

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

ANÁLISE E CONTROLE DE GERADOR  
SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE APLICADO A  
SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA  
EÓLICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Thiago Araújo Bernardes

Santa Maria, RS, Brasil

2009

**ANÁLISE E CONTROLE DE GERADOR  
SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE APLICADO A  
SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA  
EÓLICA**

por

**Thiago Araújo Bernardes**

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

**Orientador: Prof. Humberto Pinheiro**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2009**

**Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)**

**Biblioteca Central da UFSM**

<p>Bernardes, Thiago Araújo, 1983 - B522a</p> <p>Análise e Controle de Gerador Síncrono a Ímã Permanente aplicado a Sistema de Conversão de Energia Eólica / por Thiago Araújo Bernardes. Orientador: Humberto Pinheiro. - Santa Maria, 2009. 192 f. ; il.</p> <p>Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2009.</p> <p>1. Engenharia elétrica. 2. Geração eólica. 3. Gerador síncrono de ímã permanente. I. Pinheiro, Humberto, orient. II. Título.</p> <p>CDU: 621.548</p>
---

Ficha catalográfica elaborada por

Luiz Marchiotti Fernandes - CRB 10/1160

Biblioteca Setorial do Centro de Ciências Rurais/UFSM

---

©2009

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

Endereço: Av. Roraima, S/N, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97.105-900

Fone: 55 91751658; Celular: +55 (55) 91751658; Endereço Eletrônico: tbernardes@mail.ufsm.br

---

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado

**ANÁLISE E CONTROLE DE GERADOR SÍNCRONO A ÍMÃ  
PERMANENTE APLICADO A SISTEMA DE CONVERSÃO  
DE ENERGIA EÓLICA**

elaborada por  
**Thiago Araújo Bernardes**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**



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



**Vinícius Foletto Montagner, Dr. (UFSM)**



**Jorge Antonio Villar Ale, Dr. (PUC-RS)**

Santa Maria, 26 de Junho de 2009

Aos meus pais, Julio Cesar e Aldenila, aos meu irmãos, Elaina e Julio Cesar Jr., a minha eterna amada namorada, Tarcila, pelo apoio, carinho, motivação e confiança.

# ***AGRADECIMENTOS***

Inicialmente, desejo agradecer ao professor Humberto Pinheiro pela confiança e pela excelente orientação oferecida desde o momento que ingressei nesta instituição. Seu conhecimento e capacidade de raciocínio o permitem encontrar soluções a quaisquer problemas. É uma fonte de inspiração. A ele, meus humildes e sinceros agradecimentos pela contribuição para o meu amadurecimento profissional. Aos professores Hilton Abílio Gründling e José Renes Pinheiro pelo conhecimento e experiência transmitidos e pela ajuda oferecida ao longo do mestrado. Ao professor Vinicius Foletto Montagner pela contribuição no desenvolvimento do mestrado.

Agradeço aos professores da Universidade Federal do Ceará pelo apoio oferecido e em especial aos professores Demercil de Souza Oliveira Júnior e Rene Torrico Bascope por terem indicado-me à Universidade Federal de Santa Maria. Ao professor Jorge Medeiros por ter contribuído para a minha formação profissional, tornando-se um grande amigo e sendo um exemplo de conduta, ética e sucesso profissional.

Aos amigos Milena Sabrina, Rodrigo Azzolin, Felipe Grigolletto, Matheus Martins, Ivan Jorge Gabe, Márcio Stefanello, Rodrigo Padilha Vieira e a todos os demais colegas que me proporcionaram um ambiente agradável ao trabalho. Agradeço também aos amigos de Universidade Federal do Ceará, Luís Daniel, Rômulo Thardelli, Salomão Gomes, Samuelson Brito, Alcidney Chaves, Raphael Forte, Allan Rocha, Ana Lúcia, Thiago Queiroz e a todos os demais pelo convívio durante a graduação, os quais se tornaram grande amigos e irmãos, e tiveram sua parcela de contribuição neste momento. Também agradeço ao amigo Eber Diniz pelas conversas de incentivo.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e a CAPES pelo apoio financeiro.

Um agradecimento especial aos meus pais, Julio Cesar Bastos Bernardes e Aldenila A. Bernardes, pelo amor e confiança incondicionais. Tudo que sou e tenho hoje são frutos de seus ensinamentos e da educação que recebi. Aos meus pais agradeço pela minha vida.

À minha irmã, Elaina A. Bernardes, e ao meu irmão, Julio Cesar Jr., pela amizade e carinho.

## *Agradecimentos*

---

À minha eterna e amada companheira, Tarcila Mascarenhas, cujo amor, carinho, compreensão e respeito foram bastante importantes durante esse período. Suas lembranças me confortavam nos momentos de solidão. Mesmo permanecendo distante, seu apoio foi crucial durante o mestrado. A ela meu eterno amor.

“Aquele que conhece o inimigo e a si mesmo, ainda que enfrente cem batalhas, jamais correrá perigo. Aquele que não conhece o inimigo, mas conhece a si mesmo, às vezes ganha, às vezes perde. Aquele que não conhece nem o inimigo nem a si mesmo, está fadado ao fracasso e correrá perigo em todas as batalhas.”

**Sun Tzu**

## RESUMO

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

### ANÁLISE E CONTROLE DE GERADOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE APLICADO A SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

AUTOR: THIAGO ARAÚJO BERNARDES

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 26 de Junho de 2009.

Esta dissertação trata da análise e do controle de geradores síncronos a ímã permanente usados em sistema de conversão de energia eólica. Os modos de operação da turbina eólica sob restrição de tensão e corrente são definidos e uma metodologia para determinar as correntes do gerador é apresentada. As correntes obtidas do gerador garantem a maximização da potência extraída do vento bem como a minimização das perdas do conjunto gerador e retificador PWM. Além disso, a técnica de modulação vetorial na região de sobremodulação é revisada em detalhes e aplicada com objetivo de: (i) maximizar a potência do gerador, (ii) utilizar todo o recurso do barramento CC disponível pelo retificador *PWM* e (iii) obter uma transição suave para operação do retificador para o modo de seis-pulsos. Uma técnica de controle vetorial é apresentada e comparada. Um único controlador de corrente é projetado para todos os modos operacionais, sendo capaz de evitar tanto sobrecarga dos estados do controlador quanto os efeitos indesejáveis provenientes da operação na região de sobremodulação. A análise da estabilidade do sistema em malha fechada é investigada por meio de desigualdades matriciais lineares para determinar uma região de estabilidade garantida. Por fim, resultados de simulação são apresentados para demonstrar o bom desempenho do sistema proposto.

**Palavras-chave:** Gerador síncrono de ímã permanente, retificador PWM, turbinas eólicas.

# ABSTRACT

Master's Dissertation

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

## ANALYSIS AND CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR APPLIED TO WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM

AUTHOR: THIAGO ARAÚJO BERNARDES

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

Place and Date: Santa Maria, June 26<sup>th</sup>, 2009.

This dissertation addresses the analysis and control of permanent magnet synchronous generators (PMSG) found in wind energy conversion system. The operation modes of the wind turbine the current and voltage constraints of a PWM rectifier are defined and a methodology to determine the generator current is presented. The generator currents obtained guarantee the maximization of wind energy extraction as well as the minimization of the PMSG and rectifier losses. In addition, a space-vector modulation technique in overmodulation region is reviewed in detail and applied aiming: (i) to maximize the generator power; (ii) to utilize the entire PWM rectifier DC link voltage resource, and (iii) to obtain a smooth transition to six-step operation. Furthermore, a single current controller is designed for all operating modes being capable to avoid the controller states overload as well as the undesired effects due to the operation in the overmodulation region. The stability analysis of the closed loop system is investigated by means of linear matrix inequality conditions to estimate a region of operation with guaranteed stability. Simulation results are presented to demonstrate the performance of the proposed system.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous generator, PWM rectifier, wind turbines.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	22
1.1	Revisão Bibliográfica . . . . .	23
1.1.1	Sistema de conversão de energia eólica . . . . .	24
1.1.1.1	Conceitos de geração . . . . .	25
1.1.2	Estratégias de controle para minimização de perdas . . . . .	30
1.1.3	Técnica de sobremodulação . . . . .	35
1.2	Objetivos do trabalho . . . . .	36
1.3	Organização do Trabalho . . . . .	37
<b>2</b>	<b>Gerador Síncrono a Ímã Permanente</b>	39
2.1	Sistemas de equações em coordenadas <i>abc</i> . . . . .	39
2.2	Modelo do PMSG em coordenadas síncronas <i>dq</i> . . . . .	42
2.2.1	Potência elétrica e conjugado elétrico . . . . .	45
2.2.1.1	Potência elétrica . . . . .	45
2.2.1.2	Conjugado elétrico . . . . .	46
2.2.2	Saturação magnética . . . . .	46
2.2.3	Perdas do núcleo do estator . . . . .	50
2.3	Conclusão . . . . .	52
<b>3</b>	<b>Modulação Vetorial na Região de Sobremodulação para Retificador Trifásico PWM</b>	53
3.1	Introdução . . . . .	53
3.2	Princípios da modulação vetorial . . . . .	54

3.3	Modulação vetorial na região de sobremodulação . . . . .	60
3.3.1	Modo de sobremodulação I . . . . .	62
3.3.2	Modo de sobremodulação II . . . . .	68
3.3.3	Implementação da modulação vetorial com sobremodulação . . . . .	73
3.4	Harmônicas de tensão na região de sobremodulação . . . . .	79
3.5	Resultados de simulação . . . . .	81
3.6	Conclusão . . . . .	87
<b>4</b>	<b>Modo de Operação do Sistema PMSG e Retificador PWM</b>	<b>88</b>
4.1	Introdução . . . . .	88
4.2	Limites de tensão e corrente impostos pelo retificador . . . . .	88
4.3	Modos de operação do conjunto PMSG e retificador PWM . . . . .	91
4.3.1	Modo de maximização de eficiência . . . . .	95
4.3.1.1	Procedimento para maximização da eficiência do conjunto gerador e retificador . . . . .	97
4.3.2	Modo de limitação de tensão na região linear . . . . .	99
4.3.3	Modo de controle para região de sobremodulação . . . . .	101
4.4	Resultados de otimização . . . . .	104
4.5	Conclusão . . . . .	111
<b>5</b>	<b>Projeto dos Controladores de Corrente</b>	<b>112</b>
5.1	Introdução . . . . .	112
5.2	Projeto dos controladores de corrente e mecanismo de anti-sobrecarga . . . . .	113
5.3	Estimação das harmônicas de corrente . . . . .	117
5.4	Sistema de controle proposto . . . . .	120
5.5	Resultados de simulação . . . . .	122
5.5.1	Parâmetros usados na simulação . . . . .	122
5.5.2	Simulação . . . . .	123

5.6	Conclusão . . . . .	131
<b>6</b>	<b>Análise a Estabilidade do Sistema</b>	<b>132</b>
6.1	Introdução . . . . .	132
6.2	Conceitos básicos . . . . .	133
6.3	Formulação do problema . . . . .	134
6.4	LMIs para análise da estabilidade do sistema em malha fechada . . . . .	136
6.4.1	Adição da condição da não-linearidade dos atuadores . . . . .	138
6.4.2	Condições para variações paramétricas . . . . .	140
6.5	Estimação da região de estabilidade . . . . .	141
6.6	Estimação da região de operação com estabilidade garantida . . . . .	143
6.7	Conclusão . . . . .	147
<b>7</b>	<b>Resultados de Simulação</b>	<b>148</b>
7.1	Introdução . . . . .	148
7.2	Parâmetros utilizados nas simulações . . . . .	148
7.3	Resultados . . . . .	149
7.4	Conclusão . . . . .	162
<b>8</b>	<b>Conclusão</b>	<b>163</b>
8.1	Trabalhos futuros . . . . .	164
	<b>Referências</b>	<b>165</b>
	<b>Apêndice A – Demonstrações para Modulação Vetorial</b>	<b>171</b>
A.1	Introdução . . . . .	171
A.2	Intervalos de tempo e conteúdo dos comparadores . . . . .	171
A.3	Determinação do módulo do vetor de tensão modificado . . . . .	173
A.4	Funções dos segmentos de tensão . . . . .	174

A.5	Determinação do ângulo de fase modificado . . . . .	177
<b>Anexo A – Transformações de Coordenadas</b>		<b>180</b>
A.1	Transformações de equações – Mudança de variáveis . . . . .	180
A.1.1	Transformação a um plano de referência arbitrário . . . . .	181
A.2	Transformações normalmente usadas . . . . .	182
A.2.1	Transformada de Clark . . . . .	182
A.2.2	Transformada de Park . . . . .	183
A.3	Transformação entre planos de referência . . . . .	185
<b>Anexo B – Análise de Fourier</b>		<b>187</b>
<b>Anexo C – Análise de Perdas do Retificador</b>		<b>190</b>
C.1	Introdução . . . . .	190
C.2	Perdas por condução . . . . .	190
C.3	Perdas por comutação . . . . .	191
C.4	Perdas totais nos semi-condutores . . . . .	192

# LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1	Coeficientes de potência ( $C_p$ ) em função do <i>tip speed ratio</i> ( $\lambda$ ). . . . .	24
FIGURA 1.2	Conceito de turbina de velocidade fixa. . . . .	25
FIGURA 1.3	Característica de potência para conceito de velocidade fixa. . . . .	25
FIGURA 1.4	Característica de potência para conceito de velocidade variável. . . . .	26
FIGURA 1.5	Regiões de operação da turbina. . . . .	27
FIGURA 1.6	Conceitos de turbina eólica de velocidade variável. . . . .	29
FIGURA 1.7	Diagrama de blocos (MORIMOTO et al., 2006). . . . .	30
FIGURA 1.8	Diagrama de blocos (QIAO; QU; HARLEY, 2009). . . . .	31
FIGURA 1.9	Diagrama de blocos (MORIMOTO et al., 1994). . . . .	33
FIGURA 1.10	Diagrama de blocos (MADEMLIS; KIOSKERIDIS; MARGARIS, 2004). . . . .	34
FIGURA 1.11	Diagrama de blocos (CAVALLERO et al., 2005). . . . .	35
FIGURA 2.1	Gerador síncrono de polos salientes, com estator em estrela, três fases e dois polos. . . . .	40
FIGURA 2.2	Transformação de coordenadas $abc$ para coordenadas síncronas $dq$ . . . . .	43
FIGURA 2.3	Circuito equivalente $dq$ do gerador síncrono de ímã permanente (PMSG) . . . . .	45
FIGURA 2.4	Principais configurações principais dos ímãs no rotor do PMSG: (a) na superfície (b) no interior. . . . .	47
FIGURA 2.5	Disposição do ímãs na superfície do rotor. . . . .	48
FIGURA 2.6	Caminhos magnéticos para configuração de ímãs no interior do rotor em relação aos eixos: (a) direto $d$ e (b) em quadratura $q$ . . . . .	49
FIGURA 2.7	Circuito equivalente do PMSG com perdas no núcleo do estator. . . . .	51
FIGURA 3.1	Representação simplificada do gerador conectado ao retificador para estudo da modulação vetorial. . . . .	54
FIGURA 3.2	Representação dos vetores no espaço de tensão $\alpha\beta$ . . . . .	56
FIGURA 3.3	<i>Timer</i> para realização do ajuste dos comparadores. . . . .	60
FIGURA 3.4	Trajetória do vetor de referência. . . . .	61
FIGURA 3.5	Princípio do reajuste de módulo do vetor de referência. . . . .	62
FIGURA 3.6	Região da trajetória do vetor modificado. . . . .	63

FIGURA 3.7	Trajectoria do vetor modificado para o modo de sobremodulacao I.	64
FIGURA 3.8	Geracao do vetor modificado $u_{mod}$ .	65
FIGURA 3.9	Trajectoria do vetor modificado e tensao de fase gerada no dominio do tempo.	66
FIGURA 3.10	Angulo de compensacao em relacao ao indice de modulacao.	68
FIGURA 3.11	Trajectoria do vetor modificado para modo de sobremodulacao II.	69
FIGURA 3.12	Mecanismo do reajuste angular do vetor modificado para o modo de sobremodulacao II.	70
FIGURA 3.13	Relacao entre os angulos $\theta$ e $\theta_{md}$ em funcao de $\alpha_h$ .	71
FIGURA 3.14	Trajectoria do vetor modificado e tensao de fase gerada no dominio do tempo.	72
FIGURA 3.15	Angulo de retencao $\alpha_h$ em relacao ao indice de modulacao.	73
FIGURA 3.16	Vetor modificado limitado no lado do hexagono na sobremodulacao.	74
FIGURA 3.17	Fluxograma do algoritmo para implementacao da modulacao vetorial com sobremodulacao.	77
FIGURA 3.18	Componentes harmonicas na regiao de sobremodulacao.	79
FIGURA 3.19	Diagrama de blocos para estimacao das harmonicas de tensao.	80
FIGURA 3.20	Relacao linear entre a tensao fundamental do retificador versus o indice de modulacao.	81
FIGURA 3.21	(a) $m = 0.78$ , (b) $m = 0.938$ , (c) $m = 0.968$ , (d) $m = 1$ .	82
FIGURA 3.22	Formas de onda para $m = 0.78$ da: (a) tensao de fase $V_a$ , (b) conteudo do comparador $COMP$ e (c) sinais PWM.	83
FIGURA 3.23	Formas de onda para $m = 0.938$ da: (a) tensao de fase $V_a$ , (b) conteudo do comparador $COMP$ e (c) sinais PWM.	84
FIGURA 3.24	Formas de onda para $m = 0.968$ da: (a) tensao de fase $V_a$ , (b) conteudo do comparador $COMP$ e (c) sinais PWM.	85
FIGURA 3.25	Formas de onda para $m = 1.0$ da: (a) tensao de fase $V_a$ , (b) conteudo do comparador $COMP$ e (c) sinais PWM.	86
FIGURA 3.26	Componentes harmonicas na regiao de sobremodulacao.	87
FIGURA 4.1	Representacao grafica para condicoes de tensao e de corrente onde $\omega_{e1} < \omega_{e2} < \omega_{e3}$ .	90
FIGURA 4.2	Sistema de conversao de energia eolica.	91
FIGURA 4.3	Curvas de potencia e potencia optima $P_{m_{opt}}$ do gerador em funcao da velocidade de sua velocidade mecanica $\omega_m$ para diferentes velocidades do vento.	94
FIGURA 4.4	Curvas de conjugado e conjugado optimo $T_{m_{opt}}$ do gerador em funcao da velocidade de sua velocidade mecanica $\omega_m$ para diferentes velocidades do vento.	95

FIGURA 4.5	Fluxograma das etapas de implementação da função $F_{rect}$ . . . . .	98
FIGURA 4.6	Fluxograma do processo para maximização de eficiência. . . . .	99
FIGURA 4.7	Fluxograma do processo para controle de limitação de tensão para região linear. . . . .	100
FIGURA 4.8	Ponto de operação crítico do gerador. . . . .	102
FIGURA 4.9	Fluxograma do processo de otimização para controle na região de sobremodulação. . . . .	103
FIGURA 4.10	Resultado do processo de otimização para os três modos de operação. . . . .	105
FIGURA 4.11	Corrente $I_s$ e tensão $V_s$ do gerador obtida pela otimização. . . . .	108
FIGURA 4.12	Fator de potência $\cos \phi$ do gerador nos modos de operação. . . . .	108
FIGURA 4.13	Rendimento $\eta$ do gerador para os modos de operação. . . . .	109
FIGURA 4.14	Conjugado elétrico do gerador e conjugado ótimo para os modos de operação. . . . .	110
FIGURA 4.15	Potência no eixo do gerador $P_{sh}$ e potência mecânica extraída do vento $P_m$ para os modos de operação. . . . .	111
FIGURA 5.1	Diagrama de blocos do PMSG. . . . .	113
FIGURA 5.2	Diagrama de blocos do controle de corrente do PMSG. . . . .	114
FIGURA 5.3	Diagrama de blocos do controle com mecanismo de anti-sobrecarga. . . . .	115
FIGURA 5.4	Representação gráfica da função de saturação $\text{sat}(u_i)$ . . . . .	116
FIGURA 5.5	Controlador de corrente multi-variáveis com anti-sobrecarga aplicado a planta nominal do PMSG. . . . .	117
FIGURA 5.6	Circuito equivalente para o modelo de harmônicas de corrente: (a) eixo direto $d$ e (b) eixo em quadratura $q$ . . . . .	119
FIGURA 5.7	Diagrama de blocos para estimação das harmônicas de corrente. . . . .	120
FIGURA 5.8	Diagrama do sistema de controle completo. . . . .	120
FIGURA 5.9	Representação do sistema para simulação. . . . .	122
FIGURA 5.10	Correntes $i_d$ e $i_q$ contendo componentes harmônicas. . . . .	124
FIGURA 5.11	Harmônicas de corrente $\tilde{i}_d$ e $\tilde{i}_q$ estimadas. . . . .	124
FIGURA 5.12	Compensação das harmônicas de corrente em coordenadas síncronas $dq$ . . . . .	125
FIGURA 5.13	Corrente $i_d$ para todo intervalo de simulação. . . . .	126
FIGURA 5.14	Corrente $i_d$ para todo intervalo de simulação. . . . .	127
FIGURA 5.15	Sistema operando com mecanismo de anti-sobrecarga e com compensação de harmônicas. . . . .	128

