequência *lock range* é bem maior e abrange toda a região de operação do GSIP (10 a 60 Hz).

Tabela II.4: Parâmetros do controlador, limites das regiões de operação e tempos de resposta do PLL aplicado às correntes do GSIP

$k_C$	$-863,5 \text{ 1/s}$
$T_i$	$2,3 \text{ ms}$
$\Delta\omega_L$	$2\pi(215 \text{ Hz})$
$\Delta\omega_{PO}$	$2\pi(324 \text{ Hz})$
$T_L$	$10,3 \text{ ms}$
$T_P$	$2,5 \cdot 10^{-9} (\Delta\omega_0)^2$

Os diagramas de resposta em frequência da resposta à referência e à perturbação dos sistemas contínuo e digital são apresentados na Fig. II.11. Verifica-se que os requisitos de projeto foram atendidos.

A seguir será analisado o problema de variação de amplitude aplicado às correntes do GSIP dado um ponto de operação de amplitude das correntes. Será verificado o desempenho dinâmico do PLL frente a essas variações.

### II.3.4 Análise do Problema de Variação de Amplitude

Nesta seção será abordado o problema da variação da amplitude do sinal de entrada por meio da análise do lugar das raízes do sistema contínuo<sup>8</sup>. Esta ferramenta é ideal quando apenas um parâmetro da

<sup>7</sup>No Capítulo 4 será analisado o processo de identificação de setores de corrente com diferentes larguras de banda. A mesma metodologia apresentada nessa seção pode ser empregada para determinar os parâmetros dos outros controladores empregados. O PLL foi analisado para a largura de banda de 200 Hz porque este é o maior valor dentre os comparados na estratégia de identificação de setores de corrente.

<sup>8</sup>A análise torna-se mais simples e como verificado no diagrama de resposta em frequência da Fig. II.11 as respostas do sistemas contínuo e digital são praticamente

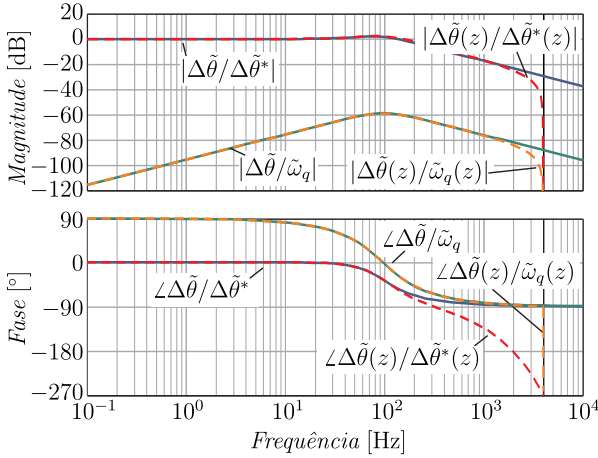


Figura II.11: Diagramas de reposta em frequência da resposta à referência e à perturbação para o PLL aplicado às correntes do GSIP.

planta apresenta variações, como é o caso em questão.

Para iniciar a análise, considera-se que o valor da amplitude  $\bar{x}_{pk}$  da planta da Fig. II.2(a) é variável e reescreve-se o mesmo como  $x_{pk}$ . O ganho na malha de controle permanece inalterado no seu valor nominal de projeto  $\bar{x}_{pk}$ . Definindo  $k_X$  como o fator de variação de amplitude, isto é,  $k_X = x_{pk}/\bar{x}_{pk}$ , podem ser determinadas as novas funções de transferência do sistema. A relação da saída para a referência é dada por (II.32), em que os parâmetros do controlador foram substituídos pelos valores determinados em (II.25) e em (II.26). Observa-se que a resposta nominal não será mais atendida e os índices de desempenho do sistema irão variar. A variação do fator de amortecimento em função de  $k_X$  pode ser determinada a partir de (II.33) e a variação da frequência natural por (II.34).

$$\frac{\Delta\tilde{\theta}(s)}{\Delta\tilde{\theta}^*(s)} = \frac{k_X(2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}{s^2 + 2k_X\xi\omega_n s + k_X\omega_n^2} \quad (\text{II.32})$$

$$\xi' = \xi\sqrt{k_X} \quad (\text{II.33})$$

iguais.

$$\omega'_n = \omega_n \sqrt{k_X} \quad (\text{II.34})$$

Para ilustrar essas variações, foi determinado o lugar das raízes de (II.32), conforme apresentado na Fig. II.12, em que foi considerado o controlador projetado para as correntes do GSIP. O ponto onde  $k_X = 1$  corresponde à condição nominal de projeto. Observa-se que, para diminuições da amplitude do sinal de entrada ( $k_X < 1$ ), o sistema se torna mais oscilatório e a largura de banda do sistema diminui. E, para aumentos de amplitude ( $k_X > 1$ ), o amortecimento aumenta e largura de banda aumenta. Essas variações na posições dos pólos podem degradar o funcionamento do PLL, sem comprometer a estabilidade, na primeira sincronização e/ou quando o sistema está sujeito à variações de frequência e/ou quando há harmônicas no sinal de entrada.

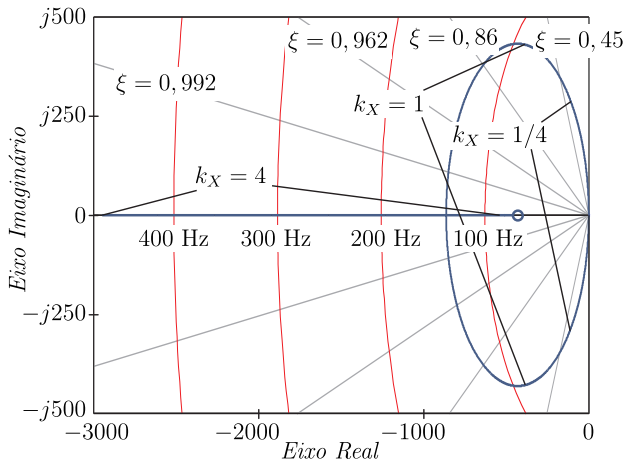


Figura II.12: Lugar das raízes dos pólos de malha fechada de  $\tilde{\Delta\theta}/\tilde{\Delta\theta}^*$  e de  $\tilde{\Delta\theta}/\tilde{\omega}_q$  para variações de  $k_X$ .

No caso das correntes do GSIP deste trabalho a variação no valor da amplitude das correntes se dá entre 2,5 A e 40 A. Portanto, a escolha do ponto de operação que será considerado como parâmetro nominal não é trivial. Caso seja considerado o valor máximo como ponto de operação nominal o sistema terá no valor mínimo uma largura de banda de 38 Hz e uma margem de fase de 20°, o que evidentemente não é adequado para o desempenho do PLL. Da mesma forma, se for considerado o valor mínimo como ponto de operação nominal, o sistema terá no valor

máximo uma largura de banda de 1430 Hz e uma margem de fase de  $88^\circ$ , o que é prejudicial do ponto de vista de rejeição ruídos. Portanto, a média geométrica entre os valores máximo e mínimo parece ser a escolha mais adequada, por resultar na mesma variação de ganho acima (4 vezes mais) e abaixo (4 vezes menos) da média. Entretanto, o desempenho dinâmico do sistema ainda está sujeito a grande variações dos índices de desempenho conforme evidenciado na Fig. II.12.

Como solução a esse problema de variação de ganho é proposta uma solução simples: a divisão do sinal de entrada pela sua amplitude. Isto é, o PLL opera sempre com sinais de entrada normalizados pela amplitude. Na próxima seção serão apresentados três métodos de como determinar a amplitude do sinal de entrada.

## II.4 PLL Normalizado

O PLL normalizado ( $PLL_N$ ) utiliza a amplitude da componente fundamental de sequência positiva do sinal de entrada para normalizar as entradas do PLL. A formulação proposta mantém o PLL robusto à variações de amplitude e permite que, durante transitórios, a largura de banda aumente, tornando o sincronismo mais rápido. Neste trabalho serão analisadas três estratégias para determinação da amplitude, mas somente uma permite obter as melhores características dinâmicas. Todas são equivalentes em condições senoidais e em regime permanente. Estas serão mais adiante validadas por simulações numéricas com sinais de entrada na presença de harmônicas, variações de amplitude e de frequência.