FIGURA 5.16	Sistema operando sem mecanismo de anti-sobrecarga, mas com compensação de harmônicas. . . . .	129
FIGURA 5.17	Sistema operando sem compensação de harmônicas e: (a) com mecanismo de anti-sobrecarga e (b) sem mecanismo de anti-sobrecarga. . . .	130
FIGURA 6.1	Função de saturação de zona morta $\psi(u)$ . . . . .	135
FIGURA 6.2	Representação em blocos do sistema de análise. . . . .	144
FIGURA 6.3	Estimativa da região de operação com estabilidade garantida $\mathcal{E}$ para $\omega_m = 2550$ rpm, $\omega_m = 3750$ rpm e $\omega_m = 5000$ rpm. . . . .	145
FIGURA 6.4	Índice de maximização para região de operação com estabilidade garantida em função da velocidade do gerador $\omega_m$ . . . . .	146
FIGURA 6.5	Região $\mathcal{E}$ para operação do sistema em malha fechada com estabilidade garantida para variação paramétricas: $\omega_m \in [2150 \ 5150]$ rpm e $L_q \in [19 \ 23]$ mH. Conjunto de pontos de equilíbrio cujo erro em regime é nulo. . . . .	147
FIGURA 7.1	Correntes $i_d$ e $i_q$ do gerador. . . . .	150
FIGURA 7.2	Fator de potência ( $\cos \phi$ ) do gerador. . . . .	152
FIGURA 7.3	Rendimento ( $\eta$ ) do gerador. . . . .	153
FIGURA 7.4	Comparação da potência no eixo do gerador pelo método desenvolvido ( $P_{shO}$ ) e pelo método de limitação de tensão na região linear ( $P_{shL}$ ). . . . .	154
FIGURA 7.5	Corrente $I_s$ e tensão $V_s$ do gerador pelo método com sobremodulação. . . . .	155
FIGURA 7.6	Corrente $I_s$ e tensão $V_s$ do gerador pelo método direto. . . . .	156
FIGURA 7.7	Velocidade mecânica para verificação das pulsações de conjugado. . . . .	157
FIGURA 7.8	Corrente $i_d$ e $i_q$ pelo método com sobremodulação. . . . .	158
FIGURA 7.9	Corrente $i_d$ e $i_q$ pelo método direto. . . . .	159
FIGURA 7.10	Conjugado elétrico $T_e$ do gerador pelo método com sobremodulação. . . . .	160
FIGURA 7.11	Conjugado elétrico $T_e$ do gerador pelo método direto. . . . .	161
FIGURA 7.12	Ampliação do conjugado elétrico $T_e$ para o método direto. . . . .	161
FIGURA A.1	Vetor de tensão modificado na sobremodulação modo I. . . . .	173
FIGURA A.2	Triângulo para determinar o módulo do vetor de tensão modificado. . . . .	173
FIGURA A.3	Trajetória do vetor modificado e tensão de fase gerada no domínio do tempo. . . . .	174
FIGURA A.4	Trajetória do vetor modificado no espaço $\alpha\beta$ . . . . .	174
FIGURA A.5	Triângulo para determinar o segmento de tensão $f_3$ . . . . .	176
FIGURA A.6	Trajetória do vetor modificado e tensão de fase gerada no domínio do tempo. . . . .	177
FIGURA A.7	Espaço vetorial para determinar o ângulo de fase modificado. . . . .	178

*Lista de Figuras*

---

FIGURA A.1	Transformação para um plano de referência arbitrário. . . . .	181
FIGURA A.2	Transformação de Clark. . . . .	182
FIGURA A.3	Transformação de Park. . . . .	184
FIGURA A.4	Transformação $qd0$ . . . . .	185
FIGURA A.5	Transformação entre dois planos de referência. . . . .	185

# ***LISTA DE TABELAS***

TABELA 1.1	Constantes de aproximação. . . . .	24
TABELA 3.1	Estados e possíveis vetores de comutação. . . . .	55
TABELA 3.2	Projeção dos vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$ . . . . .	55
TABELA 3.3	Retas de separação. . . . .	56
TABELA 3.4	Retas de limitação. . . . .	57
TABELA 3.5	Sequência de comutação e padrão PWM. . . . .	57
TABELA 3.6	Matrizes de decomposição para cada setor. . . . .	59
TABELA 3.7	Procedimento para calcular o conteúdo dos comparadores. . . . .	59
TABELA 3.8	Sequência de comutação para: (a) $\Delta t'_0 \neq 0$ e (b) $\Delta t'_0 = 0$ . . . . .	75
TABELA 3.9	Coefficientes do polinômio $g_1$ para o ângulo de compensação $\alpha_c$ . . . . .	78
TABELA 3.10	Coefficientes do polinômio $g_2$ para o ângulo de compensação $\alpha_h$ . . . . .	78
TABELA 4.1	Descrição da função de otimização $F_{rect}$ . . . . .	97
TABELA 4.2	Problema de otimização para maximização de eficiência do PMSG e do retificador PWM. . . . .	98
TABELA 4.3	Problema de otimização para limitação de tensão na região linear. . . . .	100
TABELA 4.4	Problema de otimização para controle para região de sobremodulação. . . . .	103
TABELA 4.5	Parâmetros para realização dos processos de otimização. . . . .	104
TABELA 4.6	Velocidades limites e de transição. . . . .	105
TABELA 4.7	Intervalos de velocidades para os modos de operação. . . . .	106
TABELA 4.8	Coefficientes do polinômio de aproximação para o modo I. . . . .	106
TABELA 4.9	Coefficientes do polinômio de aproximação para o modo II. . . . .	107
TABELA 4.10	Coefficientes do polinômio de aproximação para o modo III. . . . .	107
TABELA 5.1	Parâmetros para simulação do sistema de controle. . . . .	123
TABELA 6.1	Maximização da região de atração $\mathcal{E}$ . . . . .	142
TABELA 6.2	Maximização da região de atração $\mathcal{E}$ para sistemas em politopos. . . . .	143
TABELA 6.3	Parâmetros usados nos resultados numéricos. . . . .	144
TABELA 7.1	Parâmetros do gerador. . . . .	148

*Lista de Tabelas*

---

TABELA 7.2	Parâmetros da turbina. . . . .	149
TABELA 7.3	Parâmetros para o retificador. . . . .	149
TABELA 7.4	Parâmetros do controlador de corrente. . . . .	149
TABELA 7.5	Correspondência entre o tempo $t$ e $\omega_m$ . . . . .	150
TABELA 7.6	Intervalos de operação para cada modo. . . . .	151
TABELA A.1	Intervalo de tempo de duração de cada vetor de comutação por setor. . . . .	172
TABELA A.2	Vetores para cálculo do conteúdo dos comparadores. . . . .	172
TABELA A.3	Intervalos dos segmentos de tensão. . . . .	175

# 1 INTRODUÇÃO

Existe uma tendência mundial de aumentar a parcela da demanda de eletricidade que é fornecida por fontes de energia renováveis (HULLE, 2009). As principais razões para esta tendência são:

- i. a redução da emissão de gases de efeito estufa e da dependência de combustíveis fósseis, que está associada também a considerações econômicas;
- ii. diversificação da matriz energética.

Dentro das fontes de energia renováveis, a energia eólica está ganhando momento no mercado de eletricidade devido ao seu baixo impacto ambiental e ao reduzido tempo de instalação das turbinas. Entretanto, a viabilização econômica de sistema de conversão de energia eólica, *wind energy conversion system* (WECS), ainda é um desafio. Isto pode ser constatado comparando o preço do MWh da energia elétrica das fontes convencionais com o das centrais eólicas (GUIMARÃES; NETO, 2008). Para vencer esse desafio, os agentes reguladores do mercado de eletricidade devem propor incentivos econômicos para estimular o mercado e, por outro lado, os fabricantes de turbinas eólicas devem desenvolver conceitos de WECS de baixo custo, elevada confiabilidade e eficiência. Dentre os conceitos de WECS, os que operam com velocidade variável usando gerador síncrono a ímã permanente, *permanent magnet synchronous generator* (PMSG), com multipolos, estão recebendo uma significativa atenção recentemente tanto pela academia, conforme (CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006), (MICHALKE; HANSEN; HARTKOPF, 2007), (GRABIC; CELANOVIC; KATIC, 2008), quanto pela indústria. Como exemplo, tem-se a multinacional IMPSA com uma filial em Recife-PE e uma fábrica de geradores de grande porte com o conceito PMSG e turbinas no complexo portuário Suape-PE. Esse conceito tem a vantagem de simplificar a estrutura mecânica da turbina eólica, podendo omitir a caixa de engrenagem. Dessa forma, aumenta-se a confiabilidade do sistema. Além disso, a utilização de ímãs permanentes no gerador oferece uma redução nas perdas elétricas associadas a ele, permitindo obter uma melhor eficiência e, assim, maximiza-se a

produção de energia. Nesse contexto, é interessante prover uma metodologia de controle do gerador que vá ao encontro da necessidade de maximização da eficiência do WECS, tornando-o mais rentável e contribuindo para sua viabilização.

Esta dissertação tratará da análise e controle de geradores síncronos a ímã permanente com operação em velocidade variável, focalizando os estudos para obter o máximo rendimento do sistema eólico de conversão de energia e ampliar a faixa de operação da turbina eólica, sem sobrecarregá-lo, bem como prover um grau de liberdade para otimização do projeto do PMSG usados em WECS.

## 1.1 Revisão Bibliográfica

Nas últimas décadas, observando a necessidade de reduzir a dependência dos combustíveis fósseis, os países europeus e os EUA aumentaram o interesse em diversificar suas matrizes energéticas com a utilização de fontes alternativas de energia, entre elas, a energia eólica. Com o aprimoramento das técnicas de produção e redução dos custos dos componentes, a geração de energia eólica torna-se cada vez mais atrativa e competitiva.

Para avaliar a atratividade da geração de energia eólica, podem-se analisar os fatores ambientais, econômicos e modularidade (ABREU; SHAHIDEHPOUR, 2006). Em relação aos fatores ambientais, a energia eólica é limpa e abundante, com um reduzido impacto ambiental, tais como ruídos, interferência, choques com aves e impacto visual. Quanto aos fatores econômicos, sua rentabilidade está associada aos avanços tecnológicos e a incentivos financeiros. Com medidas favoráveis, o custo da geração da eletricidade pelo vento caiu em 90% nos últimos 25 anos, conforme a *U.S. Department of Energy* e a *American Wind Energy Association*. Além disso, outro fator econômico relevante é que a geração de energia eólica não está sujeita às rápidas variações de preço dos combustíveis fósseis. Por fim, outro motivo é a modularidade, que possibilita a instalação de novos geradores de turbina eólica num parque eólico à medida que a demanda se expande, reduzindo o investimento.

Por esses fatores, a geração de energia elétrica a partir de energia eólica é de grande interesse e tem recebido grandes investimentos.

### 1.1.1 Sistema de conversão de energia eólica

Em um sistema de conversão de energia eólica, a potência mecânica extraída do vento é dada por

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_p(\lambda, \beta) v_w^3 \quad (1.1)$$

sendo  $r$  o raio das pás da turbina eólica,  $\rho$  a densidade atmosférica,  $v_w$  a velocidade do vento,  $\lambda$  a relação de velocidade na ponta das pás ou *tip speed ratio* (TSR) determinado por

$$\lambda = r \frac{\omega_t}{v_w} \quad (1.2)$$

onde  $\omega_t$  é a velocidade da turbina e  $C_p(\lambda, \beta)$  o coeficiente de potência que representa o perfil aerodinâmico da turbina eólica. Uma expressão geral é dada por (HEIER, 2006)

$$C_p(\beta, \lambda) = a_1 \left( \frac{a_2}{\lambda_i} - a_3 \beta - a_4 \beta^{a_5} - a_6 \right) e^{-\frac{a_7}{\lambda_i}} \quad (1.3)$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + a_8 \beta} - \frac{a_9}{\beta^3 + 1}}$$

com  $\beta$  representando o ângulo de passo das pás, enquanto as constantes  $a_1$  a  $a_9$  podem ser obtidas na Tabela 1.1 (SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003).

Tabela 1.1: Constantes de aproximação.

$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$
0.73	151	0.58	0.002	2.14	13.2	18.4	-0.02	-0.003

A Figura 1.1 apresenta as curvas do coeficientes de potência em função de  $\lambda$  para determinados ângulos de passo.

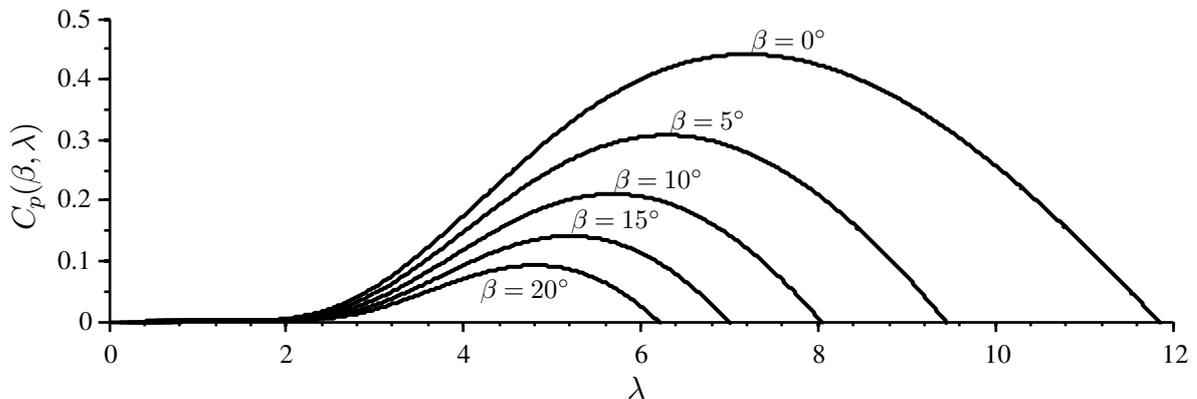


Figura 1.1: Coeficientes de potência ( $C_p$ ) em função do *tip speed ratio* ( $\lambda$ ).

### 1.1.1.1 Conceitos de geração

Os dois conceitos de sistema de geração eólica existentes são de turbinas com velocidade variável e com velocidade fixa (ABREU; SHAHIDEHPOUR, 2006). Inicialmente, a maioria das turbinas desenvolvidas operavam em velocidade constante e utilizavam o conceito dinamarquês. Neste conceito, utiliza-se uma caixa de engrenagem acoplada a um gerador de indução em gaiola de esquilo, *squirrel cage induction generator* (SCIG), diretamente conectado à rede elétrica através de um transformador, como mostra a Figura 1.2.

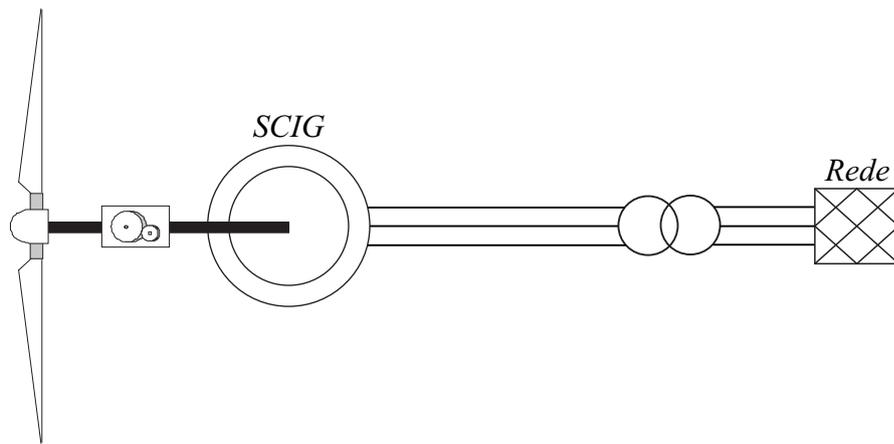


Figura 1.2: Conceito de turbina de velocidade fixa.

Uma vez que o gerador é conectado diretamente à rede elétrica, sua velocidade será determinada pela frequência da rede e pelo número de polos do gerador. Essa característica determina uma operação com velocidade constante de maneira que a curva de potência da turbina para  $\beta = 0$  pode ser ilustrada pela Figura 1.3.

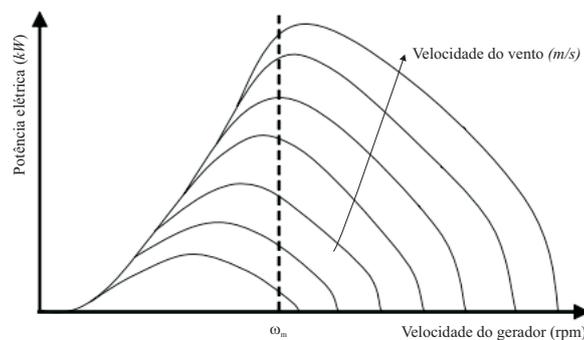


Figura 1.3: Característica de potência para conceito de velocidade fixa.

Nesse conceito, as turbinas eólicas são projetadas para obter eficiência máxima em

apenas uma velocidade do vento. Portanto, ocorre uma perda de eficiência durante a operação em outras velocidades do vento (MARQUES, 2004). Além disso, apresenta a desvantagem de que as variações da velocidade do vento são convertidas diretamente em pulsações de conjugado que causam elevados estresses mecânicos em todo o sistema (pás, caixa de engrenagem e gerador), além de problemas de qualidade de energia (BURTON et al., 2001), (HEIER, 2006). Contudo, esse conceito tem o mérito de ser robusto e relativamente barato para comercialização.

Uma outra alternativa, é a utilização do conceito de operação de turbinas eólicas com velocidade variável. Nesse caso, as turbinas são projetadas para obter eficiência aerodinâmica máxima para uma grande faixa de variação de velocidade do vento (MARQUES, 2004). A curva de potência da turbina que representa esse conceito pode ser vista pela Figura 1.4.

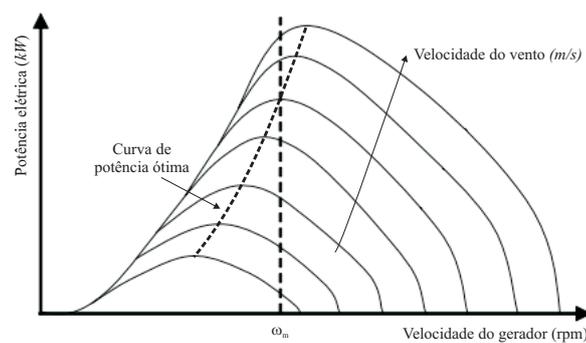


Figura 1.4: Característica de potência para conceito de velocidade variável.

A maximização da eficiência é possível pela inclusão de um conversor entre o gerador e a rede elétrica, permitindo também controlar a velocidade do gerador, de maneira que as variações de potência podem ser relativamente absorvidas pela mudança de velocidade do gerador. Do ponto de vista da turbina eólica, as vantagens da operação com velocidade variável comparada com a operação em velocidade fixa são (HANSEN et al., 2004):

- a redução dos estresses mecânicos causados pelas variações de velocidade do vento podem ser absorvidas pela inércia mecânica da turbina eólica;
- o aumento da potência extraída do vento proporcionado pelo ajuste contínuo da velocidade rotacional da turbina eólica, conforme a velocidade do vento, de maneira que a potência extraída pela turbina seja maximizada;
- a redução de ruídos acústicos, tornando possível a operação em baixas velocidades com baixa potência gerada.

Além disso, a relação entre a potência do gerador e a velocidade do vento, em sistemas de conversão de energia eólica com o conceito de turbinas eólicas de velocidade variável, segue a curva destacada na Figura 1.5.

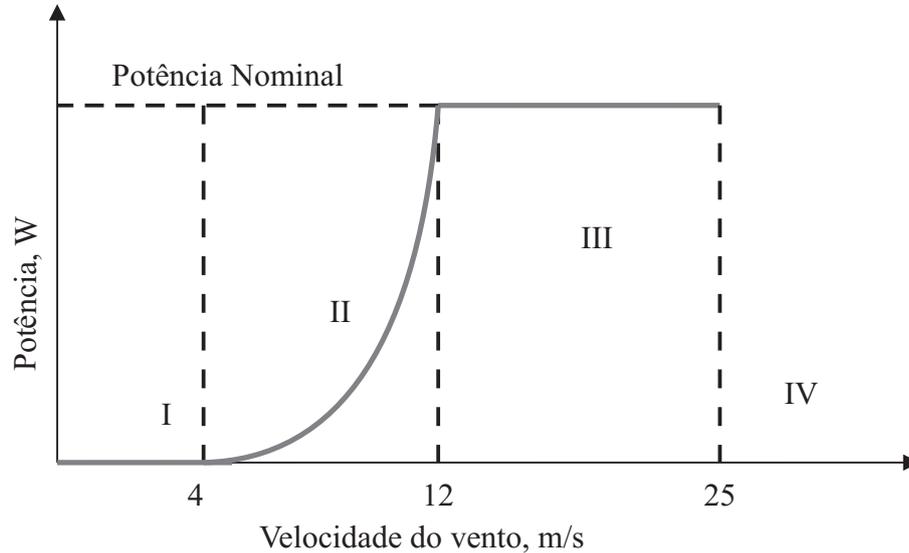


Figura 1.5: Regiões de operação da turbina.

A região de partida I determina a velocidade mínima do vento necessária para a turbina eólica começar a operar. Normalmente, as turbinas eólicas são projetadas para partirem com velocidades do vento entre 2 e 5  $m/s$ . A região II é dita região de operação normal. Nessa região, é desejável obter-se eficiência aerodinâmica ótima. Com esse objetivo, quatro métodos clássicos para rastreamento do ponto de máxima potência, *maximum power point tracking* (MPPT), podem ser citados (HUA; GENG, 2006):

- controle da velocidade de ponta pá (TSR) que regula a velocidade do gerador no TSR ótimo;
- controle de conjugado ótimo que ajusta o conjugado do gerador no ponto ótimo para diferentes velocidades do vento;
- controle por observação e perturbação que busca continuamente o ponto de máxima potência da turbina eólica;
- controle por realimentação do sinal de potência que requer o conhecimento da curva de potência máxima da turbina eólica, para rastreá-la durante o processo de controle.

A região de limitação de potência III é utilizada para limitar a potência de saída no valor nominal da turbina eólica para velocidades do vento tipicamente entre 12 e 25  $m/s$ , além

de manter a integridade mecânica da turbina. Para limitação de potência, podem ser usados métodos de: controle por *stall* passivo e ativo, controle pela mudança do eixo da turbina em relação a direção do vento (*furling* ou *yawing*) e controle de passo. Dentre esses, o controle de passo apresenta melhor eficiência e redução nos estresses mecânicos (ABREU; SHAHIDEHPOUR, 2006).

Atualmente, os conceitos de tecnologia amplamente utilizados para turbinas eólicas de velocidade variável são os geradores de indução duplamente alimentados ou *double-fed induction generator* (DFIG), e os geradores síncronos, entre eles, o gerador síncrono a ímã permanente ou *permanent magnet synchronous generator* (PMSG). No primeiro conceito, o rotor da turbina eólica é acoplado ao gerador através de uma caixa de engrenagem para operação de diferentes intervalos de velocidade da turbina eólica do rotor e do gerador. No segundo conceito, o gerador síncrono é um gerador de múltiplos polos de baixa velocidade com grande diâmetro, podendo operar sem a caixa de engrenagem (SLOOTWEG et al., 2002). A Figura 1.6 ilustra ambos os conceitos, além de apresentar o gerador síncrono de rotor bobinado, *wound rotor synchronous generator* (WRSG) (ABREU; SHAHIDEHPOUR, 2006).

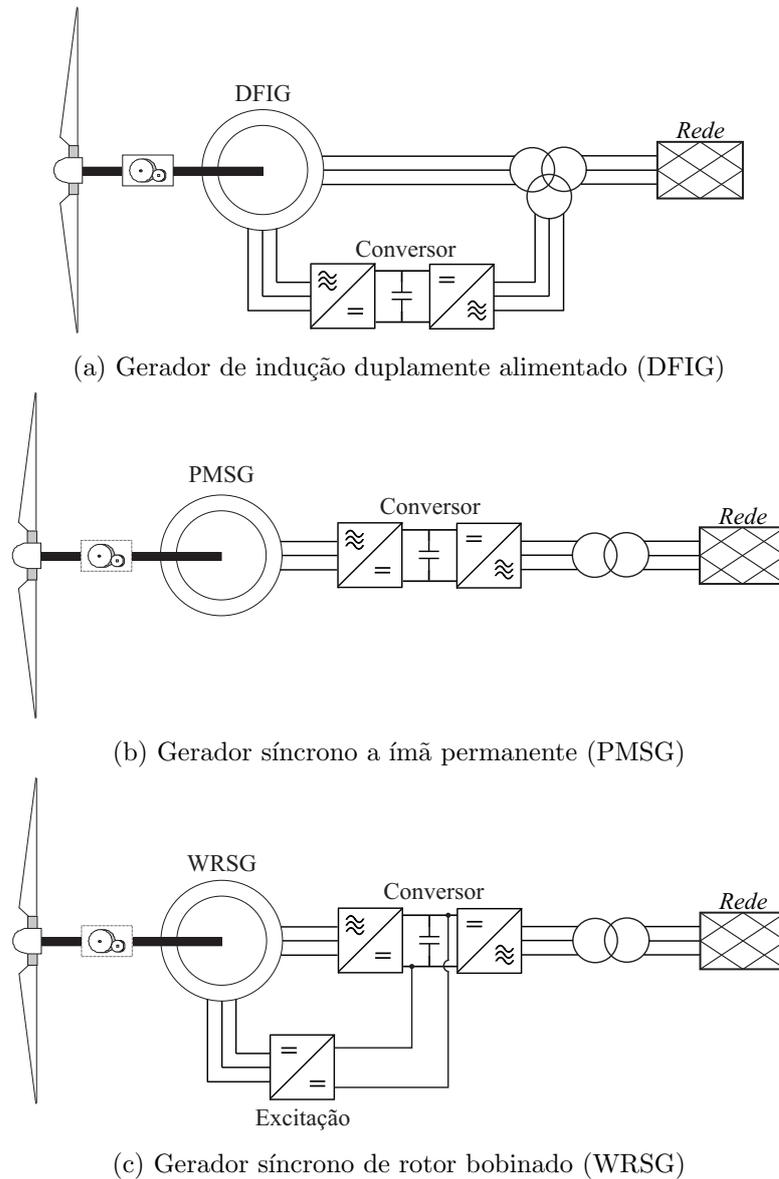


Figura 1.6: Conceitos de turbina eólica de velocidade variável.

Especificamente, em relação aos sistemas de conversão de energia eólica com PMSG, suas vantagens podem ser sumarizadas por (LI; CHEN, 2008)

- elevada eficiência e rendimento;
- não é necessário fonte externa para excitação do campo magnético;
- aprimoramento nas características térmicas do gerador a ímãs permanentes devido a ausência das perdas do campo;
- elevada robustez devido à ausência de componentes mecânicos, por exemplo, anéis coletores;

- leve, o que lhe garante uma elevada potência em relação ao seu peso.

Em sistemas de conversão de energia eólica usando PMSG, é desejável melhorar a sua eficiência, assim como aumentar a faixa de variação de velocidade do gerador sem sobrecarregá-lo. Para isso, as características das turbinas e as restrições do conjunto PMSG e retificador PWM devem ser consideradas durante o projeto.

### 1.1.2 Estratégias de controle para minimização de perdas

Em (MORIMOTO et al., 2006) é proposto o sistema ilustrado na Figura 1.7.

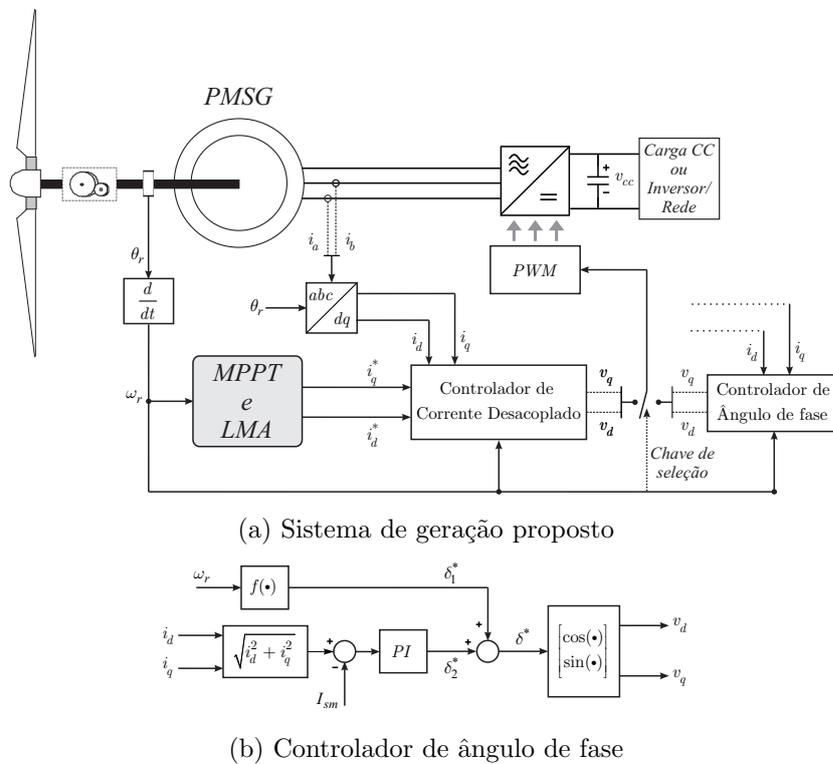


Figura 1.7: Diagrama de blocos (MORIMOTO et al., 2006).

Nesse sistema, a operação do PMSG é dividida em três modos, satisfazendo os limites de tensão e corrente do retificador PWM. No modo I, o vetor de corrente é controlado para minimizar as perdas do PMSG. Entretanto, as perdas do retificador não são consideradas. No modo II, as correntes do PMSG são reguladas de forma que a magnitude do vetor de tensão do gerador seja igual ao seu valor máximo no limite da operação linear do retificador PWM. É importante salientar que a eficiência aerodinâmica é realizada através de controle de conjugado ótimo em ambos os modos I e II. Com essas características, as referências ótimas de corrente  $i_d$  e  $i_q$  são geradas por processo numérico. Desta forma, as

referências de correntes são aproximadas por funções polinomiais em relação à velocidade mecânica do gerador através de técnica de regressão de curvas. Por fim, a operação no modo III é executada quando o controle de MPPT não pode ser mantido e os limites de corrente e tensão são atingidos para operação na região linear do retificador. Nesse modo, o retificador PWM passa a operar na região de seis-pulsos, permitindo aumentar a fundamental da tensão do gerador. Além disso, ocorre uma transição de modo de controle, em que se regula apenas a amplitude do vetor de corrente através do controlador de ângulo de tensão.

Em (KAWABE; MORIMOTO; SANADA, 2007), é proposto um sistema com as mesmas características de (MORIMOTO et al., 2006), adicionando-se a utilização da estimação de velocidade do gerador. Apesar de (MORIMOTO et al., 2006), (KAWABE; MORIMOTO; SANADA, 2007) terem contribuído para determinar os modos de operação do PMSG sem sobrecarregá-lo, existe espaço para a melhoria do desempenho do conjunto PMSG e retificador PWM, visando a maximização da produção anual de energia do WECS, contribuindo assim para sua viabilização econômica. Além disso, existe uma faixa de tensão e, conseqüentemente de velocidade, entre o modo II e modo III que não foi explorada. Com isso, a transição entre esses modos, sem a utilização da referida faixa de tensão, pode levar a pulsações de conjugado que causam esforços mecânicos indesejáveis na turbina.

Em (QIAO; QU; HARLEY, 2009) é proposto um sistema de conversão de energia eólica ilustrado na Figura 1.8.

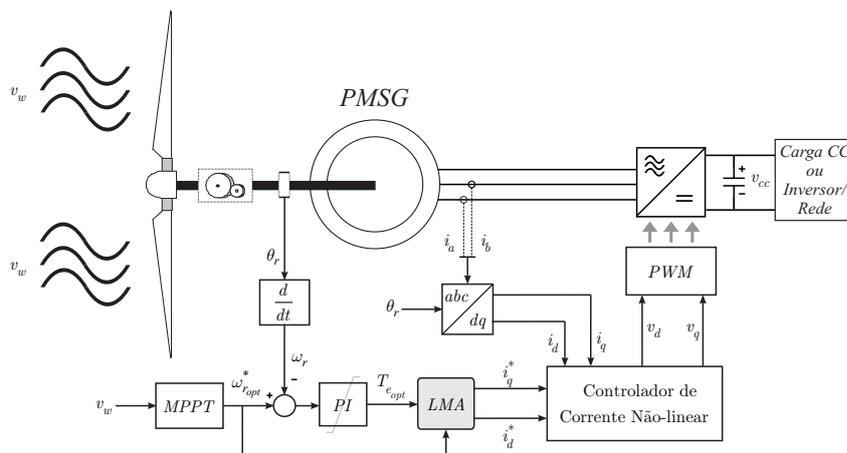


Figura 1.8: Diagrama de blocos (QIAO; QU; HARLEY, 2009).

Nesse trabalho, apenas a operação no modo I, que corresponde a minimização das perdas do gerador, é analisada. É possível destacar dois pontos: (i) aplicação de uma

malha de controle de velocidade em que a referência de velocidade é obtida pelo controle de TSR ótimo, que estabelece o algoritmo de MPPT, gerando a referência de conjugado ótimo e (ii) utilização de uma técnica estocástica similar ao algoritmo genético para executar o problema de otimização não linear com restrições estabelecidas pelo retificador e pelo gerador, para determinar de maneira eficiente, em função da velocidade do gerador, a referência ótima de corrente  $i_d$ , que junto com o conjugado ótimo determinam a corrente ótima  $i_q$ .

Recentemente, (MONCADA et al., 2009) propôs uma estratégia de controle ótimo ao gerador síncrono a ímã permanente analisando três casos de operação envolvendo as metodologias de controle de conjugado máximo por unidade de corrente e controle de limitação de tensão, conforme as restrições de tensão e corrente do retificador PWM. A maximização de eficiência aerodinâmica é obtida pelo controle de conjugado ótimo. Todavia, dentro dessa abordagem, deve-se ressaltar que a estratégia de controle de conjugado máximo por unidade de corrente, além do seu objetivo principal, produz também o efeito de minimizar as perdas do cobre gerador. Ressalta-se que, essa estratégia de controle não contempla a minimização das perdas do núcleo do estator do gerador. Além disso, os casos analisados foram limitados à região linear de operação do retificador. Sendo assim, há espaço para a análise da operação do retificador na região não linear visando proporcionar um aproveitamento total dos recursos de tensão do barramento CC.

Dentre os trabalhos expostos, observa-se que o objetivo primordial deles é desenvolver uma metodologia de controle que favoreça a maximização de eficiência do WECS. Neste caso, além do controle de maximização de eficiência aerodinâmica, necessário se faz a apresentação de técnica de controle para minimizar as perdas do gerador. Tal técnica pode ser enquadrada em duas categorias (CAVALLERO et al., 2005): controle ou algoritmo de modelo de perdas (LMA) e controle ou algoritmo por busca (SA).

Na primeira categoria, a técnica é baseada no desenvolvimento do modelo matemático que permita estimar as perdas elétricas que ocorrem durante a operação do gerador. Contudo, é necessário o conhecimento adequado do modelo do gerador, a identificação precisa dos seus parâmetros, assim como a verificação da variação dos parâmetros com a temperatura, velocidade, saturação, etc. Com isso, é possível expressar as perdas elétricas como uma função das variáveis de controle de interesse e, portanto, impor uma condição de operação para obter a eficiência máxima (MORIMOTO et al., 1994).

Já na segunda categoria, não há necessidade do modelo e dos parâmetros do gerador, pois ocorre uma busca em tempo real do ponto de eficiência ótimo. O conceito dessa

técnica consiste em aplicar uma mudança na variável de controle de interesse e, então, aguarda-se que o gerador entre em regime permanente. Em seguida, compara-se a potência de saída antes e depois da mudança da variável de controle. Esse procedimento é executado até o ponto ótimo ser encontrado. Mas, em aplicações que ocorrem mudanças frequentes na operação, cujo tempo de regime permanente é curto, o controlador pode não ser rápido o suficiente para atingir o ponto ótimo de operação. Além disso, as mudanças gradativas na variável de controle podem gerar pulsações de conjugado que resultam em operação oscilatória (VAEZ; JOHN; RAHMAN, 1999), (CAVALLERO et al., 2005), (ABRAHAMSEN et al., 2001).

Em (MORIMOTO et al., 1994), é proposto um método de controle ótimo de corrente para minimizar as perdas do cobre e do núcleo do estator do motor síncrono a ímã permanente. Partindo do modelo de perdas do motor, a condição para minimização das perdas é determinada. Desta forma, a referência de corrente  $i_d$  pode ser expressa por um polinômio em função da corrente  $i_q$  cujos coeficientes são obtidos por uma tabela conforme a velocidade do gerador. Por sua vez, a corrente  $i_q$  é obtida pela malha de controle de velocidade. A Figura 1.9 ilustra o sistema proposto.

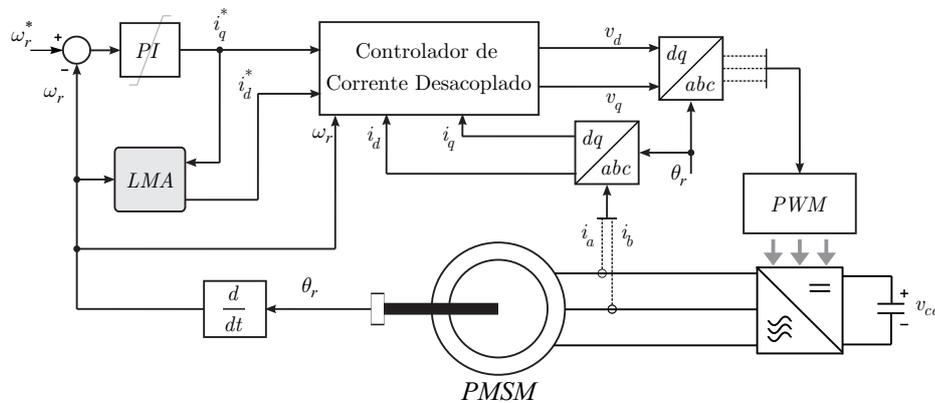


Figura 1.9: Diagrama de blocos (MORIMOTO et al., 1994).

A partir da mesma condição de minimização, o modo de controle para minimização de perdas na aplicação para PMSG de (KAWABE; MORIMOTO; SANADA, 2007), (MORIMOTO et al., 2006) foi desenvolvido. Entretanto, as correntes de referências  $i_d$  e  $i_q$  são expressas por polinômios em função da velocidade do gerador com coeficientes fixos. Assim, exclui-se a necessidade do uso de uma tabela para armazená-los.

Seguindo nessa mesma linha, (MADEMLIS; MARGARIS, 2002) especifica a condição que determina a corrente  $i_d$  ótima, minimizando as perdas elétricas do motor síncrono a ímã permanente. No modelo desenvolvido, a corrente ótima  $i_d$  é gerada em função da

velocidade do motor e da corrente  $I_q$  medidas. Em (MADEMLIS; KIOSKERIDIS; MARGARIS, 2004), esse modelo é aplicado e comparado com a técnica de busca (SA) em que a entrada do algoritmo é a potência de entrada, evidenciando que o desempenho da técnica LMA é superior. O diagrama de blocos do sistema é apresentado na Figura 1.10.

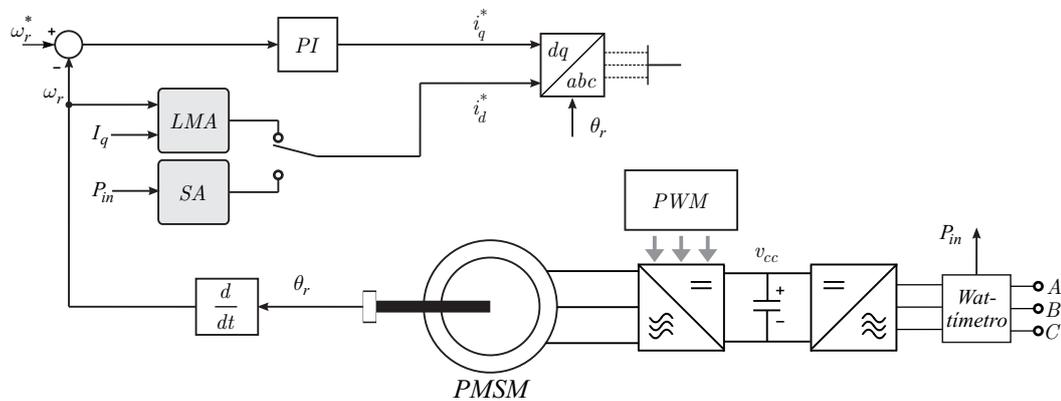


Figura 1.10: Diagrama de blocos (MADEMLIS; KIOSKERIDIS; MARGARIS, 2004).

Apesar do desenvolvimento da técnica de minimização e da comparação entre as duas metodologias existentes para geração de referências ótimas, observa-se na Figura 1.10 que não há malha de controle de corrente, há apenas controle de velocidade. Portanto, é possível ocorrer pulsações de conjugado para variações de velocidade.

Em (CAVALLERO et al., 2005) é proposto um método híbrido entre as técnicas de modelo de perdas e busca. O modelo de perdas é utilizado para determinar a função de minimização das perdas elétricas do motor síncrono a ímã permanente. Assumindo que o conjugado elétrico e velocidade do motor são fixos, então a função de minimização depende apenas da corrente de componente de eixo- $d$ . Assim, é possível utilizar um algoritmo de busca binária para determinar a corrente ótima. O processo de minimização é realizado a cada período de amostragem da malha de controle de velocidade, de maneira que, o algoritmo de busca define um espaço de busca limitado e um passo fixo para avaliar a função de custo para uma dada velocidade e conjugado do motor. Deste modo, reduz-se o espaço de busca em cada iteração até que o valor mínimo da função de custo seja encontrado. Com isso, determina-se a componente de corrente  $i_d$ . Enquanto, a componente de corrente  $i_q$  é calculada pelo modelo de perdas do motor. Esse procedimento tem o mérito de não requerer aproximação polinomial para determinação das referências de corrente. A Figura 1.11 ilustra seu diagrama de blocos. Na sequência, (TOMMASO et al., 2006) aplica os mesmos princípios ao PMSG, enfatizando apenas a minimização das perdas.

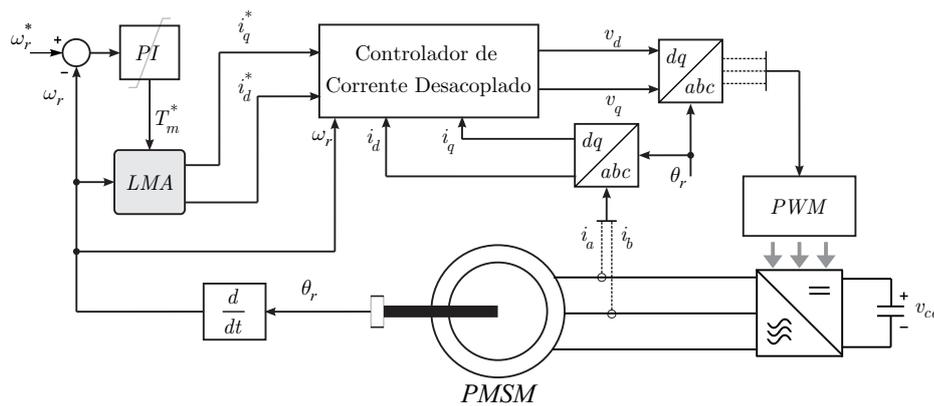


Figura 1.11: Diagrama de blocos (CAVALLERO et al., 2005).

### 1.1.3 Técnica de sobremodulação

Em busca da maximização da eficiência do WECS, além de técnicas de minimização de perdas elétricas do gerador, é possível utilizar todo o recurso de tensão provido pelo barramento CC e com isso obter uma componente fundamental maior da tensão do gerador. Neste âmbito, o retificador PWM pode operar na região não linear através de técnica de sobremodulação.

As técnicas de sobremodulação utilizadas em inversores PWM (HOLTZ; LOTZKAT; KHAMBADKONE, 1993), (LEE; LEE, 1998) podem ser aplicadas a retificadores PWM para promover uma transição suave entre a operação linear e a região de seis-pulsos. Um método sistemático é apresentado em (LEE; LEE, 1998) para a análise da sobremodulação em inversores trifásicos PWM. Este método divide a sobremodulação em dois modos, dependendo do índice de modulação. O método utiliza um pré-modulador que é responsável pela modificação do vetor de tensão de referência. Ressalta-se que, na operação da região de sobremodulação existem harmônicas de tensão de baixa ordem e conseqüentemente harmônicas de corrente. Essas harmônicas de corrente de baixa ordem podem degradar o desempenho dos controladores de corrente (HOLTZ; LOTZKAT; KHAMBADKONE, 1993).

Para evitar esse problema, é possível compensar os efeitos das harmônicas de tensão na malha de controle de corrente. Filtros passa-baixa podem ser usados (NAKAI; OHTANI; INAGUMA, 2005). Entretanto, eles reduzem a banda-passante do controlador e o desempenho do sistema (LERDUDOMSAK et al., 2007). Uma solução alternativa é usar a estimação das harmônicas de corrente. Esse procedimento possibilita a regulação da corrente sem limitação do desempenho da operação na região de sobremodulação

(KHAMBADKONE; HOLTZ, 2000), (KHAMBADKONE; HOLTZ, 2002), (LERDUDOMSAK et al., 2007), (LERDUDOMSAK; DOKI; OKUMA, 2007), (KIM; NHO; YOUN, 2004), (PARK et al., 2008).

Em (KHAMBADKONE; HOLTZ, 2002) é proposto um método para estimação de harmônicas de corrente através das harmônicas de tensão para motor de indução. As harmônicas de tensão são estimadas pela diferença entre o vetor de tensão desejado e o vetor modificado, em coordenadas síncronas. O vetor modificado é gerado pelo algoritmo de sobremodulação e obtido na saída do gerador de sinal PWM. As harmônicas correntes são, então, obtidas usando as harmônicas de tensão estimadas no modelo do motor. Entretanto, as harmônicas de tensão contêm componentes de baixa e alta frequência, provenientes da sobremodulação e do sinal PWM, respectivamente. Assim, para evitar problemas *aliasing*, o período de estimação das harmônicas de corrente deve ser menor que o período da portadora.