Observa-se que, a aplicação da amplitude do sinal de entrada para manter o desempenho dinâmico do PLL para variações de amplitude foi primeiramente apresentada em (ANGQUIST; BONGIORNO, 2009). Essa estratégia será identificada entre possibilidades empregadas neste trabalho, mas o princípio do PLL é modificado devido ao ângulo ser determinado por uma função arco tangente. Com a metodologia empregada não há necessidade de cálculo dessa função. Essa formulação pelo cálculo do arco tangente torna a frequência de saída do PLL sensível a variações de amplitude (ANGQUIST; BONGIORNO, 2009). Com relação à aplicação do PLL para determinação da fase de correntes de geradores ou conversores conectados à rede, em (SHEN et al., 2009) foi proposto um PLL aplicados às correntes do estator e do rotor de um DFIG conectado à rede para estimação do ângulo do rotor, mas não é analisado o problema de variação da amplitude.

A seguir serão apresentadas as técnicas baseada em três estraté-



gias. Após concluir essas descrições, será verificada a estabilidade e a influência da normalização no comportamento dinâmico do sistema.

### II.4.1 Descrição das Técnicas de Normalização

A estimação da amplitude de um sinal  $\vec{x}_{\alpha\beta}$  em condições balanceadas e puramente senoidal pode ser determinada a partir do cálculo da norma (II.35). É possível estimar com boa precisão a amplitude das tensões da rede em condições normais de operação (CIOBOTARU; TEODORESCU; AGELIDIS, 2008; CIOBOTARU et al., 2010). Devido à presença de ruídos e harmônicas de baixa ordem é necessário filtrar a norma. No entanto, na presença de harmônicas de ordem muito baixa o seu desempenho pode ser bastante prejudicado, pois a amplitude filtrada não é igual à componente fundamental de sequência positiva. O emprego desta técnica se mostrou inicialmente interessante para o PLL aplicado nas correntes do GSIP (ORTMANN; COLLIER; HELDWEIN, 2011), pois nesse caso as correntes estão naturalmente equilibradas e sem harmônicas de baixa ordem.

$$\hat{x}_{pk} = \|\vec{x}_{\alpha\beta}\| = \sqrt{x_{\alpha}^2 + x_{\beta}^2} \quad (\text{II.35})$$

As outras duas técnicas são válidas na presença de harmônicas e podem efetivamente mitigar tais efeitos. Para análise e compreensão dessas estratégias consideram-se as potências  $p_{xu}$  e  $q_{xu}$  reescritas em (II.36) e (II.37), respectivamente. Nelas foram adicionadas parcelas referentes ao conteúdo harmônico dos sinais de entrada (denotadas pelo subscrito  $h$ ). Estes conteúdos harmônicos representam todas as frequências que devem ser rejeitadas para determinar os sinais de sequência positiva da fundamental. Os sinais  $\tilde{p}_{xu}$  e  $\tilde{q}_{xu}$  representam perturbações não harmônicas em torno dos pontos de equilíbrio.

$$p_{xu} \approx \bar{p}_{xu} + \tilde{p}_{xu} + p_{xu,h} \quad (\text{II.36})$$

$$q_{xu} \approx \bar{q}_{xu} + \tilde{q}_{xu} + q_{xu,h} \quad (\text{II.37})$$

Como citado anteriormente, o ponto de equilíbrio  $\bar{p}_{xu}$  é proporcional à amplitude da fundamental e o de  $\bar{q}_{xu}$  é igual a zero. Portanto, a amplitude pode ser estimada tanto pelo cálculo da potência ativa  $p_{xu}$

quanto pelo cálculo do módulo da potência aparente  $\hat{s}_{xu}$ . Em ambos os casos os sinais de potência ativa e/ou potência reativa devem ser filtrados independentemente por filtros passa-baixas com frequência de corte suficiente para rejeitar as harmônicas do sinal de entrada, isto é, rejeitar as parcelas  $p_{xu,h}$  e  $q_{xu,h}$ . Observa-se que a utilização do módulo da potência aparente para o cálculo da amplitude é equivalente a ter um algoritmo de detecção de sequência positiva (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007), em que se utiliza apenas a informação da amplitude deste algoritmo. Nota-se que se somente a potência ativa é utilizada para estimar a amplitude, o sinal de ângulo ainda terá harmônicas, por não haver filtragem do sinal de potência reativa. Contudo, como a própria malha de controle do PLL é projetada com característica de rejeição de ruídos, isso não se apresenta como um empecilho para o emprego desta abordagem.

O diagrama de blocos do PLL<sub>N</sub> está ilustrado na Fig. II.13. No bloco “cálculo da amplitude” executa-se um dos três métodos apresentados. Estes são ilustrados na Fig. II.14, em que se observam os sinais e os filtros necessários para realizar todos os métodos.

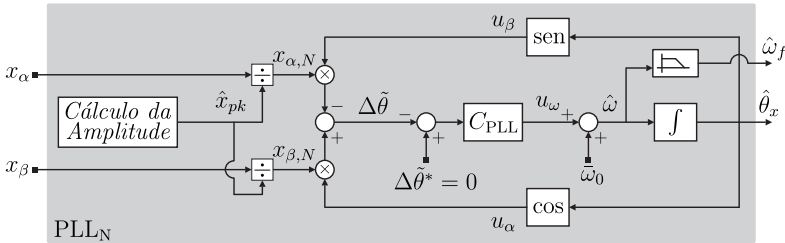


Figura II.13: Diagrama de blocos do PLL<sub>N</sub>.

Deve-se notar que, em todos os casos, é possível eliminar o processo de normalização pelo cálculo direto do ângulo a partir da função arco tangente. Nesse caso, o processo de normalização é intrínseco, pois se realiza uma divisão entre as partes imaginária e real do sinal de potência aparente. Portanto, o caso em que é empregado o módulo da potência aparente é equivalente à técnica apresentada em (ANGQUIST; BONGIORNO, 2009). Embora sejam equivalentes tais processos, verificou-se, a partir de simulações numéricas, que esses só são equivalentes em regime permanente. Esta diferença se deve ao fato do sinal de potência reativa precisar ser filtrado para o cálculo da função arco tangente, não refletindo variações instantâneas de fase. Enquanto isso, na estratégia de normalização verifica-se que, quando há variações de amplitude

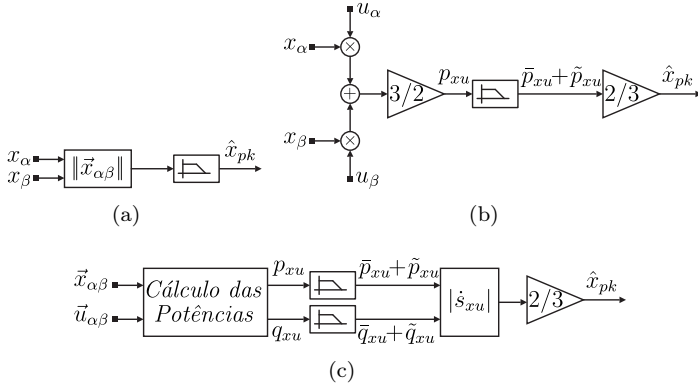


Figura II.14: Técnicas para cálculo da amplitude pela: (a) norma, (b) “potência ativa” e (c) “potência aparente”.

e/ou frequência, é possível aumentar instantaneamente a largura de banda e diminuir o tempo de resposta do PLL. Após os transitórios, o sistema naturalmente tende a reduzir a largura de banda de forma a manter a característica desejada com a normalização, isto é, ter um ganho  $k_X$  unitário. Essa é uma grande vantagem do PLL<sub>N</sub> proposto neste trabalho.

### II.4.2 Análise da Estabilidade

Na seção II.3.4 foi demonstrada a influência do ganho  $k_X$  na dinâmica do PLL e nota-se na Fig. II.12 que este deve ser maior que zero para que o sistema se mantenha estável. Portanto, esta análise tem como objetivos demonstrar que o valor do ganho  $k_X$  é positivo durante toda a operação e, quantificar qual a variação do ganho quando o sistema está sujeito a perturbações de amplitude e de ângulo. Serão analisados os métodos baseados no cálculo das potências, pois a análise do método pelo cálculo da norma pode ser feita de forma similar. Como foi verificado por simulações que o seu desempenho durante transitórios não é satisfatório frente a esses dois métodos, optou-se por não demonstrar sua análise.