Em (LERDUDOMSAK et al., 2007), as harmônicas de tensão são calculadas somente pelo vetor de tensão de referência desejado. Com isto, o problema de *aliasing* não é uma preocupação. Neste método, propõe-se a implementação de um modelo de harmônicas de tensão. Todavia, são consideradas somente as harmônicas de 5ª e 7ª ordem. Além disso, para se adequar ao método proposto, as harmônicas de corrente são estimadas pelo modelo fasorial do motor. Em (LERDUDOMSAK; DOKI; OKUMA, 2007), o mesmo princípio para calcular as harmônicas de tensão é mantido, mas considera-se o modelo do motor acoplado com controlador de corrente para estimação das harmônicas de corrente.

Finalmente, em (PARK et al., 2008) o modelo de harmônicas de corrente para motor síncrono a ímã permanente é usado para estimar as harmônicas de corrente (KIM; NHO; YOUN, 2004). Este se destaca em relação aos demais por enfatizar e aplicar um método de anti-sobrecarga para melhorar o desempenho do controlador. Porém, o impacto das não-linearidades da saturação no sistema é não analisado.

## 1.2 Objetivos do trabalho

Nesta dissertação, apresentada-se uma metodologia para controle vetorial aplicada a sistema eólico para conversão de energia, utilizando gerador síncrono a ímã permanente. Como objetivos específicos têm-se:

- descrever o modelo dinâmico do PMSG com referencial no fluxo do campo magnético para projeto do controladores, assim como incluir as perdas elétricas e os efeitos da

saturação;

- investigar a metodologia para modulação vetorial na região de sobremodulação aplicado a retificador PWM;
- definição de modos de operação do conjunto PMSG e retificador PWM, assim como, das referências ótimas de corrente de forma a minimizar as perdas do conjunto, conforme as restrições de tensão e corrente impostas pelo retificador;
- projetar os controladores de corrente de eixo  $d$  e  $q$  com limitação da sobrecarga dos atuadores e compensação das harmônicas de corrente de baixa ordem provenientes da operação na região de sobremodulação;
- investigar a estabilidade do conjunto PMSG e retificador PWM utilizando desigualdades lineares matriciais;
- apresentar resultados de simulação para comprovar o bom desempenho dinâmico.

### 1.3 Organização do Trabalho

Esta dissertação é organizada conforme a seguinte ordem:

No Capítulo 2, será exposto o desenvolvimento para obter o modelo geral em coordenadas síncronas do PMSG. Além disso, a saturação magnética será avaliada e sua representação no modelo será fornecida. As perdas do núcleo do estator serão discutidas e, de mesma forma, o modelo do gerador sujeito a essas perdas será desenvolvido.

No Capítulo 3, a modulação vetorial aplicada para sobremodulação será descrita em detalhes. Inicialmente, a modulação vetorial convencional é apresentada para fornecer os fundamentos necessários para compreender a técnica de sobremodulação. No passo seguinte, a operação na região de sobremodulação é dividida em duas regiões e elas são caracterizadas. Por fim, a estrutura do algoritmo para implementação da modulação vetorial com sobremodulação é fornecida.

No Capítulo 4, a operação do conjunto PMSG – retificador PWM será dividida em três modos, conforme as restrições de tensão e corrente impostas pelo retificador. Cada modo operacional possui uma característica distinta, seja minimização das perdas do conjunto PMSG-retificador, limitação de tensão ou, no último caso, operação na região de sobremodulação. Com base nisso, as referências de corrente serão determinadas.

No Capítulo 5, será realizado o projeto dos controladores de corrente para se adequar aos modos operacionais definidos no Capítulo 4. Para isso, será descrito um método de anti-sobrecarga dos estados dos controladores. Além disso, a compensação das harmônicas proveniente da operação na região de sobremodulação é aplicada à malha de realimentação dos controladores de corrente para evitar que o desempenho seja degradado.

No Capítulo 6, será realizada a análise de estabilidade do sistema de controle proposto. Essa análise baseia-se na estimação da região de atração do sistema em malha fechada através de desigualdades matriciais lineares. Para tanto, inicialmente, são apresentados conceitos básicos e, em seguida, as desigualdades matriciais lineares são determinadas. Desta forma, a região de atração no plano dos estados da planta do gerador, sob efeitos das não-linearidades dos atuadores será determinada. Posteriormente, o sistema em malha fechada será avaliado quanto a robustez para variações paramétricas.

No Capítulo 7, os resultados de simulação, para o sistema de conversão de energia eólica estudado, são apresentados. Uma comparação dos resultados para operação do sistema na região linear e na sobremodulação é realizada. Também, uma comparação com o método proposto por (MORIMOTO et al., 2006) é apresentada.

Concluindo, no Capítulo 8, são apresentadas as conclusões gerais do trabalho, assim como as sugestões para trabalhos futuros.

## 2 GERADOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE

Máquinas síncronas correspondem a uma ampla classe de máquinas elétricas, as quais apresentam provavelmente a maior diversidade de tamanho, forma, geometria e configuração que quaisquer outras classes de máquinas (NASAR I. BOLDEA, 1993). Dentre as máquinas síncronas, destacam-se especificamente os geradores síncronos a ímã permanente, *permanent magnet synchronous generator* (PMSG). Esses geradores apresentam um elevado desempenho e não possuem anéis coletores nem enrolamentos no campo que são substituídos por elementos magnéticos.

Neste capítulo, o modelo dinâmico em coordenadas síncronas  $dq$  é determinado pela teoria de máquinas síncronas convencionais (KRAUSE, 1986), (NOVOTNY; LIPO, 1996). Logo após, as equações de potência e conjugado elétrico são estabelecidas, e o circuito equivalente é apresentado. Por fim, a saturação magnética e as perdas do núcleo do estator serão avaliadas, para descrever um modelo que contemple os seus efeitos.

### 2.1 Sistemas de equações em coordenadas $abc$

Um gerador síncrono de polos salientes trifásico, com estator conectado em estrela e dois polos é mostrado Figura 2.1. Os enrolamentos do estator  $as$ ,  $bs$  e  $cs$  são distribuídos senoidalmente, deslocados  $120^\circ$  entre si, com uma resistência  $R_s$  e uma indutância  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , respectivamente. O rotor é equipado com enrolamentos de campo  $fd$ , que apresenta uma resistência  $R_{fd}$  e uma indutância  $L_{fd}$ . Assume-se que a direção negativa das correntes do estator seja a que entra nos terminais para descrever a ação do gerador. Ademais, o circuito do estator e do rotor estão magneticamente acoplados (BOLDEA, 2005a).

Na Figura 2.1, os eixos magnéticos dos enrolamentos do estator são denotados por  $a$ ,  $b$  e  $c$ . Enquanto, os eixos magnéticos do rotor são representados pelo eixo em quadratura (eixo  $q$ ) e pelo eixo direto (eixo  $d$ ). O eixo magnético dos enrolamentos  $fd$  é o próprio

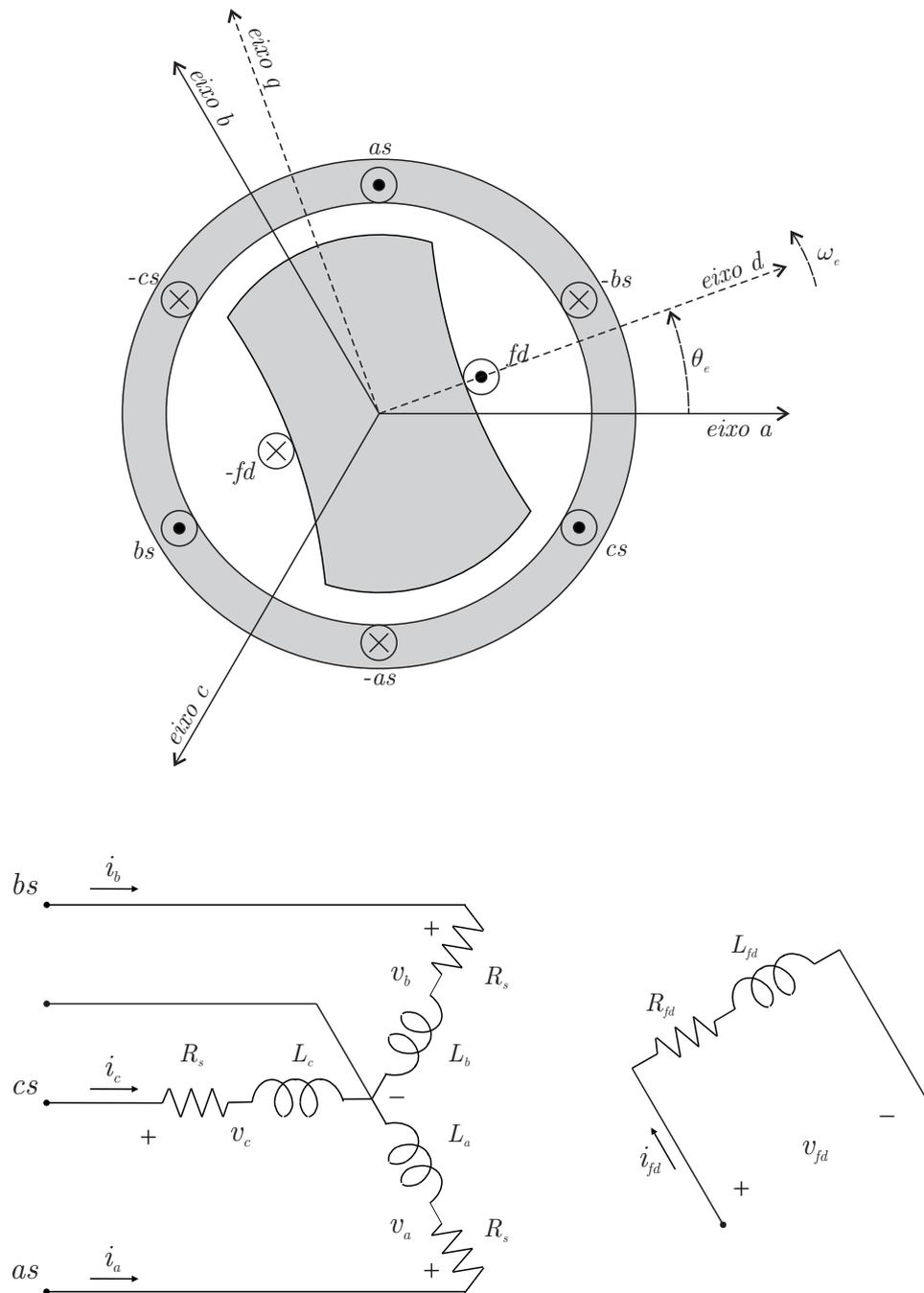


Figura 2.1: Gerador síncrono de polos salientes, com estator em estrela, três fases e dois polos.

eixo  $d$ . O símbolo  $\odot$  indica que a direção positiva da corrente é adotada saindo do papel. Já, o símbolo  $\otimes$  indica que a direção positiva da corrente está entrando no papel.

A análise de geradores síncronos a ímã permanente é realizada simplesmente substituindo o circuito do rotor pelos elementos magnéticos. O modelo dinâmico do

PMSG em coordenadas  $abc$  é dado então, por (BOLDEA, 2005b)

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{pm_a} \\ \psi_{pm_b} \\ \psi_{pm_c} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

onde  $M_{ij}$  é a indutância mútua entre as fases  $i$  e  $j$ , onde as fases são identificadas pelos índices  $a, b, c$ . As indutâncias são expressas, em função do ângulo elétrico  $\theta_e$  entre o eixo  $d$  do rotor e o eixo  $a$  do estator, como segue (BOLDEA, 2005b)

$$\begin{aligned} L_a &= L_0 + L_m \cos(2\theta_e) \\ L_b &= L_0 + L_m \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_c &= L_0 + L_m \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{ab} &= -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{bc} &= -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos(2\theta_e) \\ M_{ac} &= -\frac{1}{2}L_0 + L_m \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

onde  $L_0$  e  $L_m$  são parâmetros físicos do gerador. Por sua vez, os fluxos magnéticos acoplados  $\psi_{pm_a}$ ,  $\psi_{pm_b}$  e  $\psi_{pm_c}$  nas fases do estator variam senoidalmente com  $\theta_e$  e são expressos como segue

$$\begin{aligned} \psi_{pm_a} &= \psi_{pm} \cos(\theta_e) \\ \psi_{pm_b} &= \psi_{pm} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_{pm_c} &= \psi_{pm} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

para  $\psi_{pm}$  sendo o fluxo magnético máximo nas fases do estator. Portanto, (2.1)–(2.2) podem ser escritas na forma compacta, respectivamente, por

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{abc} \quad (2.5)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\psi}_{pm_{abc}} \quad (2.6)$$

sendo

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{abc} &= [v_a \ v_b \ v_c]^T \\
 \mathbf{i}_{abc} &= [i_a \ i_b \ i_c]^T \\
 \boldsymbol{\psi}_{abc} &= [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T \\
 \boldsymbol{\psi}_{pm_{abc}} &= [\psi_{pm_a} \ \psi_{pm_b} \ \psi_{pm_c}]^T
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

e

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_s &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\
 \mathbf{L}_{abc} &= \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Conseqüentemente, obtém-se um modelo trifásico cujas indutâncias são funções de  $\theta_e$ . Contudo, é aconselhável transformar o sistema trifásico representado por (2.5)–(2.6) em um sistema bifásico onde as indutâncias são invariantes em relação a  $\theta_e$ . Desta forma, a análise do PMSG torna-se simples.

## 2.2 Modelo do PMSG em coordenadas síncronas $dq$

As equações do gerador (2.5)–(2.6) na forma compacta apresentam acoplamento entre o estator e a posição do rotor  $\theta_e$ . Esse acoplamento pode ser eliminado através de uma mudança de variáveis que torna as indutâncias invariantes no tempo, pela transformação das variáveis do estator a um plano de referência fixado no rotor. O modelo síncrono  $dq$  do gerador é obtido, então, desta transformação.

Seja um plano de referência de eixos  $dq$  alinhados com os eixos magnéticos do rotor, girando a uma velocidade angular elétrica  $\omega_e$ . O eixo direto (eixo  $d$ ) é mantido em fase com o fluxo do campo magnético. Enquanto, o eixo em quadratura (eixo  $q$ ) é  $90^\circ$  adiantado em relação ao eixo  $d$ . A Figura 2.2 ilustra a relação entre a plano de coordenadas síncronas  $dq$  e o plano em coordenadas  $abc$ .

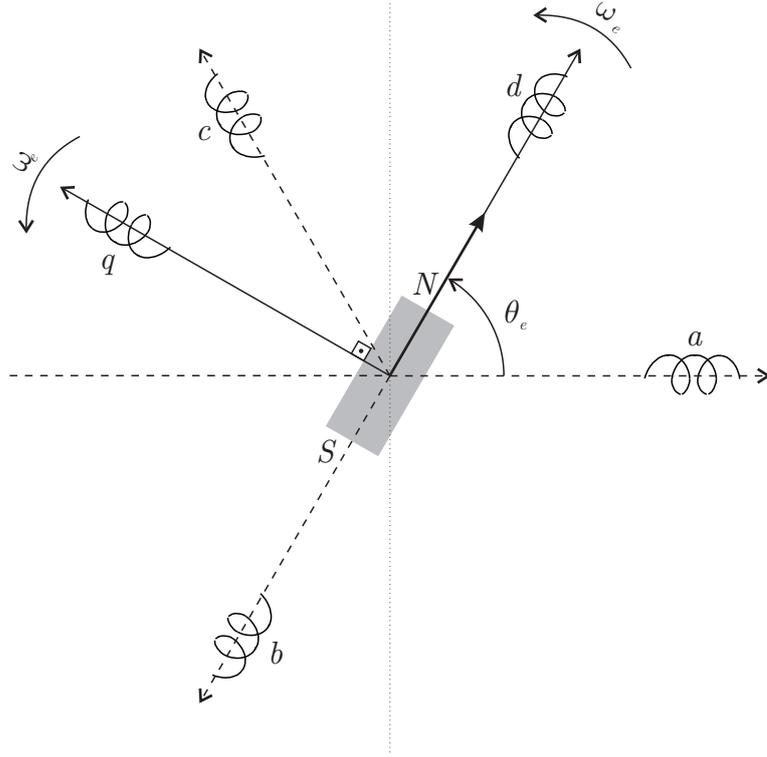


Figura 2.2: Transformação de coordenadas  $abc$  para coordenadas síncronas  $dq$ .

A transformação de Park, apresentada no Anexo A.2.2, pode ser aplicada em (2.5)–(2.6). Assim, as mudanças de variáveis

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{i}_{abc} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{v}_{abc} \quad (2.10)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \mathbf{T}_{dq0} \boldsymbol{\psi}_{abc} \quad (2.11)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{pm_{dq}} = \mathbf{T}_{dq0} \boldsymbol{\psi}_{pm_{abc}} \quad (2.12)$$

são válidas, onde a matriz de transformação  $\mathbf{T}_{dq0}$  é expressa por

$$\mathbf{T}_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Nota-se que as transformações (2.9)–(2.12) apresentam uma componente de eixo  $\theta$ , além das componentes de eixos  $dq$ . Entretanto, a componente de eixo  $\theta$  é nula, se o sistema trifásico for considerado equilibrado. Logo, essa componente é omitida. Os vetores de

corrente, tensão e fluxo são expressos por

$$\begin{aligned}\mathbf{i}_{dq} &= [i_d \ i_q]^T \\ \mathbf{v}_{dq} &= [v_d \ v_q]^T \\ \boldsymbol{\psi}_{dq} &= [\psi_d \ \psi_q]^T \\ \boldsymbol{\psi}_{pm_{dq}} &= [\psi_{pm_d} \ \psi_{pm_q}]^T\end{aligned}\tag{2.14}$$

Além disso, assume-se que o fluxo magnético está alinhado com o eixo  $d$ . Portanto,  $\psi_{pm_q} = 0$ , assim pode-se fazer  $\psi_{pm_d} = \psi_{pm}$ .

Neste ponto, aplica-se as transformações (2.9)–(2.11) em (2.5) obtendo

$$\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{v}_{dq} = \mathbf{R}_s \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \left( \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \boldsymbol{\psi}_{pm_{dq}} \right)\tag{2.15}$$

que pode ser expressa por

$$\mathbf{v}_{dq} = \left( \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{R}_s \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \right) \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{T}_{dq0} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \right) \boldsymbol{\psi}_{dq} + \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \left( \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{dq} \right)\tag{2.16}$$

Após algumas simplificações, a equação de tensão em coordenadas síncronas é

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}\tag{2.17}$$

Em (2.6), realiza-se um procedimento semelhante ao aplicado a (2.5) que resulta na equação de fluxo dada por

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{pm} \\ 0 \end{bmatrix}\tag{2.18}$$

Finalmente, substituindo (2.18) em (2.17), obtém-se o modelo dinâmico do PMSG representado por

$$v_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{d}{dt} i_d\tag{2.19}$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_{pm}) + L_q \frac{d}{dt} i_q\tag{2.20}$$

onde

$$\begin{aligned}L_d &= \frac{3}{2}(L_0 - L_m) \\ L_q &= \frac{3}{2}(L_0 + L_m)\end{aligned}\tag{2.21}$$

Enquanto, na forma de equações de estado é dado por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_e L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_e L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_{pm}}{L_q} \end{bmatrix} \omega_e \quad (2.22)$$

Das expressões (2.19)–(2.20) pode-se obter o modelo do circuito equivalente em coordenadas síncronas mostrado na Figura 2.3, onde as correntes de eixo  $d$   $i_d$  e de eixo  $q$   $i_q$  são negativas.

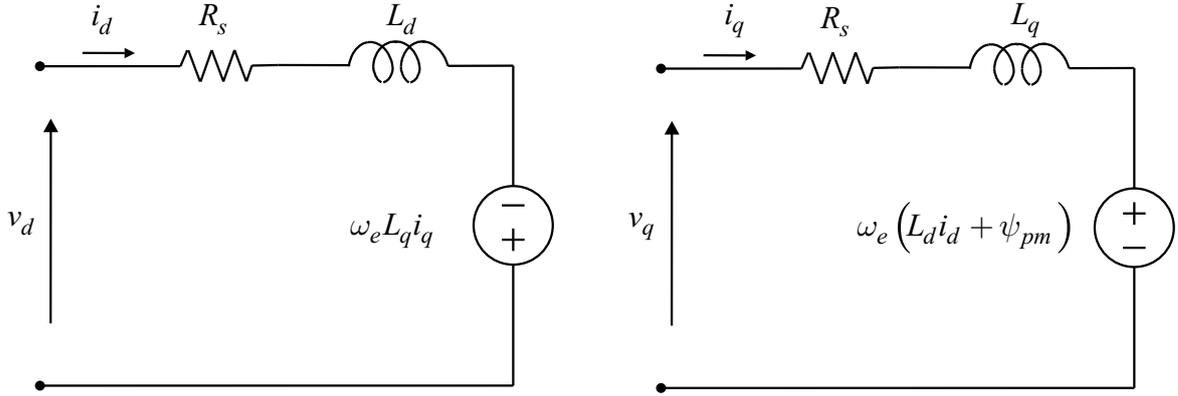


Figura 2.3: Circuito equivalente  $dq$  do gerador síncrono de ímã permanente (PMSG)

## 2.2.1 Potência elétrica e conjugado elétrico

### 2.2.1.1 Potência elétrica

A potência elétrica do gerador é a soma do produto entre a tensão e a corrente instantâneas de cada fase, sendo

$$P_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.23)$$

Observa-se que é possível colocar a expressão (2.23) na forma matricial. Desta forma, as transformações (2.9)–(2.10) podem ser aplicadas resultando em

$$P_e = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.24)$$

que é a potência elétrica do gerador em coordenadas síncronas  $dq$ . Assim, substituindo (2.19)–(2.20) em (2.24), a potência elétrica é escrita na forma

$$P_e = \frac{3}{2} \left[ R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left( i_d \frac{d}{dt} \psi_d + i_q \frac{d}{dt} \psi_q \right) + \omega_e (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \right] \quad (2.25)$$

A potência elétrica nos terminais do gerador pode ser separada em três termos. O

primeiro termo representa a potência dissipada pela resistência do estator, ou perdas do cobre  $P_{cu}$ , denotada por

$$P_{cu} = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2). \quad (2.26)$$

O segundo termo refere-se a taxa de variação da energia armazenada nas indutâncias do gerador. Por fim, o terceiro termo corresponde a potência convertida da forma mecânica para elétrica. Ela é denominada como a potência eletromecânica do gerador, ou simplesmente por potência gerada  $P_g$ , sendo dada por

$$P_g = \frac{3}{2} \omega_e (\psi_d i_q - \psi_q i_d). \quad (2.27)$$

### 2.2.1.2 Conjugado elétrico

A velocidade elétrica angular  $\omega_e$  é igual a

$$\omega_e = \frac{N_p}{2} \omega_m \quad (2.28)$$

onde  $N_p$  é o número de polos e  $\omega_m$  é a velocidade mecânica em  $rad/s$ . Desde que a potência eletromecânica pode ser definida com o produto da velocidade mecânica pelo conjugado elétrico, então substituindo (2.18) e (2.28) em (2.27), o conjugado elétrico  $T_e$  corresponde a

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} [\psi_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.29)$$

A expressão do conjugado (2.29) é negativo, uma vez que a direção das correntes do estator foi assumida entrando nos terminais do gerador. Além disso, identifica-se duas componentes de conjugado. A primeira componente é o conjugado de excitação do campo magnético, enquanto que a segunda componente é referida como conjugado de relutância.