Para esta análise deve-se considerar que  $p_{xu}$  pode ser aproximado por (II.38), pois deseja-se determinar o comportamento em torno do ponto de equilíbrio de amplitude quando o sistema não se encontra em sincronismo. Dessa forma, a linearização de (II.38) resulta em (II.39).

Observa-se que, se  $\Delta\theta$  é zero, isto é, o sistema está em sincronismo, as variações de ângulo e/ou frequência não causam variações no sinal de potência. Este último resultado pode ser obtido linearizando a equação original de  $p_{xu}$ , cuja equação é igual a (II.39) sem a parcela referente à perturbação de ângulo. Ambos os resultados serão confirmados pela simulação do modelo não linear do PLL<sub>N</sub>.

$$p_{xu} \approx \frac{3}{2} x_{pk} (1 - |\text{sen}(\Delta\theta)|) + p_{xu,h} \quad (\text{II.38})$$

$$p_{xu} \approx \frac{3}{2} \bar{x}_{pk} + \frac{3}{2} \tilde{x}_{pk} - \frac{3}{2} \bar{x}_{pk} |\Delta\tilde{\theta}| + p_{xu,h} \quad (\text{II.39})$$

Como o sinal de potência ativa deve ser filtrado para eliminar harmônicas, há um atraso na determinação das perturbações de amplitude e de ângulo que é dado pela função de transferência do filtro passa-baixas  $F_{LP}(s)$ . Portanto, o sinal de potência na saída do filtro é (II.40), em que foi considerado que a parcela referente às harmônicas após a filtração é desprezível. Para determinar a variação de  $p_{xu}$  com relação às variações de frequência, deve-se substituir (II.23) em (II.40).

$$p_{xu} \approx \frac{3}{2} \bar{x}_{pk} + \frac{3}{2} (F_{LP}(s) \tilde{x}_{pk}) - \frac{3}{2} \bar{x}_{pk} (F_{LP}(s) |\Delta\tilde{\theta}|) \quad (\text{II.40})$$

No caso do sinal de potência aparente, o módulo é função apenas da amplitude, pois os termos referentes ao seno e cosseno se cancelam ao calcular o módulo em (II.7). O resultado da linearização do módulo da potência aparente após ter sido filtrado é dado por (II.41).

$$|\dot{s}_{xu}| \approx \frac{3}{2} \bar{x}_{pk} + \frac{3}{2} (F_{LP}(s) \tilde{x}_{pk}) \quad (\text{II.41})$$

Observa-se de (II.40) e de (II.41) que, para perturbações de amplitude estes resultados nunca serão nulos ao menos que também o seja o valor da amplitude do sinal de entrada. Portanto, é interessante para não causar uma divisão por zero, que os sinais sejam limitados em um valor mínimo. Este limite inferior também pode ser utilizado em conjunto com um limite superior para limitar o valor do ganho  $k_X$  e, portanto, limitar o desempenho dinâmico do PLL. O efeito da perturbação de ângulo (causado por perturbações de frequência) é a di-

minuição do valor da potência ativa e, conseqüente, aumento do ganho  $k_X$ , pois  $k_X = x_{pk}/\hat{x}_{pk}$ . Logo, esse efeito é benéfico para melhoria do desempenho dinâmico do PLL<sub>N</sub>, pois durante perturbações de frequência a largura de banda do sistema sempre irá aumentar, o que diminui o tempo de resposta. Em regime permanente, o sistema retorna à sua característica de projeto com valor de ganho unitário, pois a rejeição de perturbação foi garantida no projeto do controlador. Observa-se que, caso o critério de escolha do tipo de método para determinação da amplitude seja, além do desempenho dinâmico do PLL, a característica do sinal de amplitude estimada necessária para um outro algoritmo, nada impede que no método pela potência ativa a amplitude seja estimada pelo módulo da potência aparente. Neste caso a amplitude estimada só será utilizada nesse algoritmo adicional e não como parte do PLL<sub>N</sub>.

## II.5 Resultados de Simulação

Serão apresentados resultados de simulação do PLL<sub>N</sub> para sinais de entrada de tensão. Estes sinais são empregados em duas condições, uma contendo harmônicas e outra com perturbações de amplitude e frequência. Será verificado o comportamento dinâmico para os diferentes métodos de normalização. A frequência de corte dos filtros passa-baixas para filtrar os sinais de norma ou potência em todos os casos empregados é igual a largura de banda dos controladores do PLL. No caso em que os sinais de entrada são as correntes do GSIP, o desempenho do PLL<sub>N</sub> é verificado como parte integrante do método ou de modulação do VSR<sub>Δ</sub> ou de autocontrole com compensação. Portanto, os resultados serão apresentados quando discutidos os referidos métodos.

### II.5.1 Análise do Desempenho Dinâmico

Primeiramente, são comparados os desempenhos dos PLLs e das estratégias de normalização com a aplicação das tensões de entrada ilustradas na Fig. II.15. Estas tensões têm uma frequência síncrona ( $f_e = 1/T_e$ ) igual a 60 Hz. As suas componentes harmônicas e de sequência negativa são dadas na Tabela II.5.

Para ficar evidente a diferença entre os desempenhos dos métodos, considerou-se a frequência central igual a zero. Os resultados obtidos estão ilustrados<sup>9</sup> na Fig. II.16, em que podem ser observadas as frequências e a variação do ganho  $k_X$  dos PLL normalizados.

<sup>9</sup>Os subscritos e sobrescritos nas variáveis ilustradas denotam o tipo de PLL e o método de estimativa da amplitude.

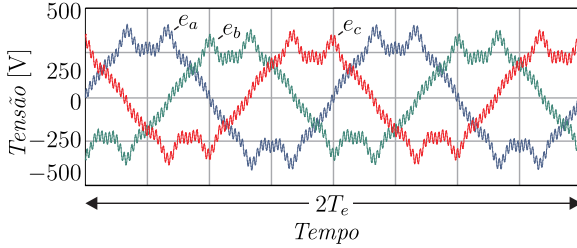


Figura II.15: Tensões de entrada sujeita a harmônicas.

Tabela II.5: Componentes harmônicas da tensão de entrada

Harmônica	Amplitude	Fase inicial	Seqüência
1	311 V	$0^\circ$	+
1	31,1 V	$0^\circ$	-
3	31,1 V	$0^\circ$	+
5	31,1 V	$180^\circ$	+
7	31,1 V	$0^\circ$	+
11	15,6 V	$180^\circ$	+
13	15,6 V	$0^\circ$	+
67	31,1 V	$0^\circ$	+

Da Fig. II.16 verifica-se que o comportamento do PLL sujeito a harmônicas é praticamente idêntico ao funcionamento sem harmônicas ilustrado na Fig. II.10. Dentre os PLL<sub>N</sub>, fica evidente a diminuição do tempo de resposta ao utilizar os sinais de potência e a influência do aumento do ganho  $k_X$  ilustrado na Fig. II.16(b) na diminuição do tempo de resposta. Embora o sinal de potência ativa seja mais susceptível a perturbações, devido ao aumento na largura de banda o sincronismo acontece bem mais que todos os outros métodos. O resultado obtido com a aplicação da norma não era esperado, pois se esperava que este fosse ao menos mais rápido que o do PLL convencional. No entanto, como essa operação se dá em uma região de operação não linear e a diferença entre os tempos de resposta não é significativa, atribui-se essas diferenças à inicialização com ruído, pois a diferença entre as regiões que o PLL entra em sincronismo é muito sutil. Para todos os casos foram obtidos os mesmos resultados em regime permanente, cuja forma de onda da fundamental reconstruída a partir da amplitude e da

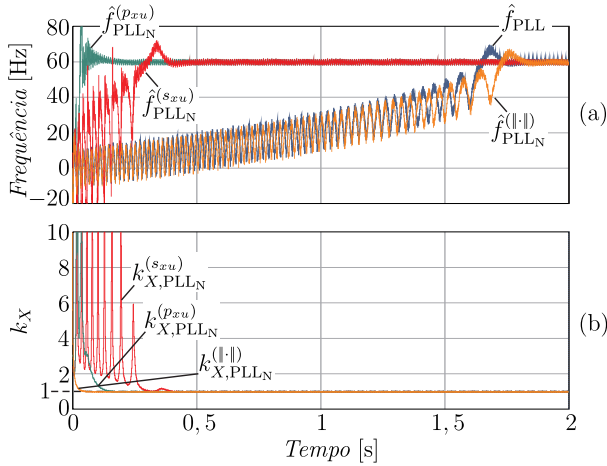


Figura II.16: Processo de sincronização do PLL e do PLL<sub>N</sub> na região de *pull-in range*.

fase estimadas ( $\hat{e}_{a,+1}$ ) é ilustrada na Fig. II.17.