Até então, foi visto o modelo dinâmico do PMSG, cuja saturação magnética e perdas do ferro do núcleo do estator são desprezadas. Porém, é importante investigar seus efeitos na operação do gerador para que seja possível adotar estratégias de controle que melhore o desempenho do gerador. Com esse intuito, nas seções seguintes, a saturação magnética e as perdas do ferro serão investigadas para serem adicionadas ao modelo dinâmico do PMSG.

## 2.2.2 Saturação magnética

A saturação magnética no PMSG está relacionada com a configuração dos ímãs no rotor. As duas principais configurações são: ímãs na superfície ou no interior do rotor,

conforme ilustra a Figura 2.4 (BOLDEA, 2005a).

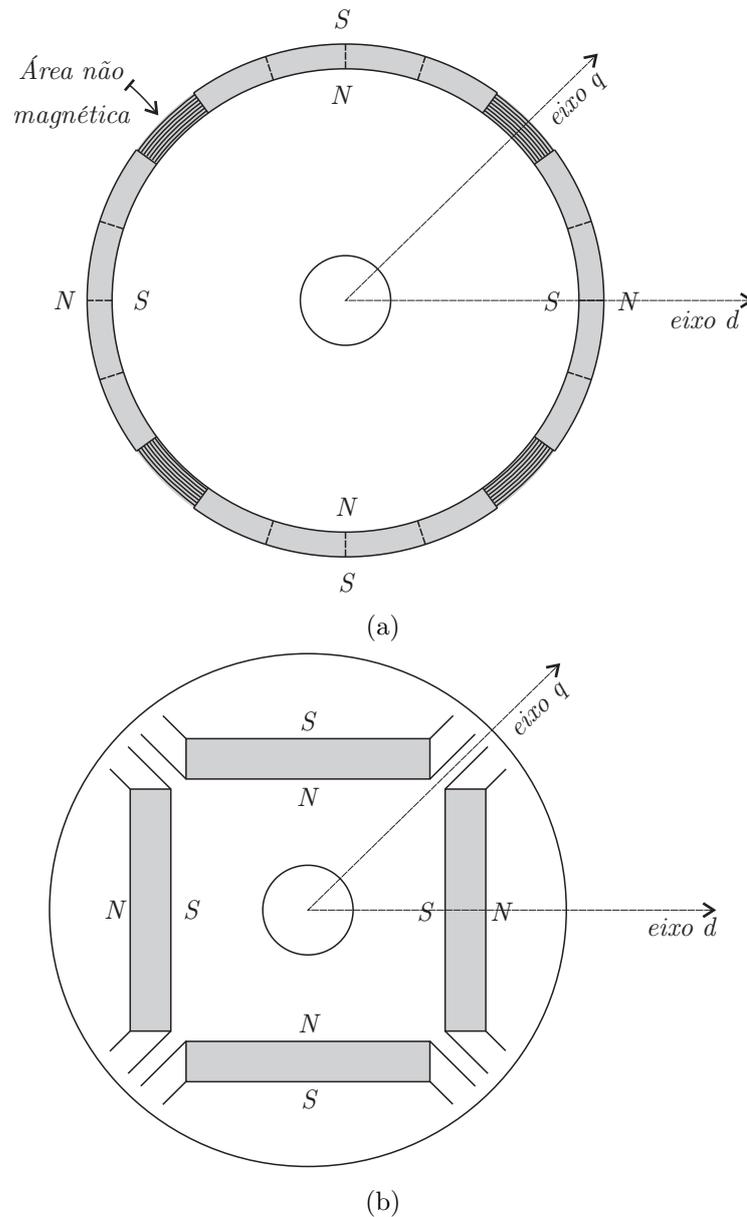


Figura 2.4: Principais configurações principais dos ímãs no rotor do PMSG: (a) na superfície (b) no interior.

Na configuração da Figura 2.4a, os ímãs podem ser fixados axialmente ou radialmente na superfície do rotor, como mostra a Figura 2.5, através de adesivos especiais.

Na configuração com ímãs na superfície, o rotor é praticamente isotrópico sob ponto de vista magnético. Existe apenas uma pequena diferença entre a permeabilidade dos eixos magnéticos  $dq$ , por exemplo, devido à variação da temperatura. Desta forma, as indutâncias magnéticas  $L_d$  e  $L_q$  são praticamente iguais,  $L_d \approx L_q$ , e o rotor pode ser considerado de polos não-salientes (BOLDEA, 2005a). A saturação magnética pode ser,

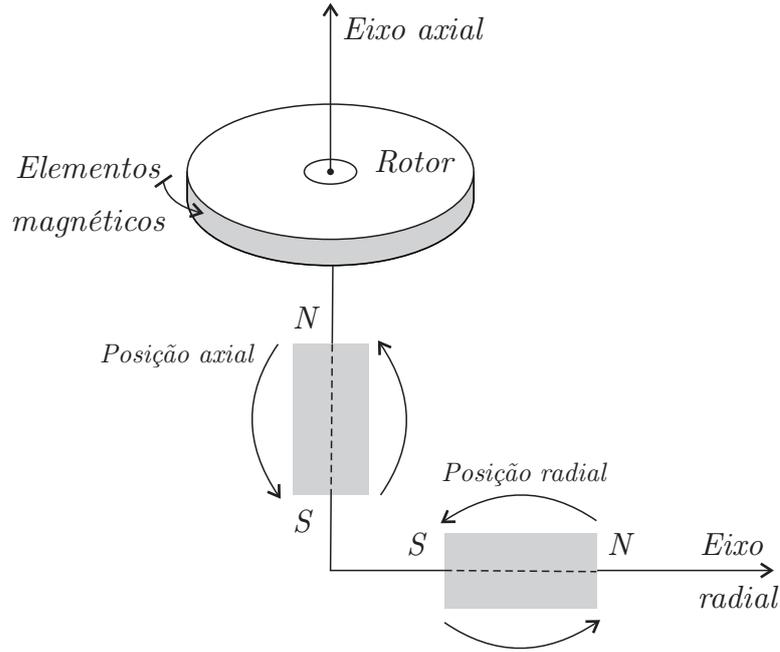


Figura 2.5: Disposição do ímãs na superfície do rotor.

pois, desprezada.

Para a configuração de ímãs no interior do rotor, mostrada na Figura 2.4b, a situação é inversa. O rotor apresenta uma anisotropia magnética, ou seja, apresenta características magnéticas distintas dependendo da direção ou eixo magnético, eixos  $dq$ . Isto pode ser observado pela Figura 2.6. Neste caso, o caminho magnético ao longo do eixo  $d$  contém elementos magnéticos, que apresentam permeabilidade próxima à unidade, como ilustra a Figura 2.6a. Este fato resulta em uma relutância magnética elevada. Por outro lado, o caminho magnético ao longo do eixo  $q$ , apresentado na Figura 2.6b, não contém elementos magnéticos. Isto implica uma relutância magnética menor ao eixo  $q$  em relação ao eixo  $d$ . Portanto, pode-se concluir que  $L_d < L_q$  e o rotor demonstra possuir saliência inversa. Além disso, a saturação magnética torna-se mais significativa no eixo  $q$ , fazendo com que o fluxo estatórico  $\psi_q$  decresça em módulo com a corrente  $i_q$  (NASAR I. BOLDEA, 1993), (MADEMLIS; AGELIDIS, 2001), (BOLDEA, 2005a).

Um modelo realístico da saturação deveria considerar que todas as indutâncias variam de acordo com todas as correntes no modelo síncrono. Entretanto, tal modelo seria bastante fatigante, tornando-se impraticável. Para obter um modelo aplicável, (BOLDEA, 2005a) apresenta dois métodos baseados em curvas de magnetização do gerador. Já, (LOVELACE; JAHNS; LANG, 1999) desenvolve um modelo magnético que pode ser aplicado ao PMSG de ímãs no interior do rotor, cujo objetivo é calcular a indutância magnética e o conjugado elétrico sob presença de saturação magnética. Essa análise tem o mérito de

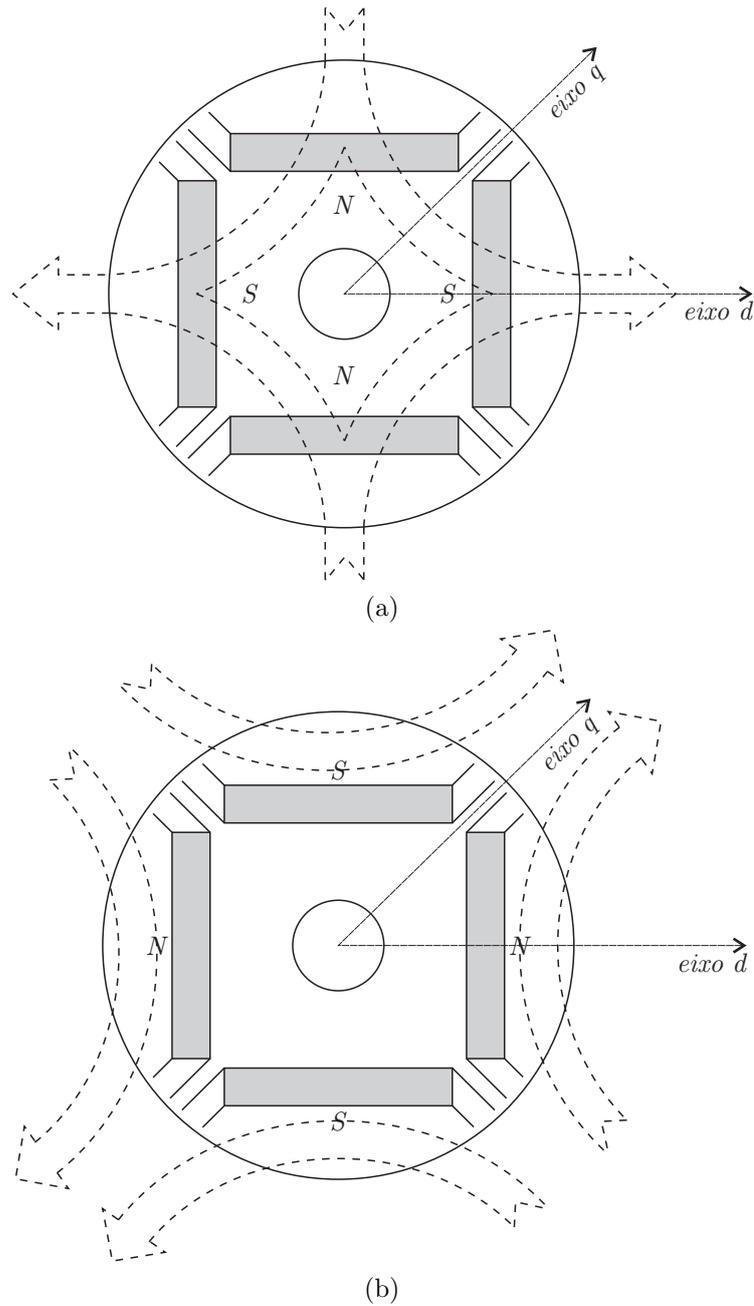


Figura 2.6: Caminhos magnéticos para configuração de ímãs no interior do rotor em relação aos eixos: (a) direto  $d$  e (b) em quadratura  $q$ .

oferecer uma expressão numérica de  $L_q$  em função da corrente  $i_q$ , representada por

$$L_q = L_{q0} - k|i_q| \quad (2.30)$$

onde  $L_{q0}$  é a indutância em quadratura nominal e  $k$  é um fator de saturação positivo. Com isso, a inclusão da saturação magnética no modelo síncrono torna-se simples. Para tal, é necessário apenas aplicar (2.30) em (2.22) (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1994), (LOVELACE; JAHNS; LANG, 2000), (QIAO; QU; HARLEY, 2009).

### 2.2.3 Perdas do núcleo do estator

As medidas das perdas do núcleo do estator, ou perdas do ferro  $P_{fe}$ , em um material magnético, são geralmente realizadas assumindo uma densidade de fluxo senoidal uniforme com magnitude e frequência variável. As perdas do ferro por unidade de massa podem ser expressas em função da amplitude da densidade de fluxo magnético do entreferro  $B_{pk}$  e da velocidade angular elétrica  $\omega_e$  em  $rad/s$  (SLEMON; LIU, 1990), (MI; SLEMON; BONERT, 2003), (ROSHEN, 2007)

$$P_{fe} = k_{hys}\omega_e B_{pk}^2 + k_{edd}\omega_e^2 B_{pk}^2 \quad (2.31)$$

onde  $k_{hys}$  e  $k_{edd}$  são as constantes de histerese e de corrente de Foucault, respectivamente, que podem ser obtidas por regressão de curvas a partir do *datasheet* do fabricante do material do núcleo.

Observa-se que em (2.31) dois termos podem ser destacados. O primeiro termo é referido como perdas por histerese  $P_{hy}$

$$P_{hy} = k_{hys}\omega_e B_{pk}^2 \quad (2.32)$$

e o segundo termo corresponde às perdas por correntes de Foucault  $P_{ed}$

$$P_{ed} = k_{edd}\omega_e^2 B_{pk}^2 \quad (2.33)$$

Essas componentes de perdas são provocadas pelas correntes induzidas no material magnético, quando este é excitado por um campo magnético alternado (BERTOTTI, 1998).

A inclusão dos efeitos das perdas do ferro no modelo síncrono é obtida através de (2.31). Se (2.31) é dividido e multiplicado por  $A_s^2$ , onde  $A_s$  é a área da seção do estator, então não há alteração, de maneira que

$$P_{fe} = \frac{k_{hys}}{A_s^2}\omega_e\psi_s^2 + \frac{k_{edd}}{A_s^2}\omega_e^2\psi_s^2 \quad (2.34)$$

onde  $\psi_s$  é a amplitude do fluxo magnético do estator que é obtida pela norma Euclidiana de (2.18) por

$$\psi_s = \|\psi_d + j\psi_q\|_2 \quad (2.35)$$

Assim, (2.34) pode ser colocada na forma

$$\begin{aligned} P_{fe} &= \frac{k_{hys}}{A_s^2}\omega_e\psi_s^2 + \frac{k_{edd}}{A_s^2}\omega_e^2\psi_s^2 \\ P_{fe} &= \left( \frac{k_{hys}}{A_s^2}\frac{1}{\omega_e} + \frac{k_{edd}}{A_s^2} \right) (\omega_e\psi_s)^2 \end{aligned} \quad (2.36)$$

de sorte que uma resistência do ferro equivalente  $R_c$  pode ser definida por (BOLDEA, 2005b)

$$\frac{1}{R_c} = \frac{1}{R_{edd}} + \frac{1}{r_{hys}\omega_e} \quad (2.37)$$

sendo

$$R_{edd} = \frac{A_s^2}{k_{edd}} \quad (2.38)$$

$$r_{hys} = \frac{A_s^2}{k_{hys}}$$

Portanto, substituindo (2.37) em (2.36) obtém-se que

$$P_{fe} = \frac{3}{2} \frac{(\omega_e \psi_s)^2}{R_c} \quad (2.39)$$

cujo fator  $3/2$  é uma constante de proporcionalidade entre as variáveis de eixos  $abc$  e eixos  $dq$ , decorrente da transformação de Park. Também, é possível observar em (2.39) que a resistência  $R_c$  atua em paralelo com a força eletromotriz do gerador no modelo síncrono. O circuito equivalente com perdas no ferro pode ser ilustrado assim, pela Figura 2.7 (BOLDEA; NASAR, 1987), (XU et al., 1991), (MORIMOTO et al., 1994).

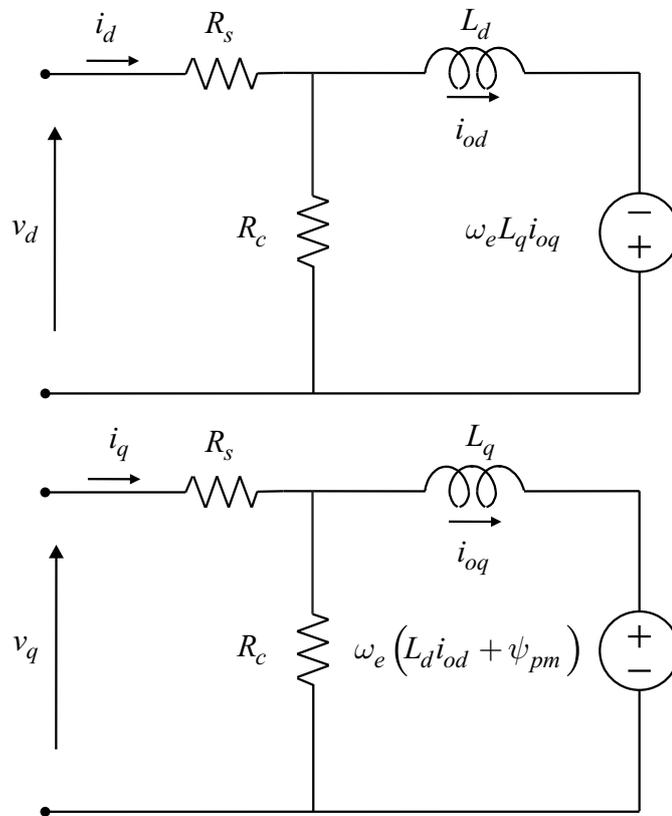


Figura 2.7: Circuito equivalente do PMSG com perdas no núcleo do estator.

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito equivalente da Figura 2.7 às malhas de

tensão, as seguintes expressões são obtidas

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d - \omega_e L_q i_{oq} + L_d \frac{d}{dt} i_{od} \\ v_q &= R_s i_q + \omega_e (L_d i_{od} + \psi_{pm}) + L_q \frac{d}{dt} i_{oq} \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$v_d = R_s i_d + R_c (i_d - i_{od})$$

$$v_q = R_s i_q + R_c (i_q - i_{oq})$$

onde as correntes  $i_{od}$  e  $i_{oq}$  são as correntes magnetizantes. Agora, organizando (2.40) em equação de estados, obtém-se o modelo síncrono do PMSG com perdas do ferro dado por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \frac{R_s}{1+r_x} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \frac{R_s}{1+r_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \frac{1}{1+r_x} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_{pm}}{L_q} \end{bmatrix} \omega_e \quad (2.41)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{1+r_x} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \frac{r_x}{R_s(1+r_x)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

onde  $r_x = R_s/R_c$  é definido como fator de resistência. Nesse modelo, nota-se que caso as perdas do ferro sejam desconsideradas, isto é, a resistência  $R_c$  sendo infinita, as correntes magnetizantes tornam-se, por sua vez, iguais as correntes do estator  $i_d$  e  $i_q$ . Assim, o modelo síncrono com perdas do ferro recai no modelo nominal (2.22).

Finalmente, o conjugado eletromagnético é obtido por balanço de potência, sendo expresso por

$$T_e = \frac{3 N_p}{2} \frac{N_p}{2} [\psi_{pm} i_{oq} + (L_d - L_q) i_{od} i_{oq}] \quad (2.43)$$

em função das correntes magnetizantes  $i_{od}$  e  $i_{oq}$ .

## 2.3 Conclusão

Nesse capítulo foi descrito um método para obter o modelo síncrono do PMSG. Além disso, a saturação magnética foi investigada e uma maneira simples para representá-la no modelo de coordenadas de eixos  $dq$  foi descrita. Também, as perdas do ferro foram abordadas. Foi possível então, estabelecer uma representação no modelo que contempla seus efeitos no gerador. Por fim, a adição da saturação magnética no modelo síncrono com perdas no ferro possibilitou uma representação mais realística para análise do PMSG.

# **3 MODULAÇÃO VETORIAL NA REGIÃO DE SOBREMODOULAÇÃO PARA RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM**

## **3.1 Introdução**

Neste capítulo, a modulação vetorial também conhecida por *space vector modulation* (SVM) é descrita na região de sobremodulação ou *overmodulation* para aplicar em um retificador trifásico bidirecional.

Existem vários algoritmos de sobremodulação propostos na literatura (HOLTZ; LOTZKAT; KHAMBADKONE, 1993), (BOLOGNANI; ZIGLIOTTO, 1997), (LEE; LEE, 1998) e (VENUGOPAL, 2006). Um algoritmo bastante conhecido é apresentado por (HOLTZ; LOTZKAT; KHAMBADKONE, 1993), no entanto (LEE; LEE, 1998) propõe uma metodologia sistemática e didática para analisar a operação de um conversor na região de sobremodulação. Ambos os métodos caracterizam-se por dividirem a região de sobremodulação em dois modos de operação conforme o índice de modulação.

Inicialmente, os princípios básicos da modulação vetorial são apresentados, almejando obter a compreensão adequada da implementação da sobremodulação. Na sequência, os seguintes passos são descritos:

1. Determinação dos vetores de comutação;
2. Identificação dos planos de separação;
3. Identificação dos planos limites;
4. Definição da sequência de comutação;

5. Obtenção das matrizes de decomposição;
6. Atualização dos comparadores.

Em seguida, a metodologia para definição dos modos de operação na região de sobremodulação é descrita em detalhes e a estrutura de implementação para modulação vetorial é apresentada. Finalmente, resultados de simulação são mostrados para exemplificar a metodologia analisada.

A representação da modulação vetorial segue (PINHEIRO et al., 2002). Entretanto, outras abordagens podem ser utilizadas (RASHID, 2003), (BATISTA, ). A sobremodulação, por sua vez, é descrita sob a metodologia de (LEE; LEE, 1998).

### 3.2 Princípios da modulação vetorial

O objetivo desta técnica de modulação é gerar tensões de modulação por largura de pulso, *pulse width modulation* (PWM), em um período de atualização da ação de controle cujos valores médios são iguais a dadas tensões de referência.

A Figura 3.1 mostra um retificador trifásico bidirecional conectado a uma fonte de tensão trifásica que representa um gerador para o propósito do estudo da modulação do retificador.