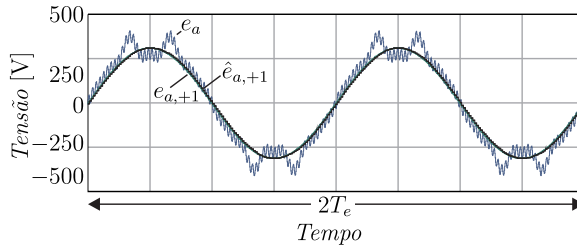


Figura II.17: Tensão da fase  $a$ , fundamental e fundamental reconstruídas a partir dos sinais dos PLLs.

O comportamento frente a distúrbios foi verificado aplicando sucessivos degraus de amplitude e frequência, conforme ilustrado na Fig. II.18 e na Fig. II.19. No primeiro caso as variações são aplicadas individualmente e no segundo são aplicadas perturbações simultâneas. As tensões foram submetidas a grandes variações de amplitude (3 vezes mais e 6 vezes menos) e de frequência (variações de 10 Hz), conforme ilustrado na Fig. II.18(c) e na Fig. II.19(c). Nestas figuras estão ilustradas também as amplitudes das componentes fundamentais estimadas em cada PLL<sub>N</sub>. Percebe-se que a amplitude estimada pelo sinal de

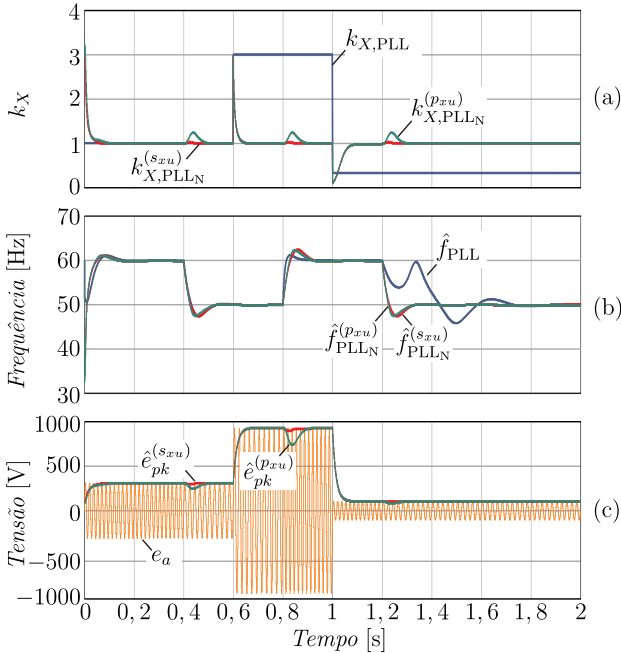


Figura II.18: PLLs sujeitos a perturbações de amplitude e de frequência.

potência aparente não é suscetível a perturbações de frequência, enquanto que para a estimada pelo sinal de potência ativa há um significativo decaimento da amplitude durante as perturbações de frequência. Observa-se que quando há somente variações de amplitude a frequência estimada não é afetada em nenhum caso.

Para todos os casos, verifica-se que os melhores resultados são obtidos utilizando o sinal de potência ativa para estimar a amplitude. Apenas em uma situação ilustrada o tempo de resposta do PLL é o mais rápido dentre os PLL normalizados. No entanto, nessa situação o valor de  $k_X$  aumenta e a característica de atenuação de ruídos desse sistema é comprometida.

## II.5.2 Análise do Desempenho Estático

Nesta seção será apresentada uma importante característica na implementação digital de ambos os PLLs, que é o avanço do ângulo estimado em regime permanente. Primeiramente, observa-se na Fig. II.20 que a fase do sinal entrada e a fase estimada estão sincronizadas, cujo resul-



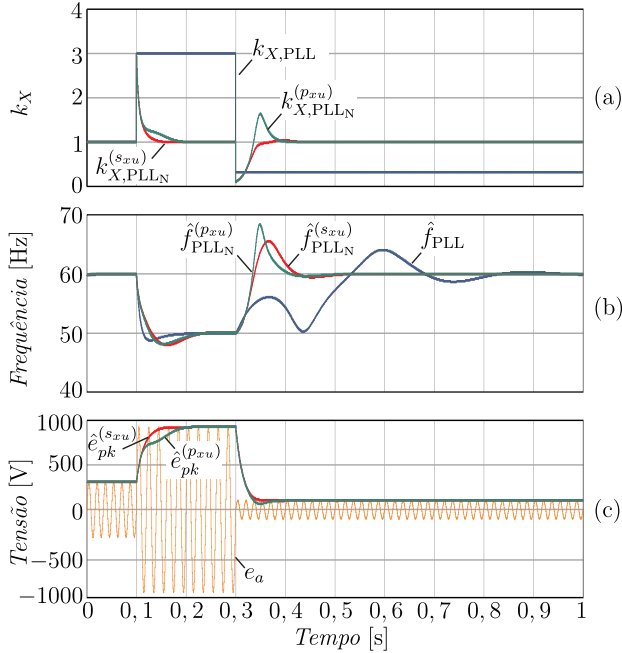


Figura II.19: PLLs sob perturbações simultâneas de amplitude e de frequência.

tado foi obtido a partir do PLL<sub>N</sub> com  $f = 1/T = 60$  Hz.

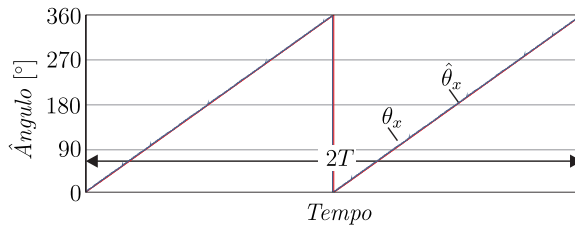


Figura II.20: Fase do sinal de entrada e fase estimada pelo PLL<sub>N</sub>.

No entanto, observando em detalhe tais fases, nota-se que a fase estimada está ligeiramente adiantada da fase do sinal de entrada, conforme ilustrado na Fig. II.21. Nessa figura também está ilustrada a fase estimada com uma amostra de atraso e percebe-se que está igual a fase do sinal de entrada no exato momento da amostragem.

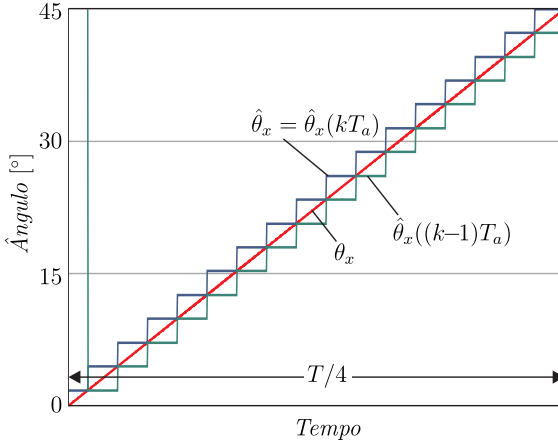


Figura II.21: Detalhe da fase do sinal de entrada e fase estimada pelo PLL<sub>N</sub>.

A partir dessas observações pode-se concluir que a fase estimada pelos PLLs é a fase do sinal de entrada mais um avanço de fase correspondente a uma amostra. Deve-se ressaltar que este resultado é benéfico para os algoritmos de controle, pois esta compensação é necessária para reduzir os efeitos dos atrasos digitais nas malhas de controle de corrente, conforme será discutido na análise das estratégias de identificação de setores de corrente no Capítulo 4.