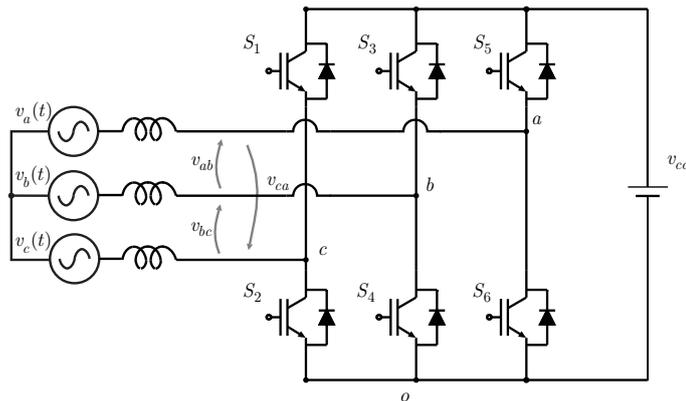


Figura 3.1: Representação simplificada do gerador conectado ao retificador para estudo da modulação vetorial.

Assume-se que as chaves de cada braço operam de forma complementar. Assim, observa-se que existem oito ( $2^3$ ) estados de comutação distintos. A Tabela 3.1 mostra os estados de comutação das chaves  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$ , além das tensões de linha e de fase em relação ao ponto  $O$  normalizados pela tensão  $v_{cc}$  do barramento CC, bem como os respectivos vetores de comutação.

Tabela 3.1: Estados e possíveis vetores de comutação.

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v'_{ao}$	$v'_{bo}$	$v'_{co}$	$v'_{ab}$	$v'_{bc}$	$v'_{ca}$	vetor
0	0	0	0	0	0	0	0	0	$\mathbf{v}^0$
0	0	1	0	0	1	0	-1	1	$\mathbf{v}^5$
0	1	0	0	1	0	-1	1	0	$\mathbf{v}^3$
0	1	1	0	1	1	-1	0	1	$\mathbf{v}^4$
1	0	0	1	0	0	1	0	-1	$\mathbf{v}^1$
1	0	1	1	0	1	1	-1	0	$\mathbf{v}^6$
1	1	0	1	1	0	0	1	-1	$\mathbf{v}^2$
1	1	1	1	1	1	0	0	0	$\mathbf{v}^7$

A soma das tensões de linha  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  é nula e, portanto, podem ser representadas em um espaço bidimensional. Aplicando-se a transformação  $\alpha\beta$  ou de Clark apresentada no Anexo A.2.1 em que a matriz de transformação é

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

obtem-se a representação das tensões no espaço vetorial  $\alpha\beta$ .

A Tabela 3.2 mostra os vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$  com os respectivos estados de comutação.

Tabela 3.2: Projeção dos vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$ .

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v'_\alpha$	$v'_\beta$	vetor
0	0	0	0	0	$\mathbf{v}^0$
1	0	0	$\frac{2}{3}$	0	$\mathbf{v}^1$
1	1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\mathbf{v}^2$
0	1	0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\mathbf{v}^3$
0	1	1	$-\frac{2}{3}$	0	$\mathbf{v}^4$
0	0	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\mathbf{v}^5$
1	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\mathbf{v}^6$
1	1	1	0	0	$\mathbf{v}^7$

A Figura 3.2 mostra a representação espacial obtida através dos vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$ . Nota-se que o eixo-0 foi suprimido, pois em um circuito trifásico a

três fios não há componente de corrente em tal eixo.

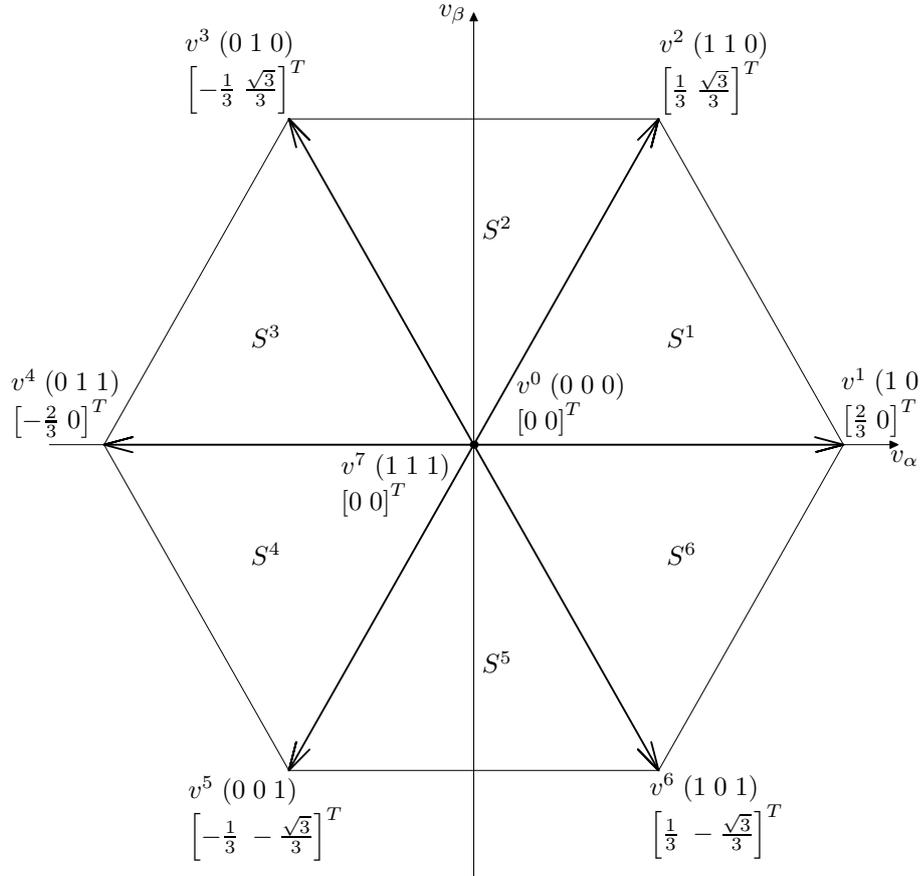


Figura 3.2: Representação dos vetores no espaço de tensão  $\alpha\beta$ .

Pela Figura 3.2, a disposição dos vetores de comutação no espaço  $\alpha\beta$  forma um hexágono. É possível identificar determinadas regiões, definidas por setores  $S$ , cujos vetores de tensão a serem sintetizados utilizam os mesmos vetores de comutação. Esses setores podem ser identificados por retas de separação descritas pelas equações apresentadas na Tabela 3.3, onde os vetores de comutação determinam as diagonais do hexágono.

Tabela 3.3: Retas de separação.

• $\mathbf{v}^1 - \mathbf{v}^4$ :	$u_\beta = 0$
• $\mathbf{v}^2 - \mathbf{v}^5$ :	$u_\beta - u_\alpha\sqrt{3} = 0$
• $\mathbf{v}^3 - \mathbf{v}^6$ :	$u_\beta + u_\alpha\sqrt{3} = 0$

As retas de separação definem seis setores de comutação. Todavia, é necessário definir retas de limitação para confinar esses setores na área delimitada pelo hexágono da Figura 3.2. A Tabela 3.4 apresenta as equações que descrevem as retas de limitação, cujos vetores de comutação formam os lados do hexágono.

Tabela 3.4: Retas de limitação.

• $v^1 - v^2$ :	$\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = \frac{2\sqrt{3}}{3}$
• $v^2 - v^3$ :	$u_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}$
• $v^3 - v^4$ :	$-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = \frac{2\sqrt{3}}{3}$
• $v^4 - v^5$ :	$\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = -\frac{2\sqrt{3}}{3}$
• $v^5 - v^6$ :	$u_\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}$
• $v^6 - v^1$ :	$-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = -\frac{2\sqrt{3}}{3}$

O passo seguinte é a definição de uma sequência de comutação para implementar a modulação. Aqui, optou-se por uma sequência de comutação, cujo padrão PWM contribui para a redução das perdas de comutação, da taxa de distorção harmônica e possibilita uma fácil implementação. Desta forma, uma sequência proporcionando um padrão PWM simétrico em relação ao período de comutação  $T_c$  foi escolhido. A Tabela 3.5 mostra a sequência de comutação e o padrão PWM gerado para cada setor, considerando as chaves  $S_1, S_3$  e  $S_5$ .

Tabela 3.5: Sequência de comutação e padrão PWM.

	Setor 1: $v^0 \ v^1 \ v^2 \ v^7 \ v^2 \ v^1 \ v^0$	Setor 2: $v^0 \ v^3 \ v^2 \ v^7 \ v^2 \ v^3 \ v^0$	Setor 3: $v^0 \ v^3 \ v^4 \ v^7 \ v^4 \ v^3 \ v^0$
$S_1$	0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1 1 1 1</span> 0	0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1</span> 0 0	0 0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1</span> 0 0 0
$S_3$	0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1</span> 0 0	0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1 1 1 1</span> 0	0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1 1 1</span> 0
$S_5$	0 0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1</span> 0 0 0	0 0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1</span> 0 0 0	0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1</span> 0 0
	Setor 4: $v^0 \ v^5 \ v^4 \ v^7 \ v^4 \ v^5 \ v^0$	Setor 5: $v^0 \ v^5 \ v^6 \ v^7 \ v^6 \ v^5 \ v^0$	Setor 6: $v^0 \ v^1 \ v^6 \ v^7 \ v^6 \ v^1 \ v^0$
$S_1$	0 0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1</span> 0 0 0	0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1</span> 0 0	0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1 1 1</span> 0
$S_3$	0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1</span> 0 0	0 0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1</span> 0 0 0	0 0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1</span> 0 0 0
$S_5$	0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1 1 1 1</span> 0	0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1 1 1 1</span> 0	0 0 <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">1 1 1</span> 0 0

Após a identificação dos setores e determinação do padrão PWM, é necessário obter o tempo de duração de cada vetor de comutação. Um determinado vetor de referência em

coordenadas  $\alpha\beta$  é sintetizado dentro de um período de atualização da ação de controle. Logo após, determina-se o conteúdo dos comparadores que, por sua vez, são atualizados durante cada ciclo do *timer*.

Considera-se um sinal de referência ou uma ação de controle  $u_{\alpha\beta}$  em coordenadas  $\alpha\beta$  pertencendo ao setor 1 ( $S^1$ ) que é delimitado pelos vetores  $\mathbf{v}^0$ ,  $\mathbf{v}^1$ ,  $\mathbf{v}^2$  e  $\mathbf{v}^7$ . Para que a tensão média no retificador em um período de atualização da lei de controle seja igual à  $u_{\alpha\beta}$  a expressão

$$u_{\alpha\beta} = \frac{1}{T_c} \left( \int_0^{t_1} v^0 dt + \int_{t_1}^{t_2} v^1 dt + \int_{t_2}^{t_7} v^2 dt + \int_{t_7}^{T_c} v^7 dt \right) \quad (3.2)$$

deve ser satisfeita.

Como  $\mathbf{v}^0$  e  $\mathbf{v}^7$  são vetores nulos e assumindo que a tensão do barramento CC é constante, então (3.2) torna-se

$$u_{\alpha\beta} = \frac{1}{T_c} (\Delta t_1 v^1 + \Delta t_2 v^2) \quad (3.3)$$

onde  $\Delta t_1 = t_1 - t_2$  e  $\Delta t_2 = t_2 - t_7$ . Na forma matricial, (3.3) pode ser expressa por

$$u_{\alpha\beta} = \frac{1}{T_c} \begin{bmatrix} v^1 & v^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

e, por fim, os intervalos de tempo podem ser determinados por

$$\begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} = T_c M_1 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

onde a matriz  $M_1 = \begin{bmatrix} v^1 & v^2 \end{bmatrix}^{-1}$  é dita matriz de decomposição cujo subíndice indica o setor de comutação. A Tabela 3.6 apresenta as matrizes de decomposição para todos os setores.

Através de (3.5) e da Tabela 3.6, os intervalos de tempo associados aos vetores  $\mathbf{v}^1$  e  $\mathbf{v}^2$  normalizados por  $T_c$  podem ser expressos por

$$\Delta t'_1 = \frac{3}{2} u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta \quad (3.6)$$

$$\Delta t'_2 = \sqrt{3} u_\beta \quad (3.7)$$

tal que  $\Delta t'_1 + \Delta t'_2 \leq 1$  deve ser obedecida.

Em relação aos vetores nulos  $\mathbf{v}^0$  e  $\mathbf{v}^7$ , considera-se que seus intervalos de tempo de

Tabela 3.6: Matrizes de decomposição para cada setor.

Setor 1: $M_1 = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}^{-1}$	Setor 2: $M_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}^{-1}$	Setor 3: $M_3 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix}^{-1}$
Setor 4: $M_4 = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}^{-1}$	Setor 5: $M_5 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}^{-1}$	Setor 6: $M_6 = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}^{-1}$

duração são iguais. Então, a condição

$$\Delta t'_0 + \Delta t'_1 + \Delta t'_2 = 1 \quad (3.8)$$

é estabelecida. E, substituindo (3.6)–(3.7) em (3.8) o intervalo de tempo  $\Delta t'_0$  fica expresso por

$$\Delta t'_0 = 1 - \frac{3}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta. \quad (3.9)$$

O último passo é o cálculo do conteúdo dos comparadores. Isso pode ser realizado contabilizando-se o intervalo de tempo que a chave semicondutora permanece em condução ou nível lógico alto, que é representado pela unidade. A Tabela 3.7 mostra o padrão PWM ao setor 1 para as chaves  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$ , assim como, os intervalos de tempo para cada vetor de comutação em um período de comutação.

Tabela 3.7: Procedimento para calcular o conteúdo dos comparadores.

	$v^0$	$v^1$	$v^2$	$v^7$	$v^2$	$v^1$	$v^0$
$S_1$	0	1	1	1	1	1	0
$S_3$	0	0	1	1	1	0	0
$S_5$	0	0	0	1	0	0	0
	$\frac{\Delta t'_0}{4}$	$\frac{\Delta t'_1}{2}$	$\frac{\Delta t'_2}{2}$	$\frac{\Delta t'_0}{2}$	$\frac{\Delta t'_2}{2}$	$\frac{\Delta t'_1}{2}$	$\frac{\Delta t'_0}{4}$
	0	Período de comutação					1

Finalmente, o conteúdo dos comparadores  $CMP_1$ ,  $CMP_2$  e  $CMP_3$  ao setor 1,

respectivamente, para as chaves  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  pode ser expresso por

$$CMP_1 = TPER \left( \frac{\Delta t'_0}{2} + \Delta t'_1 + \Delta t'_2 \right) \quad (3.10)$$

$$CMP_2 = TPER \left( \frac{\Delta t'_0}{2} + \Delta t'_2 \right) \quad (3.11)$$

$$CMP_3 = TPER \left( \frac{\Delta t'_0}{2} \right) \quad (3.12)$$

onde  $TPER$  é o valor máximo do contador *up-down*, mostrado na Figura 3.3, que é necessário para ajustar o conteúdo dos comparadores ao contador.

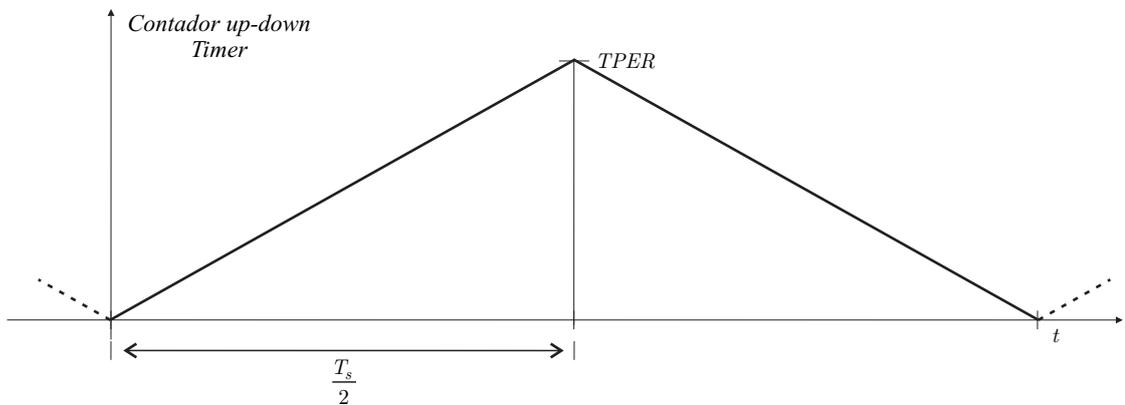


Figura 3.3: *Timer* para realização do ajuste dos comparadores.

O Apêndice A.2 apresenta os intervalos de tempo para cada vetor de comutação, bem como o conteúdo dos comparadores para todos os setores.

### 3.3 Modulação vetorial na região de sobremodulação

A princípio, deve-se definir o índice de modulação almejando analisar a operação do retificador na região de sobremodulação. Para tanto, define-se o índice de modulação como sendo a razão entre a norma Euclidiana do vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$  e o valor de pico da tensão fundamental na operação do retificador no modo de seis-pulsos ou *six-step* normalizado pelo barramento CC dado por

$$m = \frac{\|u_{\alpha\beta}\|_2}{\frac{2}{\pi}}. \quad (3.13)$$

O modo de seis-pulsos é estabelecido quando o vetor de tensão a ser sintetizado desloca-se, de forma pontual, em cima dos vetores de comutação, ou melhor, desloca-se apenas entre os vértices do hexágono.

Na região linear de operação do retificador PWM, o vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$  realiza uma trajetória circular no espaço  $\alpha\beta$ . Essa trajetória é limitada a maior circunferência inscrita no hexágono, como mostra a Figura 3.4. Neste caso, o vetor de tensão de referência  $u_{\alpha\beta}$  normalizado pela tensão do barramento CC apresenta uma amplitude máxima de  $\sqrt{3}/3$ . Desta forma, o índice de modulação  $m$  máximo obtido para operação do retificador PWM na região linear é 0.906.

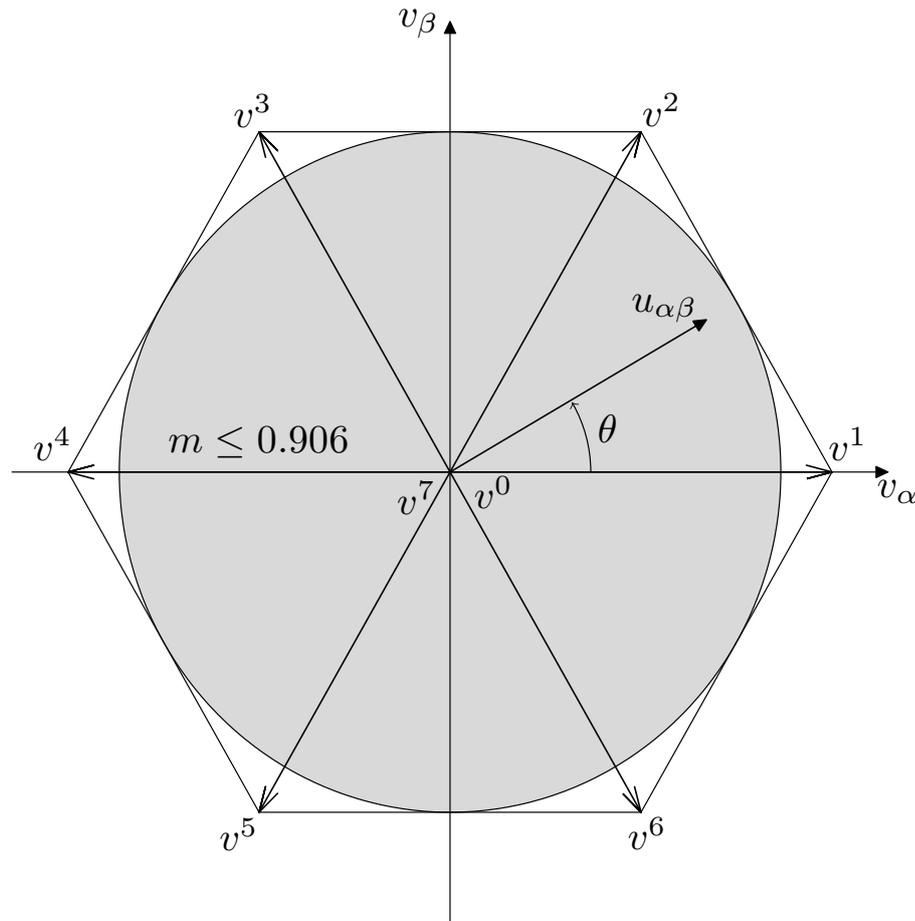


Figura 3.4: Trajetória do vetor de referência.

Para  $m > 0.906$ , o vetor de tensão referência  $u_{\alpha\beta}$  segue uma trajetória circular que excede o hexágono em determinados instantes. Sendo assim, o retificador PWM pode operar na região de sobremodulação.

Durante a operação na região de sobremodulação, são necessárias certas modificações no vetor de tensão  $u_{\alpha\beta}$  para preservar, por exemplo, a amplitude da fundamental da tensão de fase (ou linha) do retificador. Um pré-modulador é utilizado, então, para realizar determinadas operações que, por um lado, proporcionam a síntese de tensão de linha cujo  $m > 0.906$  e, por outro lado, distorcem a trajetória circular do vetor de tensão  $u_{\alpha\beta}$ .

Pelas modificações realizadas pelo pré-modulador, é possível definir os seguintes modos de sobremodulação:

- Modo de sobremodulação I: Trajetória parcialmente circular com velocidade angular uniforme;
- Modo de sobremodulação II: Trajetória hexagonal com velocidade angular não-uniforme;

A seguir, cada modo de sobremodulação será caracterizado. Por simplificação, o vetor de tensão de referência  $u_{\alpha\beta}$  será denominado de vetor de referência. Após a ação do pré-modulador, um vetor modificador  $u_{mod}$  é gerado a partir do vetor de referência.

### 3.3.1 Modo de sobremodulação I

Neste modo, o pré-modulador realiza uma compensação no módulo do vetor de referência para gerar um vetor modificado que preserva a fundamental da tensão de fase do retificador. A Figura 3.5 exemplifica o princípio do reajuste do módulo do vetor de referência.