# Apêndice III

## Anti-*windup* e Limitação dos Controladores no Plano $dq0$

Nos sistemas de controle práticos, há limitações na ação de controle que podem ser exercidas sobre o sistema. Essas limitações são devidas às restrições naturais ou de projeto do sistema e podem comprometer o funcionamento do sistema em malha fechada (KOTHARE et al., 1994). Como resultado dessas limitações, o controlador não atua mais sobre o sistema, pois há uma incoerência entre a saída do controlador e o sinal de comando de fato aplicado sobre o sistema. Como resultado dessa incoerência o controlador é atualizado incorretamente. Este fenômeno é conhecido na literatura como *windup* (sobrecarga) (KOTHARE et al., 1994). Diversos fenômenos adversos podem resultar da operação do sistema na condição de *windup* do controlador, como por exemplo a significativa diminuição do desempenho do sistema frente a transitórios, grandes oscilações na resposta e até mesmo levá-lo à instabilidade. Em aplicações de eletrônica de potência, os momentos mais críticos da operação dos controladores são com variações de carga, partida e em curtos-circuitos (BOTTERON et al., 2003).

Como solução a esse fenômeno, pode-se aplicar técnicas anti-*windup*. Com a aplicação dessas técnicas é possível preservar os projetos dos controladores realizados sem a consideração da existência do *windup* e aplicar em seguida a técnica de maneira independente. Neste trabalho será apresentada a técnica de reinicialização do integrador<sup>1</sup> (*integrator resetting*) aplicada ao controlador PI (KOTHARE et al., 1994), visto que este foi o único controlador linear utilizado neste trabalho.

Em seguida, são apresentadas técnicas de limitação dos controladores no plano  $dq0$ . Conforme apresentado no Capítulo 3, a limitação que existe nas razões cíclicas (máximo índice de modulação) é uma combi-

---

<sup>1</sup>Também conhecida como *back-calculation and tracking* ou *anti-reset windup*.

nação não linear das razões cíclicas no plano  $dq0$  ou  $abc$  e, portanto, é necessário relacionar tais restrições com as encontradas em técnicas anti-*windup* convencionais. Dessa forma, será possível melhorar o desempenho dinâmico do  $VSR_{\Delta}$  quando sujeito às restrições operacionais.

### III.1 Anti-*windup* Aplicado ao Controlador PI

#### III.1.1 Controlador Analógico

Seja um sistema com função de transferência  $G(s)$  e controlado por um PI, conforme ilustrado na Fig. III.1. Este sistema está sujeito à perturbação  $w$  e o controlador a uma limitação do tipo saturação definida em (III.1).

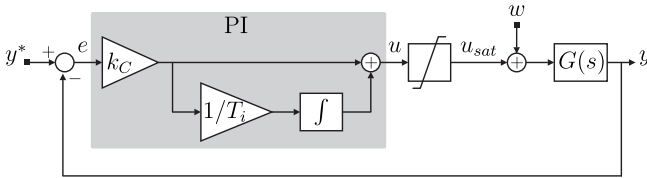


Figura III.1: Diagrama de blocos de um sistema controlado por um PI.

$$u_{sat} = \begin{cases} u_{min} & , \text{ se } u < u_{min} \\ u & , \text{ se } u_{min} \leq u \leq u_{max} \\ u_{max} & , \text{ se } u > u_{max} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Para evitar o fenômeno *windup* do controlador PI será empregada a estrutura da Fig. III.2. Observa-se que esta estrutura atua diretamente no integrador do controlador, pois é nele que é armazenada a informação que pode levar à incoerência entre a saída do controlador e o sinal de comando de fato aplicado sobre o sistema. Deve-se notar que a parcela proporcional não armazena informação e, portanto, quando o sistema tem erro nulo a ação proporcional cessa instantaneamente, assim como o erro entre as ações de controle. Dessa forma, não é necessário que a estrutura anti-*windup* atue sobre a parcela proporcional do controle. Além disso, a atuação sobre a parcela proporcional tornaria o anti-*windup* susceptível a ruídos.

Para análise e projeto da constante de tempo  $T_{aw}$  da estrutura anti-*windup*, deve-se observar que quando o controlador não se encontra saturado o erro  $e_{aw}$  é nulo e a estrutura é igual ao controlador PI. Para

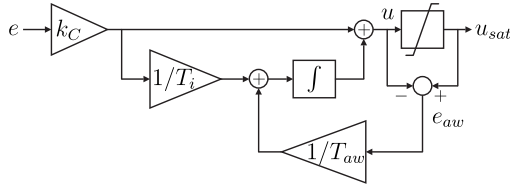


Figura III.2: Diagrama de blocos do PI com anti-windup do tipo anti-reset windup.

o caso em que o erro  $e_{aw}$  não é nulo, o projeto pode ser visto como um problema de seguimento de referência, em que  $u_{sat}$  é a referência,  $1/T_{aw}$  é o ganho de um controlador proporcional e o integrador é a planta conforme evidenciado na Fig. III.3.

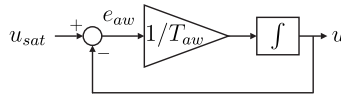


Figura III.3: Diagrama de blocos para projeto da constante de tempo do anti-reset windup.

Pode-se então projetar a constante de tempo para que o sistema da Fig. III.3 tenha o desempenho dinâmico requisitado. A função de transferência de malha fechada do diagrama de blocos da Fig. III.3 é (III.2).

$$\frac{u}{u_{sat}} = \frac{1}{1 + sT_{aw}} \quad (III.2)$$

No entanto, é interessante observar a resposta completa do controlador em (III.3) antes de projetar a constante de tempo, pois devem ser observadas algumas características do mecanismo de anti-windup.

$$u = \left[ \frac{k_C(1 + sT_i)}{sT_i} e \right] \cdot \left( \frac{sT_{aw}}{1 + sT_{aw}} \right) + \frac{u_{sat}}{1 + sT_{aw}} \quad (III.3)$$

Observa-se que:

- se a constante de tempo  $T_{aw}$  é muito maior que a constante de tempo do PI, a ação anti-windup é praticamente inexistente;

- se a constante de tempo  $T_{aw}$  é muito menor que a constante de tempo do PI, a ação anti-*windup* atua também sobre a parcela proporcional do PI. Esse efeito não é desejado na prática, pois quaisquer ruídos na malha de controle serão rapidamente rejeitados pela ação anti-*windup*. Essa ação pode gerar o aparecimento de oscilações no sinal de controle;
- se a constante de tempo  $T_{aw}$  é igual à constante de tempo do controlador PI, a ação anti-*windup* é suficientemente rápida para evitar a sobrecarga do PI e a ação acontece de maneira “natural”, pois a ação é na mesma base tempo que o integrador do PI acumula informação. Observa-se que a ação proporcional do controlador é preservada em (III.4). Esta é a escolha mais usual na prática (KOTHARE et al., 1994). Neste caso o controlador PI também pode ser implementado pelo diagrama de blocos da Fig. III.4.

$$u = k_C \cdot e + \frac{u_{sat}}{1 + sT_i} \quad (III.4)$$

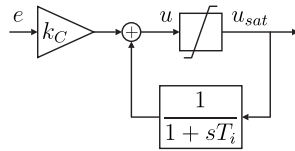


Figura III.4: Diagrama de blocos do PI com anti-*reset windup* com  $T_{aw} = T_i$ .

No caso de se utilizar um controlador com ação *feedforward*, as mesmas estruturas podem ser utilizadas. Separando as parcelas de realimentação  $u_{fb}$  e de *feedforward*  $u_{ff}$  do sinal de controle  $u$ , isto é  $u = u_{fb} + u_{ff}$ , pode-se mostrar que o sinal de realimentação será dado por (III.5). Isto significa que a parcela de realimentação está limitada pela diferença entre o limite do saturador e a parcela de controle *feedforward*.

$$u_{fb} = k_C \cdot e + \frac{u_{sat} - u_{ff}}{1 + sT_i} \quad (III.5)$$

### III.1.2 Controlador Digital

Para caso da implementação digital será empregada a mesma estrutura da Fig. III.2. A constante de tempo da ação anti-*windup* empregada

é igual a constante de tempo discreta ( $T_{i,z}$ ) do controlador PI discreto (ver (6.20)). Observa-se que, devido à impossibilidade de instantaneamente atuar sobre a saída do controlador há um atraso entre o erro  $e_{aw}$  atual e o erro efetivo utilizado para atuar sobre o integrador discreto, conforme ilustrado no diagrama de blocos da Fig. III.5. O efeito desse atraso são mais oscilações na saída do controlador, principalmente se fosse aplicada uma ação anti-*windup* com uma constante de tempo muito mais rápida que a do controlador PI. A função de transferência do integrador discreto  $\int_z$  ilustrado na Fig. III.2 é dada por (III.6).