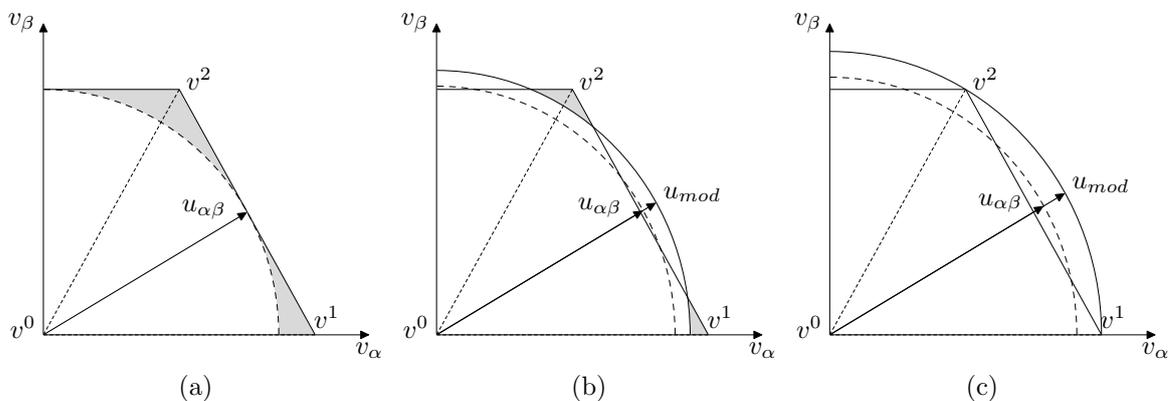


Figura 3.5: Princípio do reajuste de módulo do vetor de referência.

Na Figura 3.5a, o vetor de referência, que descreve a trajetória circular tracejada, está no limite da região linear de operação do retificador cujo  $m = 0.906$ . A área destacada representa uma área complementar que pode ser utilizada para reajustar o módulo do vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$  e compensar a redução da componente fundamental, que ocorre quando a trajetória desse mesmo vetor excede o hexágono. O reajuste do módulo do vetor  $u_{\alpha\beta}$  pode ser realizado enquanto houver área complementar. Na Figura 3.5b, admite-se um vetor  $u_{\alpha\beta}$  tal que  $m > 0.906$ . O módulo de  $u_{\alpha\beta}$  deve ser reajustado para que a componente fundamental seja preservada. Com isso, um vetor modificado  $u_{mod}$  é gerado,

reduzindo a área complementar. Aumentando o índice de modulação  $m$ , atinge-se um ponto de operação que além dele não há área complementar, como mostra a Figura 3.5c. Isso impossibilita o reajuste do módulo de  $u_{\alpha\beta}$  e, conseqüentemente, a obtenção do vetor modificado  $u_{mod}$ .

Mediante o explicado, é possível afirmar que na operação do modo de sobremodulação I, a trajetória do vetor modificado  $u_{mod}$  permanece contida na região destacada entre as circunferências inscrita e circunscrita ao hexágono, como mostra a Figura 3.6.

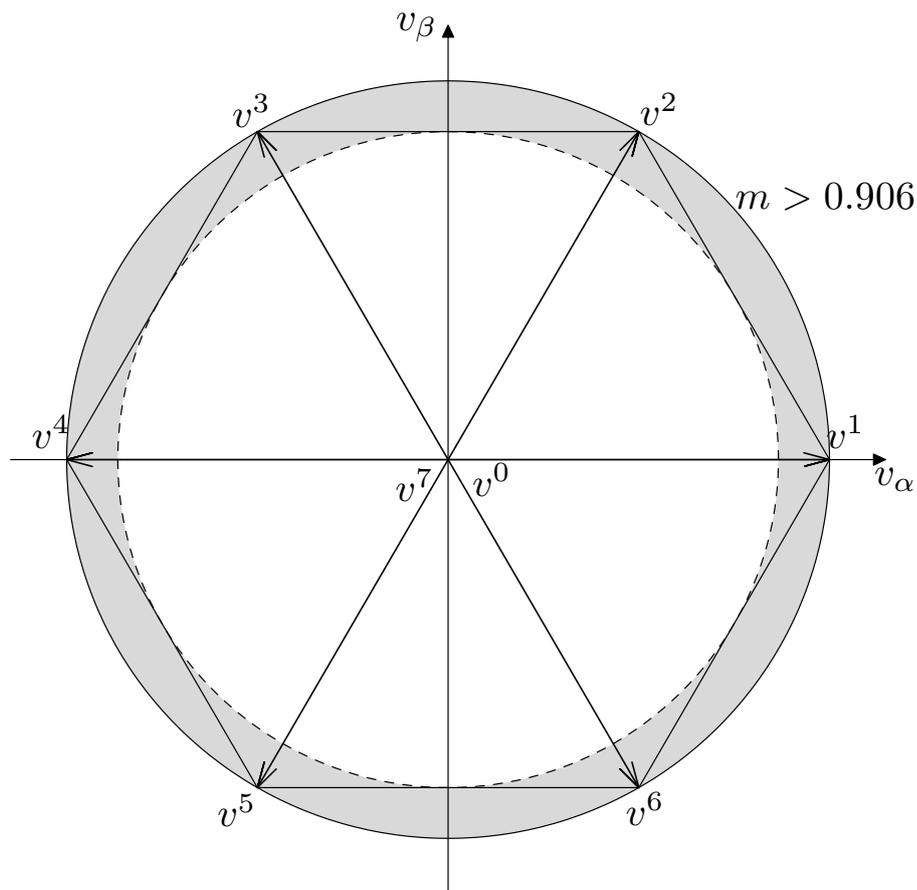


Figura 3.6: Região da trajetória do vetor modificado.

A trajetória do vetor modificado  $u_{mod}$  pode ser analisada, para o setor 1  $S^1$ , pela Figura 3.7. O mesmo raciocínio é válido aos demais setores. Além disso, considera-se que a trajetória do vetor de referência corresponda a curva  $c_1$  enquanto o vetor modificado descreve uma pseudotrajetória dada pela curva  $c_2$ .

O princípio para descrever a trajetória é simples. Em quaisquer instantes, a trajetória de um vetor de tensão no espaço  $\alpha\beta$  não pode exceder a área limitada pelo hexágono, visto que, essa área representa o recurso de tensão disponibilizado pelo barramento CC. Desta forma, se o vetor  $u_{mod}$  está contido no hexágono, sua trajetória é descrita pela

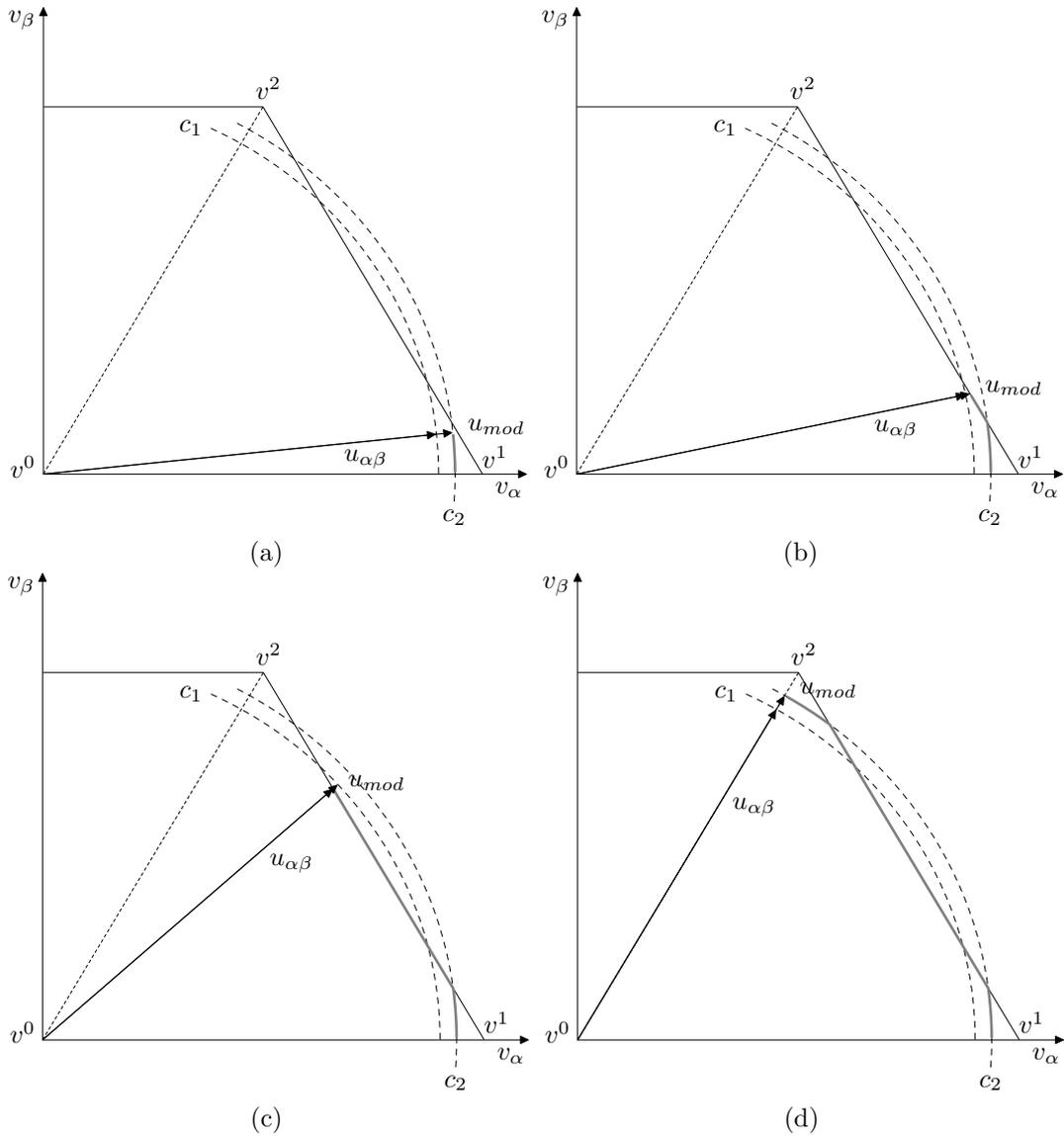


Figura 3.7: Trajetória do vetor modificado para o modo de sobremodulação I.

curva  $c_2$ , conforme as Figuras 3.7a e 3.7d. Caso contrário, o vetor  $u_{mod}$  é atualizado de forma tal, que sua trajetória corresponda exatamente ao lado do hexágono, mostrado nas Figuras 3.7b e 3.7c. Também, é fácil notar que os vetores  $u_{\alpha\beta}$  e  $u_{mod}$  permanecerão em fase e com velocidade uniforme durante todo o deslocamento, já que, o vetor modificado é gerado apenas por reajuste e atualização de módulo.

O procedimento para gerar o vetor modificado  $u_{mod}$  é realizado em duas etapas descritas a partir da Figura 3.8. A linha em destaque representa a trajetória do vetor  $u_{mod}$ . O ponto  $p$  corresponde a interseção entre o lado do hexágono e a trajetória do vetor. O ângulo de compensação  $\alpha_c$  é um ângulo medido do vértice do hexágono ao ponto  $p$ . É possível observar que pode variar de 0 a  $\pi/6$  radianos.

A primeira etapa é obtida através de relações trigonométricas aplicadas ao triângulo

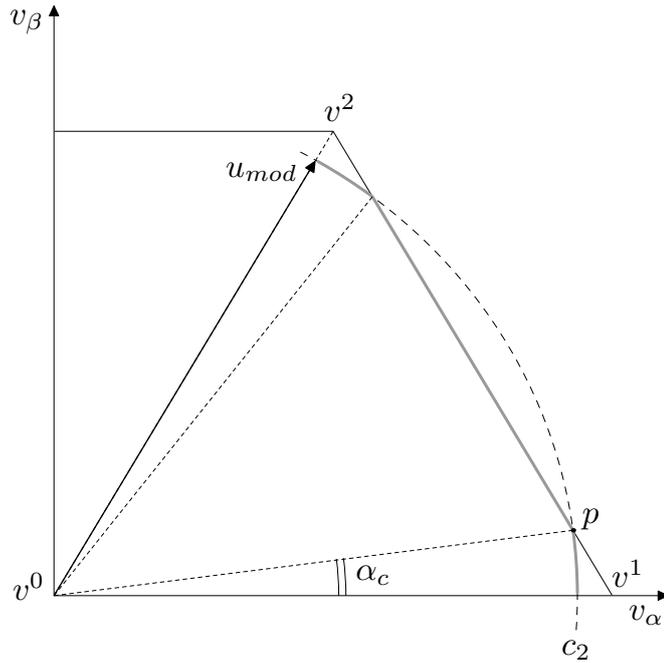


Figura 3.8: Geração do vetor modificado  $u_{mod}$ .

de vértices nos vetores  $v^0$  e  $v^1$ , e no ponto  $p$ ,  $\Delta v^0 p v^1$ . Desta forma, o módulo do vetor modificado  $u_{mod}$  pode ser dado por

$$\|u_{mod}\| = \frac{1}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_c\right)}. \quad (3.14)$$

A segunda etapa é realizada se, e somente se, o vetor  $u_{mod}$  cujo módulo é (3.14) excede os domínios do hexágono. Nesse caso, o vetor  $u_{mod}$  é atualizado e permanece limitado ao lado do hexágono dado pela expressão

$$u_{mod} = \frac{1}{\frac{\sqrt{3}}{2} [\sqrt{3} \ 1] \bullet u_{mod}^T} u_{mod} \quad (3.15)$$

sendo válido ao setor 1  $S^1$ , conforme a reta de limitação da Tabela 3.4, onde  $\bullet$  representa o produto escalar. Para os outros setores, basta utilizar a reta de limitação correspondente. A mesma variável para o vetor  $u_{mod}$  é mantida por conveniência. As demonstrações para ambas as etapas são apresentadas no Apêndice A.3.

Neste momento, a questão pertinente é como relacionar o ângulo de compensação  $\alpha_c$  com a componente fundamental da tensão de fase do retificador, tal que essa seja preservada. Para isso, a forma de onda da tensão de fase no domínio do tempo gerada pelo vetor modificado  $u_{mod}$  pode ser analisada. Além disso, o espaço vetorial  $\alpha\beta$ , representado na Figura 3.8, é rotacionado  $90^\circ$  no sentido anti-horário. A trajetória do vetor  $u_{mod}$ , no

sentido de

$$\theta' = \frac{\pi}{2} - \theta \quad (3.16)$$

onde  $\theta$  é a fase do vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$ , descreve uma forma de onda de tensão no domínio do tempo, que é dividida em quatro segmentos  $f_i$ , para  $i = 1, 2, 3, 4$ , em seus respectivos intervalos, como mostra a Figura 3.9.

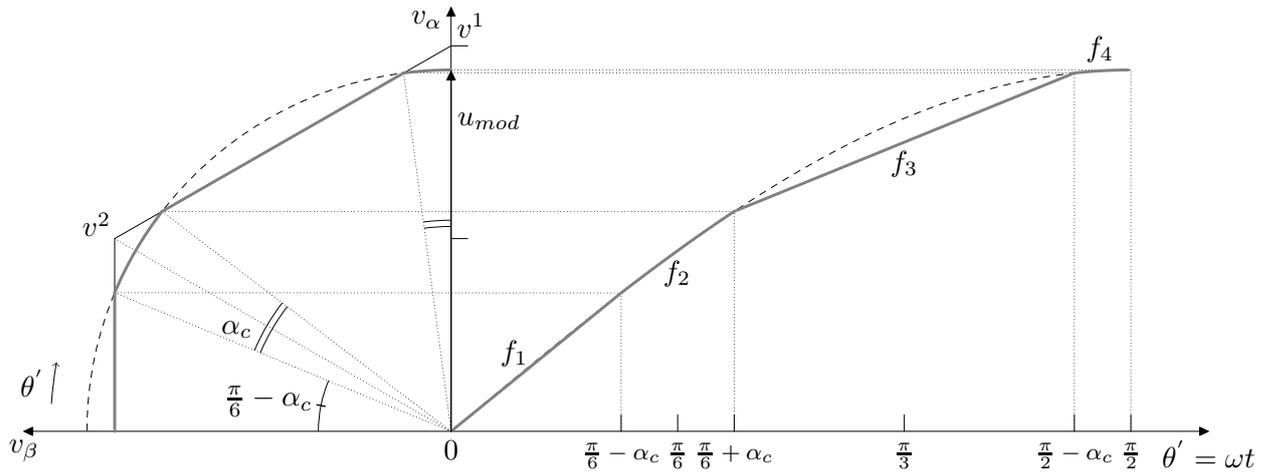


Figura 3.9: Trajetória do vetor modificado e tensão de fase gerada no domínio do tempo.

Através de relações trigonométricas, cada segmento é representado por equações de tensão média em um período de atualização da ação de controle como segue

$$A. f_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} \tan \theta', \quad 0 \leq \theta' \leq \frac{\pi}{6} - \alpha_c \quad (3.17)$$

$$B. f_2 = \frac{1}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_c)} \sin \theta', \quad \frac{\pi}{6} - \alpha_c < \theta' \leq \frac{\pi}{6} + \alpha_c \quad (3.18)$$

$$C. f_3 = \frac{1}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{3} - \theta')} \sin \theta', \quad \frac{\pi}{6} + \alpha_c < \theta' \leq \frac{\pi}{2} - \alpha_c \quad (3.19)$$

$$D. f_4 = \frac{1}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_c)} \sin \theta', \quad \frac{\pi}{2} - \alpha_c < \theta' \leq \frac{\pi}{2}. \quad (3.20)$$

Sabendo-se que a forma de onda de tensão, mostrada na Figura 3.9, representa uma função senoidal, o Teorema de Fourier pode ser aplicado, conforme Apêndice B. Assim, admite-se uma tensão de fase representada por

$$v_a = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)]. \quad (3.21)$$

Os termos  $a_0$  e  $a_n$  são nulos devido a simetria de meia-onda da função seno. Logo, (3.21) reduz-se a

$$v_a = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (3.22)$$

onde

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_a(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (3.23)$$

Portanto, a componente da fundamental é calculada fazendo  $n = 1$  em (3.23). Observa-se também, que o valor médio da tensão  $v_a$  é obtido pelas expressões (3.17)–(3.20), em seus respectivos intervalos. Com isso, a componente fundamental é dada por

$$b_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\omega t, \alpha_c) \sin(\omega t) d\omega t. \quad (3.24)$$

Expandindo (3.24) e fazendo  $b_1 = F(\alpha_c)$ , obtém-se que

$$F(\alpha_c) = \frac{4}{\pi} \left[ \int_A f_1 \sin(\omega t) d\omega t + \int_B f_2 \sin(\omega t) d\omega t + \int_C f_3 \sin(\omega t) d\omega t + \int_D f_4 \sin(\omega t) d\omega t \right] \quad (3.25)$$

onde os limites de integração são especificados em (3.17)–(3.20). A solução de (3.25) pode ser obtida por integração numérica para  $\alpha_c \in [0 \ \pi/6]$ .

Com esse procedimento, a componente da fundamental da tensão  $v_a$  é preservada e seu valor de pico é

$$\|u_{\alpha\beta}\|_2 = F(\alpha_c) \quad (3.26)$$

substituindo (3.26) em (3.13) tem-se

$$m = \frac{\pi}{2} F(\alpha_c) \quad (3.27)$$

que representa a relação entre o índice de modulação  $m$  e o valor de pico da fundamental para  $\alpha_c \in [0 \ \pi/6]$ . A Figura 3.10 mostra o ângulo de compensação  $\alpha_c$  em relação ao índice de modulação  $m$ , conforme a solução de (3.27).

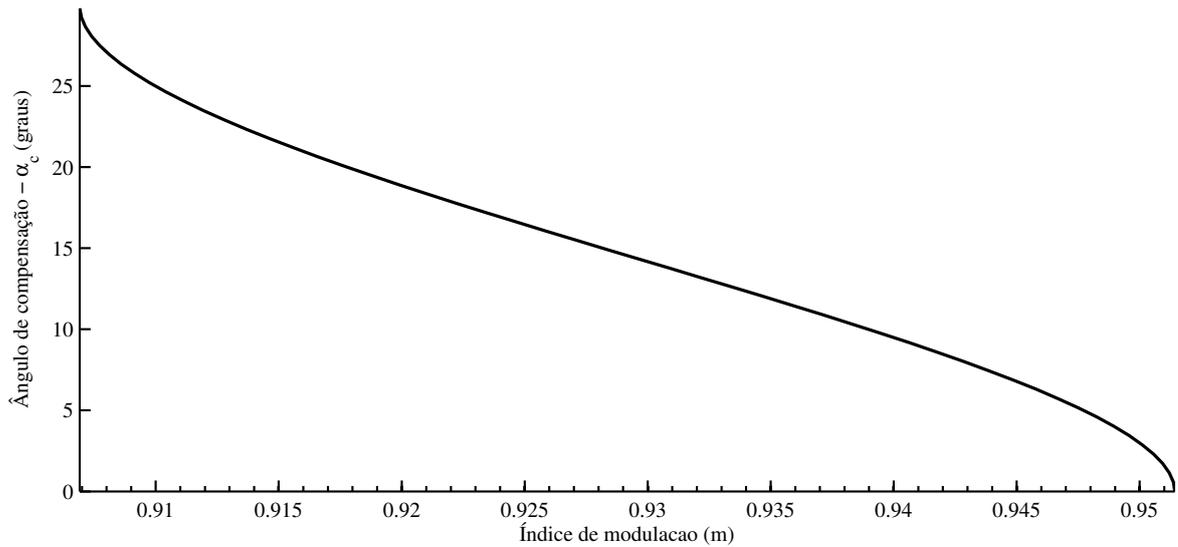


Figura 3.10: Ângulo de compensação em relação ao índice de modulação.

Pelo princípio de reajuste de módulo, o índice de modulação máximo ocorre quando  $\alpha_c$  é nulo, como se observa na Figura 3.10, que é aproximadamente 0.952. Isso significa que o ponto  $p$  mostrado na Figura 3.8 coincide com o vértice do hexágono em  $v^1$ . Portanto, neste caso, a trajetória do vetor  $u_{mod}$  é exclusivamente hexagonal. Desta forma, um outro princípio de modificação do vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$  deve ser aplicado para obter  $m > 0.952$ . Com esse intuito, inicia-se a operação no modo de sobremodulação II.

### 3.3.2 Modo de sobremodulação II

Pelo princípio de modificação do vetor  $u_{\alpha\beta}$ , a velocidade angular permanece uniforme durante o período da fundamental. Sob essa condição, não é possível sintetizar uma tensão cujo  $m > 0.952$ , já que não existe área complementar para realizar o reajuste do vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$ .

No modo de sobremodulação II, a modificação baseia-se em reajuste de módulo e de fase do vetor  $u_{\alpha\beta}$ . O primeiro tem por objetivo gerar um vetor modificado  $u_{mod}$  tal que sua trajetória seja exclusivamente hexagonal, conforme destacada na Figura 3.11. Já o segundo tem o intuito de preservar a componente fundamental da tensão de fase do retificador e proporcionar uma velocidade angular variável ao vetor modificado  $u_{mod}$  durante o período da fundamental.