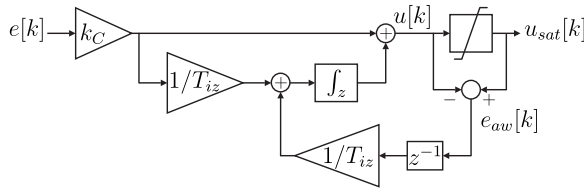


Figura III.5: Diagrama de blocos do anti-reset *windup* para o PI digital.

$$\int_z = \frac{1}{z-1} \quad (\text{III.6})$$

## III.2 Limitação das Variáveis no Plano $dq0$

Pela análise do limite das razões cíclicas no Capítulo 3, sabe-se que a relação que limita as razões cíclicas de eixo direto e em quadratura é não linear. Para garantir que o conversor não irá operar na região de sobremodulação essa relação precisa ser respeitada. Duas soluções podem ser empregadas para manter o conversor fora da região de sobremodulação. A primeira, e mais simples, é projetar o conversor com um índice de modulação nominal bem abaixo da unidade. No entanto, este deve ser capaz de suportar variações dinâmicas e eventuais sobrecargas, pois não há limitação das razões cíclicas. A outra opção é limitar as razões cíclicas no algoritmo de controle, o que acarreta maior dificuldade de implementação.

Embora o retificador empregado neste trabalho tenha sido projetado com um índice de modulação abaixo do valor máximo<sup>2</sup>, deve-se observar que ao atingir esse índice de modulação opera-se com o valor

<sup>2</sup>O índice de modulação nominal é 0,71.

máximo das tensões estatóricas. Portanto, deve-se limitar as razões cíclicas para que este limite não seja ultrapassado. Isto também se aplica à corrente de eixo em quadratura do GSP que deve ser limitada no seu valor máximo. Adicionalmente, deve-se limitá-la para que a corrente solicitada pelo controlador de potência seja para fluxo de potência unidirecional.

Dessa forma, será analisado a seguir como limitar as variáveis no plano  $dq$  de forma a preservar a direção do vetor de referência gerado pelo controlador. Preservar a direção do vetor no plano  $dq$  é essencial para que não hajam descontinuidades ou harmônicas de baixa ordem nas variáveis controladas do sistema  $abc$ . Em seguida, estes conceitos serão aplicados para limitar as correntes e as funções de razão cíclica do  $VSR_{\Delta}$ .

### III.2.1 Análise Matemática

Seja o vetor  $\vec{f}_{abc}$ , cujo limite de amplitude para obter componentes senoidais é  $F_{max}$ . O limite em função das variáveis do plano  $dq$  é dado por (III.7).

$$\sqrt{f_d^2 + f_q^2} \leq F_{max} \quad (III.7)$$

A representação de (III.7) é ilustrada na Fig. III.7, em que é apresentado um vetor de referência  $\vec{f}_{dq}^*$ . Observa-se que o módulo deste vetor no plano  $dq$  é maior que o valor máximo permitido.

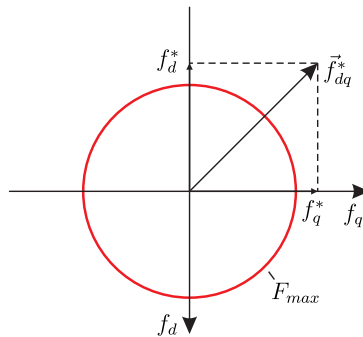


Figura III.6: Representação do limite no plano  $dq$ .

Para gerar componentes que preservem a direção do vetor e te-



nham amplitude máxima, determinam-se novas componentes a partir de (III.8) e (III.9). O novo vetor obtido está ilustrado com suas componentes na Fig. III.7, em que nota-se que de fato é possível preservar a direção do vetor limitado.

$$f_{d,sat}^* = \left( \frac{f_d^*}{\sqrt{f_d^{*2} + f_q^{*2}}} \right) F_{max} \quad (III.8)$$

$$f_{q,sat}^* = \left( \frac{f_q^*}{\sqrt{f_d^{*2} + f_q^{*2}}} \right) F_{max} \quad (III.9)$$

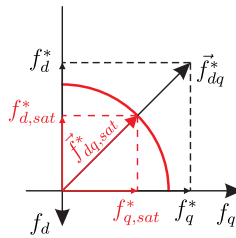


Figura III.7: Representação do vetor limitado no plano  $dq$ .

### III.2.2 Correntes de Referência do GSIP

Neste caso como será implementada apenas a estratégia de controle ZADC, a limitação circular (III.7) se reduz à dois pontos no plano  $dq$ . Isto é, a corrente de eixo em quadratura deve ser limitada por (III.10). O limite inferior representa o valor de pico da máxima corrente que pode circular no GSIP e o superior é necessário devido à restrição de fluxo de potência unidirecional do VSR $_{\Delta}$ .

$$-\sqrt{2}I_{s,max} \leq I_{q,s}^{r*} \leq 0 \quad (III.10)$$

### III.2.3 Aplicação nas Funções de Razão Cíclica

No caso das funções de razão cíclica, deve-se limitar as variáveis no plano  $dq$  por meio de (III.8) e de (III.9). Observa-se que, diferentes in-

interpretações e estratégias de implementação podem se aplicadas, como em (MARCH; TURNER, 2009). No entanto, desde que se mantenha a orientação do vetor de referência, não será comprometido o desempenho do sistema em regime permanente.

Para o  $VSR_{\Delta}$  há ainda uma restrição adicional a ser respeitada que é a restrição de ângulo  $\delta_i$ . A região de operação do  $VSR_{\Delta}$  para o caso em que se emprega a estratégia de controle ZADC está ilustrada na Fig. III.8. O limite da função de razão cíclica é colocado em termos de um valor nominal de índice de modulação  $M_N$  e dos ângulos máximo e mínimo que se pode operar o retificador. Nesse caso a mudança de direção do vetor de referência será inevitável durante alguns transitórios ou condições limites de operação.

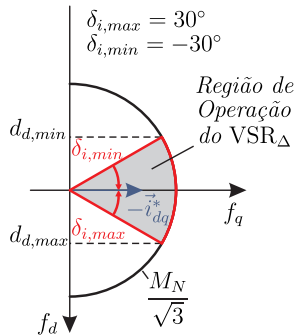


Figura III.8: Representação do vetor de função de razão cíclica do  $VSR_{\Delta}$  limitado no plano  $dq$ .

Como estratégia de limitação para o  $VSR_{\Delta}$ , optou-se por preservar a parcela referente ao controle de potência de ativa, isto é, a amplitude da variável de eixo em quadratura. A limitação é realizada da seguinte maneira:

- Se  $d_d^*$  é menor que  $d_{d,max}$  e maior que  $d_{d,min}$ , aplicam-se (III.8) e (III.9) para determinar as novas razões cíclicas;
- Se  $d_d^*$  é maior que  $d_{d,max}$  ou menor que  $d_{d,min}$  e  $d_q^*$  é menor que  $d'_{q,max}$  (ver Fig.III.9), recalculam-se os limites de eixo direto por (III.11) e por (III.12). Este procedimento é representado graficamente na Fig. III.9, em que  $\vec{d}_{dq}^*$  é o novo vetor resultante;
- Se  $d_d^*$  é maior que  $d_{d,max}$  ou menor que  $d_{d,min}$  e  $d_q^*$  é maior que  $d'_{q,max}$ , o novo vetor resultante será formado por esses limites que foram violados.

$$d'_{d,max} = \tan(30^\circ)d_q^* \quad (III.11)$$

$$d'_{d,min} = \tan(-30^\circ)d_q^* \quad (III.12)$$

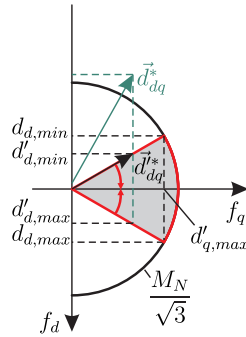


Figura III.9: Representação da técnica de limitação da função de razão cíclica do  $VSR_{\Delta}$ .



# Apêndice IV

## Comparação entre o $VSR_{\Delta}$ e o VSR

Neste apêndice são comparados os retificadores com base nos esforços de corrente. Essa comparação visa complementar as comparações entre o VSR e o  $VSR_{\Delta}$  e servir de base para determinação precisa das vantagens da topologia empregada. Para o cálculo dos esforços do VSR será aplicada a mesma metodologia do Apêndice I. São consideradas duas estratégias clássicas de modulação (WU, 2006): a PWM senoidal e a modulação vetorial. Por fim, será apresentada uma análise comparativa dos esforços de corrente em função dos pontos de operação do WECS determinados no Capítulo 5.

### IV.1 Esforços de Corrente do VSR

Para o cálculo dos esforços de corrente considera-se que as correntes de entrada são senoidais e foram definidas em (I.1). Os interruptores controlados VSR são implementados com IGBTs, conforme ilustrado na Fig. IV.1. Supõe-se que a tensão do barramento CC é constante e igual a  $V_{dc}$ . As funções de razão cíclica foram definidas em (I.3) e o modulador da Fig. IV.2 gera pulsos complementares para os interruptores com  $x = \{a, b, c\}$ . O sinal da portadora é triangular.

A seguir são determinadas as expressões para cálculo dos esforços utilizando a estratégia de modulação PWM senoidal e a modulação vetorial.

#### IV.1.1 Modulação PWM Senoidal

Na modulação PWM senoidal as funções de razão cíclica definidas em (I.3) são aplicadas diretamente no modulador para determinação dos pulsos de comando (WU, 2006).

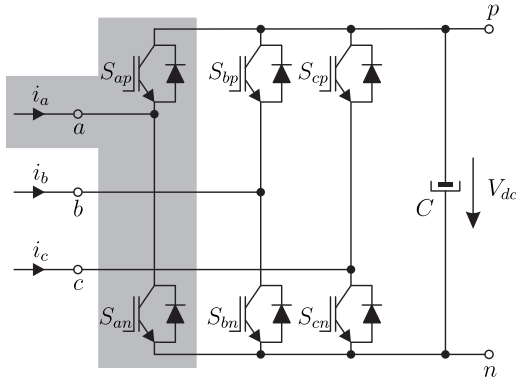


Figura IV.1: Retificador VSR com interruptores do tipo IGBT.

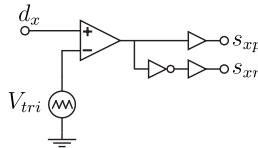


Figura IV.2: Modulador do VSR.

Para determinar as expressões dos esforços de corrente deve-se observar a região em destaque da Fig. IV.1 e que os esforços só precisam ser calculados para uma fase, pois a operação do circuito é de forma simétrica e equilibrada. Quando a corrente  $i_a$  é positiva, se  $s_{ap} = 1$  a condução se dá pelo diodo de  $S_{ap}$ . E, se  $s_{an} = 1$  a condução se dá pelo IGBT de  $S_{an}$ . Dessa forma, determinam-se os valores médios e eficazes das correntes dos IGBTs a partir de (IV.1) e de (IV.2), respectivamente.

$$I_{S,avg} = \frac{1}{2\pi} \left( \int_{y_{i,5}^-}^{y_{s,6}^B} d_a i_a dy + \int_{y_{i,6}^A}^{y_{s,2}^C} d_a i_a dy \right) = I_{pk} \left[ \frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos(\delta_i)}{4\sqrt{3}} \right] \quad (\text{IV.1})$$

$$I_{S,rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2M \cos(\delta_i)}{3\pi\sqrt{3}}} \quad (\text{IV.2})$$

E, os valores médios e eficazes das correntes dos diodos a partir de (IV.3) e de (IV.4).

$$\begin{aligned}
 I_{D,avg} &= \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{y_{i,5E}}^{y_{s,6E}} (1 - d_a) i_a dy + \int_{y_{i,6A}}^{y_{s,2C}} (1 - d_a) i_a dy \right] \\
 &= I_{pk} \left[ \frac{1}{2\pi} + \frac{M \cos(\delta_i)}{4\sqrt{3}} \right] \quad (IV.3)
 \end{aligned}$$

$$I_{D,rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2M \cos(\delta_i)}{3\pi\sqrt{3}}} \quad (IV.4)$$

Observa-se que as expressões obtidas são válidas tanto para a operação como retificador quanto como inversor.

### IV.1.2 Modulação Vetorial

Esta estratégia de modulação é tratada em detalhes em (WU, 2006; HOLMES; LIPO, 2003). A modulação vetorial empregada pode ser interpretada como a injeção de um sinal composto de componentes harmônicas ímpares e múltiplas de três nas funções de razão cíclica da modulação PWM senoidal. No entanto, a abordagem analítica utilizando essa interpretação pode dificultar os cálculos e requerer o uso de expressões aproximadas para as funções de razão cíclica. Para a determinação das expressões analíticas exatas dessa estratégia de modulação aplica-se o mesmo procedimento do Capítulo 4 nos vetores de cada setor, cujo resultado é apresentado na Tabela IV.1 em função das variáveis do plano  $\alpha\beta$  e dos setores de tensão.

O cálculo dos esforços é feito da mesma forma que para a modulação PWM senoidal. No entanto, deve-se observar que, como as funções de modulações são contínuas por partes, é necessário dividir o processo de integração entre os setores de tensão. Dessa forma, a integração irá depender do sentido das correntes e da defasagem  $\delta_i$  entre as correntes de entrada e as tensões fundamentais sintetizadas pelo VSR. Entretanto, os resultados podem ser simplificados devido à simetria de quarto de onda das correntes e das funções de razão cíclica.

Primeiramente, faz-se a análise para a condição em que o VSR opera como retificador e com  $|\delta_i| \leq \pi/6$ . Os valores médios e eficazes das correntes dos IGBTs podem ser determinados a partir de (IV.5) e de

Tabela IV.1: Funções de razão cíclica em função das variáveis do plano  $\alpha\beta$ 

Setor de Tensão	Funções de Razão Cíclica		
	$d_a$	$d_b$	$d_c$
$S_1$ e $S_3$	$\frac{1}{2}\left(1 + \frac{3}{2}d_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*\right)$	$\frac{1}{2}\left(1 - \frac{3}{2}d_\alpha^* + \frac{3\sqrt{3}}{2}d_\beta^*\right)$	$\frac{1}{2}\left(1 - \frac{3}{2}d_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*\right)$
$S_2$ e $S_5$	$\frac{1}{2}(1 + 3d_\alpha^*)$	$\frac{1}{2}(1 + \sqrt{3}d_\beta^*)$	$\frac{1}{2}(1 - \sqrt{3}d_\beta^*)$
$S_3$ e $S_6$	$\frac{1}{2}\left(1 + \frac{3}{2}d_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*\right)$	$\frac{1}{2}\left(1 - \frac{3}{2}d_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}d_\beta^*\right)$	$\frac{1}{2}\left(1 - \frac{3}{2}d_\alpha^* - \frac{3\sqrt{3}}{2}d_\beta^*\right)$

(IV.6), respectivamente. E, os valores médios e eficazes das correntes dos diodos a partir de (IV.7) e de (IV.8). No caso em que a operação se dá como inversor é possível empregar as mesmas expressões, mas aplicam-se os esforços calculados para os IGBTs nos diodos e vice-versa. Nesse caso o ângulo da corrente é redefinido como sendo o ângulo entre a corrente no sentido oposto e a tensão fundamental.

$$\begin{aligned}
 I_{S,avg} &= \frac{1}{2\pi} \left( \int_{y_{i,5\underline{B}}}^{y_{s,5\underline{B}}} d_{a,S_5} i_a dy + \int_{y_{i,6\underline{B}}}^{2\pi + y_{s,6\underline{A}}} d_{a,S_6} i_a dy + \right. \\
 &\quad \left. + \int_{y_{i,1\underline{A}}}^{y_{s,1\underline{C}}} d_{a,S_1} i_a dy + \int_{y_{i,2\underline{C}}}^{y_{s,2\underline{C}}} d_{a,S_2} i_a dy \right) \\
 &= I_{pk} \left[ \frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos(\delta_i)}{4\sqrt{3}} \right] \tag{IV.5}
 \end{aligned}$$



$$I_{S,rms}=I_{pk}\sqrt{\frac{1}{8}-\frac{2M\cos(\delta_i)}{3\pi\sqrt{3}}-\frac{M}{24\pi\sqrt{3}}[8\cos(\delta_i)-3\sqrt{3}-2\sqrt{3}\cos(2\delta_i)]} \quad (IV.6)$$

$$I_{D,avg}=I_{pk}\left[\frac{1}{2\pi}+\frac{M\cos(\delta_i)}{4\sqrt{3}}\right] \quad (IV.7)$$

$$I_{D,rms}=I_{pk}\sqrt{\frac{1}{8}+\frac{2M\cos(\delta_i)}{3\pi\sqrt{3}}+\frac{M}{24\pi\sqrt{3}}[8\cos(\delta_i)-3\sqrt{3}-2\sqrt{3}\cos(2\delta_i)]} \quad (IV.8)$$

Por fim, faz-se a análise para a condição em que o VSR opera como retificador e com  $\pi/6 \leq |\delta_i| \leq \pi/2$ . Os valores médios e eficazes das correntes dos IGBTs podem ser determinados a partir de (IV.9) e de (IV.10), respectivamente. E, os valores médios e eficazes das correntes dos diodos a partir de (IV.11) e de (IV.12). Observa-se que as mesmas considerações feitas anteriormente são válidas para a operação como inversor, em que o módulo nas expressões (IV.10) e (IV.12) foi adicionado com o intuito de generalizar tais expressões.

$$\begin{aligned} I_{S,avg} &= \frac{1}{2\pi} \left( \int_{y_{i,5B_-}}^{y_{s,4C_+}} d_{a,S_4} i_a dy + \int_{y_{i,5C_+}}^{y_{s,5B_-}} d_{a,S_5} i_a dy + \right. \\ &\quad \left. + \int_{y_{i,6B_-}}^{2\pi+y_{s,6A_+}} d_{a,S_6} i_a dy + \int_{y_{i,1A_+}}^{y_{s,2C_-}} d_{a,S_1} i_a dy \right) \\ &= I_{pk} \left[ \frac{1}{2\pi} - \frac{M\cos(\delta_i)}{4\sqrt{3}} \right] \end{aligned} \quad (IV.9)$$

$$I_{S,rms}=I_{pk}\sqrt{\frac{1}{8}-\frac{M}{24\pi}\left[3+8\cos\left(|\delta_i|+\frac{\pi}{6}\right)-2\cos\left(2|\delta_i|+\frac{\pi}{3}\right)\right]} \quad (IV.10)$$

$$I_{D,avg} = I_{pk} \left[ \frac{1}{2\pi} + \frac{M \cos(\delta_i)}{4\sqrt{3}} \right] \quad (IV.11)$$

$$I_{D,rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{M}{24\pi} \left[ 3 + 8 \cos \left( |\delta_i| + \frac{\pi}{6} \right) - 2 \cos \left( 2|\delta_i| + \frac{\pi}{3} \right) \right]} \quad (IV.12)$$

## IV.2 Análise Comparativa entre os Retificadores

### IV.2.1 Comparativo Geral

É interessante observar que os valores médios das correntes nos IGBTs são iguais em todos os casos, inclusive iguais aos valores médios para os MOSFETs do VSR<sub>Δ</sub> na estratégia SVM I. Isso acontece devido às etapas de acumulação de energia ou etapas *boost* permanecerem inalteradas nessas estratégias de modulação. No caso da estratégia SVM II a etapa é alterada pela inserção de um terceiro interruptor em paralelo. Observa-se que as etapas se dão em momentos diferentes e, portanto, os valores eficazes das correntes são diferentes.

No caso dos diodos de retificação, o valor médio da corrente não é o mesmo quando comparados os esforços no VSR e no VSR<sub>Δ</sub>. Isso se deve à passagem da corrente nos diodos durante a etapa de acumulação de energia no VSR e, portanto, esperam-se maiores valores de correntes nestes componentes. No VSR<sub>Δ</sub> os diodos de retificação estão em condução apenas nas etapas de transferência de energia.

### IV.2.2 Comparativo no WECS deste Trabalho

Nas Fig. IV.3(a), Fig. IV.3(b) e Fig. IV.4 estão ilustrados os esforços de corrente no VSR e no VSR<sub>Δ</sub> em função dos pontos de operação do WECS<sup>1</sup>.

Observa-se na Fig. IV.3(a), como esperado, uma elevação do valor médio da corrente nos diodos de retificação do VSR. Essa elevação se dá também nos valores eficazes das correntes, conforme observado na Fig. IV.3(b). Embora seja difícil de se observar, os esforços do VSR são ligeiramente maiores na estratégia de modulação PWM senoidal.

<sup>1</sup>O sobrescrito VSR é utilizado para denotar os esforços de corrente quando para as duas estratégias de modulação têm os mesmos valores analíticos. O mesmo se aplica ao VSR<sub>Δ</sub>. Os sobrescritos SPWM e SVM denota a modulação PWM senoidal e a vetorial do VSR, respectivamente.

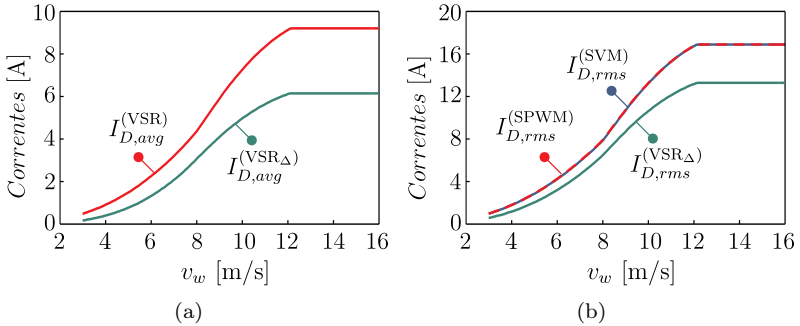


Figura IV.3: Valores das correntes nos diodos de retificação do VSR e do  $VSR_{\Delta}$ : (a) médios e (b) eficazes.

Os esforços nos interruptores controlados estão ilustrados na Fig. IV.4. Nota-se a redução dos esforços com o emprego do  $VSR_{\Delta}$ , principalmente se for empregada a estratégia de modulação vetorial proposta neste trabalho. Com relação aos esforços do VSR, observa-se que os esforços da modulação vetorial são ligeiramente maiores.

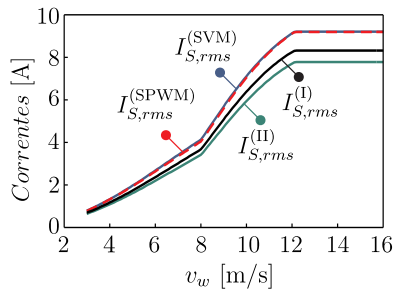


Figura IV.4: Valores eficazes das correntes nos interruptores controlados do VSR e do  $VSR_{\Delta}$ .

Com o intuito de verificar o aumento dos esforços com a variação da potência de entrada dos retificadores, é a apresentada na Fig. IV.5 o valor percentual de cada corrente tomando como bases os valores das correntes para a estratégia de modulação PWM senoidal do VSR. São comparadas a estratégia SVM II e a modulação PWM senoidal. Nota-se que há uma redução significativa dos esforços de corrente para a modulação SVM II, chegando a valores na potência nominal de cerca de 35% no valor médio da corrente e 20% no valor eficaz da corrente dos

diodos e 15% no valor eficaz da corrente dos interruptores controlados.

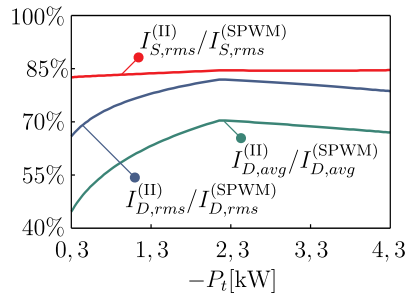


Figura IV.5: Variação percentual das correntes.



**Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.  
Co-orientador: Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.**

**Florianópolis, 2011**