Assumindo inicialmente que o vetor  $u_{mod}$  apresenta módulo unitário, o reajuste de módulo é obtido utilizando as retas de limitação da Tabela 3.4. Então, a expressão (3.15)

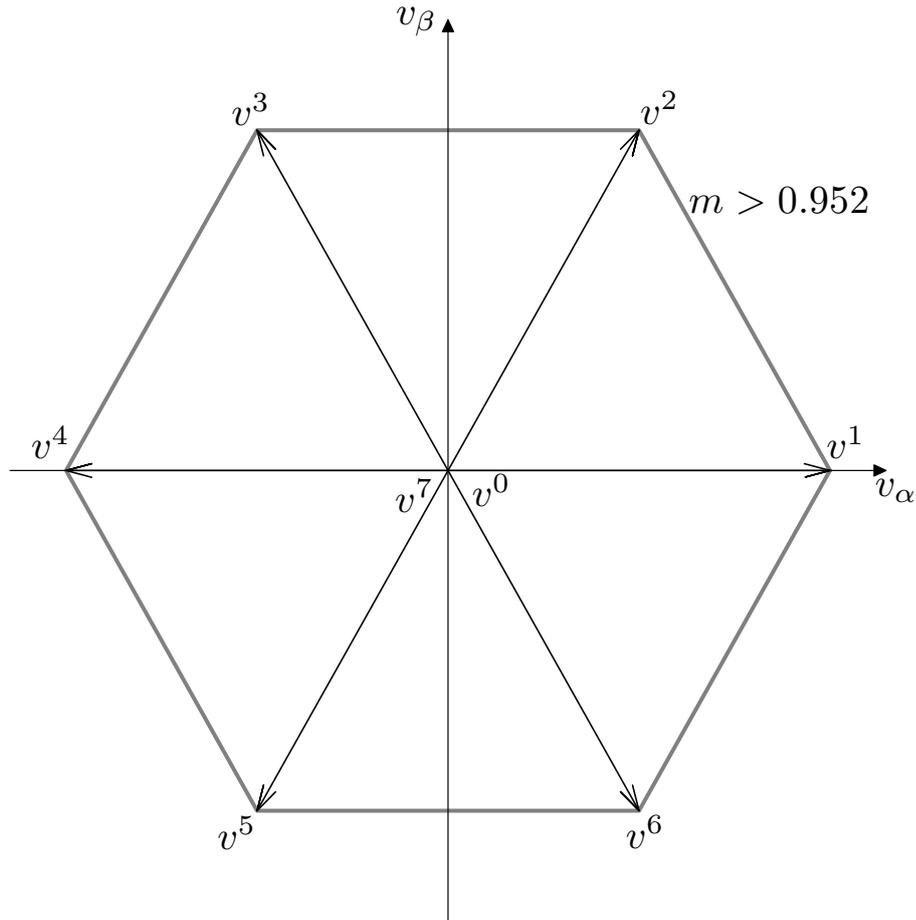


Figura 3.11: Trajetória do vetor modificado para modo de sobremodulação II.

continua válida para o setor 1.

O princípio do reajuste angular é baseado na retenção do vetor modificado  $u_{mod}$  por um intervalo de tempo específico em um dos vetores de comutação não nulos, isto é, um dos vértices do hexágono da Figura 3.11. O intervalo de tempo que o vetor  $u_{mod}$  permanece retido em um vetor de comutação não nulo é determinado por um ângulo de retenção  $\alpha_h$ . No restante do período de comutação, o vetor  $u_{mod}$  segue sua trajetória hexagonal, conforme já foi mencionado. Além de controlar o deslocamento do vetor  $u_{mod}$  ao longo do hexágono, o ângulo de retenção possibilita preservar a componente fundamental da tensão de fase do retificador.

O mecanismo do reajuste angular é analisado para o setor 1  $S^1$  pela Figura 3.12. O vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$  de ângulo de fase  $\theta$  realiza uma trajetória circular com velocidade angular uniforme, enquanto o vetor modificado  $u_{mod}$  apresenta uma trajetória hexagonal com velocidade angular variável em relação ao período da fundamental e um ângulo de fase  $\theta_{md}$ . Na Figura 3.12a, o vetor  $u_{mod}$  permanece no vetor de comutação  $v^1$ , enquanto a condição  $\theta < \alpha_h$  é satisfeita. Na eminência do vetor  $u_{mod}$  iniciar o seu deslocamento,

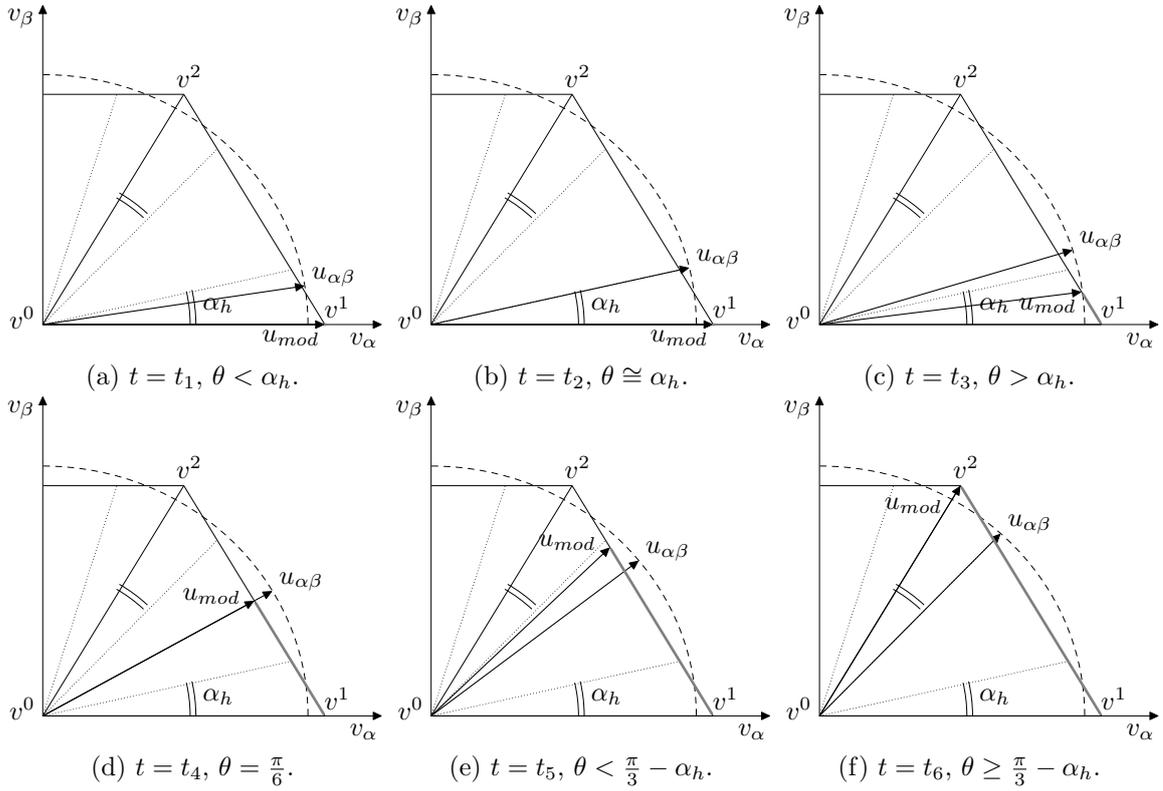


Figura 3.12: Mecanismo do reajuste angular do vetor modificado para o modo de sobremodulação II.

o ângulo de fase  $\theta$  é aproximadamente igual ao ângulo de retenção  $\alpha_h$ , como mostra a Figura 3.12b. Uma vez que o vetor  $u_{mod}$  começa a deslocar-se ao longo do hexágono, ele permanece atrasado em relação ao vetor  $u_{\alpha\beta}$ , como ilustra a Figura 3.12c. Mas, ambos os vetores se alinham quando ocorre  $\theta = \pi/6$ , como se visualiza na Figura 3.12d. A partir desse ponto, o vetor  $u_{mod}$  torna-se adiantado em relação ao vetor  $u_{\alpha\beta}$ , conforme a Figura 3.12e, até o instante em que o vetor  $u_{mod}$  atinge o vetor de comutação  $v^2$ , ou seja,  $\theta_{md} = \pi/3$ , o vetor  $u_{\alpha\beta}$  apresenta ângulo de fase  $\theta = \pi/3 - \alpha_h$ . Desta forma, conclui-se a abordagem do reajuste angular para um setor de comutação. O mesmo raciocínio é válido para analisar os demais setores. A Figura 3.13 apresenta a Figura 3.12f evidenciando os respectivos ângulos de fase dos vetores de tensão.

Mediante a análise do reajuste angular, os seguintes pontos podem ser levantados:

1. Se o intervalo de tempo em que o vetor  $u_{mod}$  permanece retido em um vetor de comutação é nulo, equivale dizer que o ângulo de retenção  $\alpha_h$  também é nulo. Além disso, se  $\alpha_h = 0$  e sendo a trajetória do vetor  $u_{mod}$  hexagonal, então o retificador PWM opera no limite do modo de sobremodulação I, onde  $m \approx 0.952$ ;
2. À medida que o intervalo de tempo de retenção aumenta, o ângulo de retenção  $\alpha_h$  também aumenta. É possível notar que se  $\alpha_h = \pi/6$ , o vetor  $u_{mod}$  passa

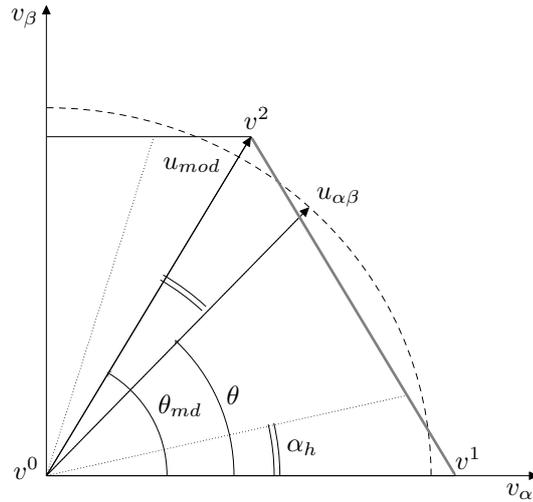


Figura 3.13: Relação entre os ângulos  $\theta$  e  $\theta_{md}$  em função de  $\alpha_h$ .

instantaneamente do vetor de comutação  $v^1$  ao vetor  $v^2$ . Nessa situação, o retificador PWM opera no modo de seis-pulsos. Portanto, através de (3.13), o índice de modulação é igual a unidade,  $m = 1$ ;

3. Uma vez que o vetor  $u_{mod}$  inicia o seu deslocamento dentro de um setor, assume-se que sua velocidade angular é uniforme. O fato da sua velocidade angular ser variável é considerado quando todo um período da fundamental é analisado, e não apenas um sextante.

Desta forma, no modo de sobremodulação II, o índice de modulação  $m$  varia de 0.952 a 1, enquanto o ângulo de retenção  $\alpha_h$  varia de 0 a  $\pi/6$ . A relação entre os ângulos de fase  $\theta$  e  $\theta_{md}$ , respectivamente dos vetores  $u_{\alpha\beta}$  e  $u_{mod}$ , em função do ângulo  $\alpha_h$ , pode ser estabelecida através da equação clássica da velocidade para um movimento circular e uniforme. Assim, verificando as Figuras 3.12b, 3.12c e 3.12f, conclui-se que

$$\frac{\theta - \alpha_h}{t_3 - t_2} = \frac{\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_h\right) - \alpha_h}{t_5 - t_2} \quad (3.28)$$

$$\frac{\theta_{md}}{t_3 - t_2} = \frac{\frac{\pi}{3}}{t_5 - t_2} \quad (3.29)$$

que pode ser colocada na forma

$$\frac{\theta_{md}}{\frac{\pi}{3}} = \frac{\theta - \alpha_h}{\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha_h\right)} \quad (3.30)$$

para  $\alpha_h < \theta < \frac{\pi}{3} - \alpha_h$ . Por fim, a função não linear que determina o ângulo  $\theta_{md}$  em

relação aos ângulos  $\theta$  e  $\alpha_h$  é dada por

$$\theta_{md} = \begin{cases} 0, & 0 \leq \theta \leq \alpha_h \\ \frac{\theta - \alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \frac{\pi}{6}, & \alpha_h < \theta < \frac{\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{\pi}{3}, & \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (3.31)$$

O Apêndice A.5 apresenta a generalização da expressão (3.31).

Realizando o mesmo procedimento do modo de sobremodulação I, desta vez considerando o ângulo de retenção  $\alpha_h$ , a componente fundamental da tensão de fase do retificador é determinada. A Figura 3.14 apresenta a forma de onda da tensão de fase gerada no domínio do tempo obtida pelo vetor modificado  $u_{mod}$ .

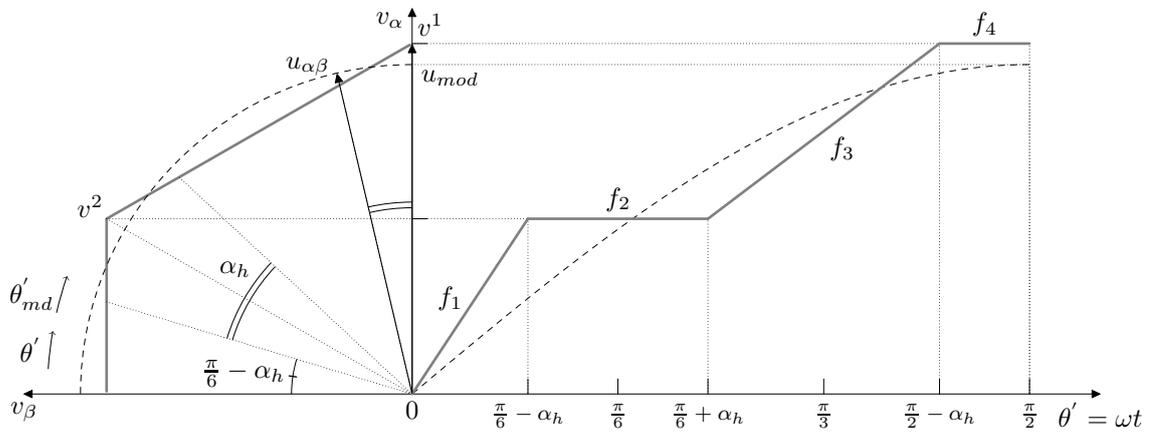


Figura 3.14: Trajetória do vetor modificado e tensão de fase gerada no domínio do tempo.

Mais uma vez através de relações trigonométricas, os segmentos de tensão média são expressos por

$$A. f_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} \tan \theta'_{md}, \quad 0 \leq \theta' \leq \frac{\pi}{6} - \alpha_h \quad (3.32)$$

$$B. f_2 = \frac{1}{3}, \quad \frac{\pi}{6} - \alpha_h < \theta' \leq \frac{\pi}{6} + \alpha_h \quad (3.33)$$

$$C. f_3 = \frac{1}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{3} - \theta'_{md})} \sin \theta'_{md}, \quad \frac{\pi}{6} + \alpha_h < \theta' \leq \frac{\pi}{2} - \alpha_h \quad (3.34)$$

$$D. f_4 = \frac{2}{3}, \quad \frac{\pi}{2} - \alpha_h < \theta' \leq \frac{\pi}{2}. \quad (3.35)$$

Devido ao sentido do deslocamento adotado para os vetores de tensão, após a rotação

de  $90^\circ$  no sentido anti-horário aplicado ao plano  $\alpha\beta$ , os ângulos de fase rotacionados são

$$\theta' = \frac{\pi}{2} - \theta \quad (3.36)$$

$$\theta'_{md} = \frac{\pi}{2} - \theta_{md} \quad (3.37)$$

respectivamente, para o vetor  $u_{\alpha\beta}$  e  $u_{mod}$ . Substituindo (3.36)–(3.37) em (3.31), pode-se obter

$$\theta'_{md} = \frac{\theta' - 2\alpha_h \pi}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \quad (3.38)$$

para  $\pi/6 + \alpha_h < \theta' \leq \pi/2 - \alpha_h$ . Agora, resta determinar o ângulo  $\theta'_{md}$  para o intervalo de  $0 \leq \theta' \leq \pi/6 - \alpha_h$ . Para isso, a equação clássica da velocidade para um movimento circular e uniforme pode ser usada da mesma forma que em (3.30), obtendo

$$\theta'_{md} = \frac{\theta'}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \frac{\pi}{6}. \quad (3.39)$$

Finalmente, a componente fundamental em função do ângulo de retenção  $\alpha_h$  e a relação dessa última com o índice de modulação  $m$  são obtidas substituindo o ângulo de compensação  $\alpha_c$  pelo ângulo de retenção  $\alpha_h$  e resolvendo em seguida (3.25)–(3.27). A Figura 3.15 apresenta a curva de  $\alpha_h$  pelo índice de modulação  $m$ .

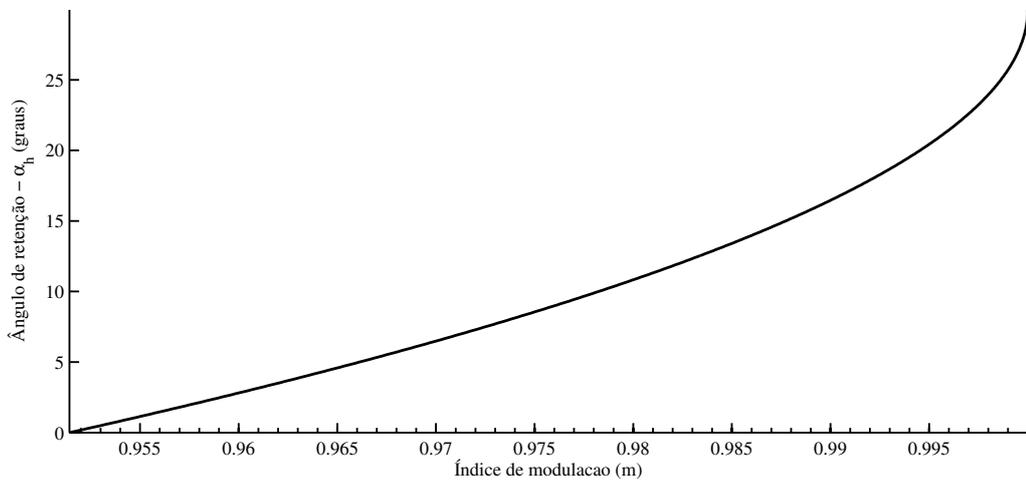


Figura 3.15: Ângulo de retenção  $\alpha_h$  em relação ao índice de modulação.

### 3.3.3 Implementação da modulação vetorial com sobremodulação

Na implementação da modulação vetorial com sobremodulação inclui-se apenas um pré-modulador que modificará o vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$ , se esse pertencer a algum modo de sobremodulação.

A Figura 3.16 mostra dois vetores modificados, para quaisquer modos de sobremodulação, de ângulo de fase  $\theta_{md}$  no primeiro sextante. O vetor  $\bar{u}_{mod}$  excede os limites do hexágono enquanto o vetor  $u_{mod}$  é obtido pela limitação do primeiro. Desta forma, através

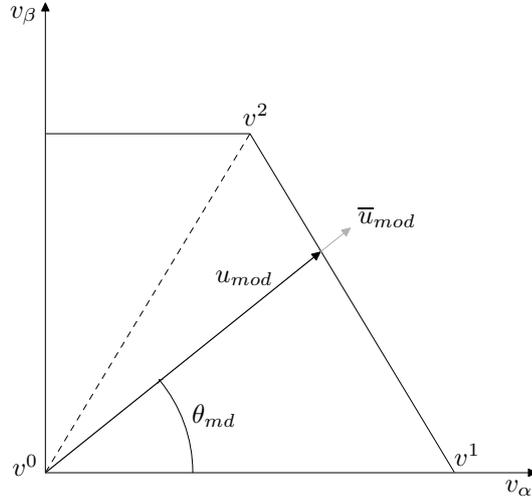


Figura 3.16: Vetor modificado limitado no lado do hexágono na sobremodulação.

de (3.15), o vetor  $u_{mod}$  pode ser expresso por

$$u_{mod} = \frac{1}{\frac{\sqrt{3}}{2} [\sqrt{3} \ 1] \bullet \bar{u}_{mod}^T} \bar{u}_{mod} \quad (3.40)$$

que é expandido para

$$u_{mod} = \frac{1}{\sqrt{3} \cos(\theta_{md} - \frac{\pi}{6})} (\cos \theta_{md} + j \sin \theta_{md}) \quad (3.41)$$

onde seu módulo equivale a

$$|u_{mod}| = \frac{1}{\sqrt{3} \cos(\theta_{md} - \frac{\pi}{6})}. \quad (3.42)$$

Assumindo que na sobremodulação o vetor  $u_{mod}$  apresente as componentes nos respectivos eixos  $\alpha\beta$  nomeadas por  $u_\alpha$  e  $u_\beta$ , então o intervalo de tempo calculado por (3.9) para os vetores de comutação nulos na sobremodulação é expresso por

$$\Delta t'_0 = 1 - \frac{3}{2} |u_{mod}| \left( \cos \theta_{md} - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta_{md} \right) \quad (3.43)$$

caso simplificada, torna-se

$$\Delta t'_0 = 1 - \sqrt{3} |u_{mod}| \cos \left( \theta_{md} - \frac{\pi}{6} \right) \quad (3.44)$$

Portanto, substituindo (3.42) em (3.44) obtém-se  $\Delta t'_0 = 0$ . Conseqüentemente, toda

vez que o vetor modificado  $u_{mod}$  for limitado aos lados do hexágono, o intervalo de tempo associado aos vetores nulos  $v^0$  e  $v^7$  será naturalmente nulo. Desta forma, o cálculo dos intervalos de tempo (3.6)–(3.7), assim como, o cálculo dos conteúdos dos comparadores (3.10)–(3.12) continua o mesmo para a operação do retificador na região de sobremodulação. A Tabela 3.8 mostra a sequência de comutação para o primeiro sextante considerando  $\Delta t'_0 \neq 0$  e  $\Delta t'_0 = 0$ . Ressalta-se que o mesmo ocorre para as sequências de comutação nos demais sextantes ou setores de comutação.

Tabela 3.8: Sequência de comutação para: (a)  $\Delta t'_0 \neq 0$  e (b)  $\Delta t'_0 = 0$ .

	$v^0$	$v^1$	$v^2$	$v^7$	$v^2$	$v^1$	$v^0$		$v^1$	$v^2$	$v^2$	$v^1$		
$S_1$	0	1 1 1 1 1 1						0	$S_1$	1	1	1	1	
$S_3$	0	0	1 1 1				0	0	$S_3$	0	1 1		0	
$S_5$	0	0	0	1		0	0	0	$S_5$	0	0	0	0	
(a)													(b)	

Com base em tudo o que foi tratado, o algoritmo de implementação da modulação vetorial com sobremodulação pode ser facilmente desenvolvido conforme os passos a seguir:

1. Dado um vetor  $u_{\alpha\beta}$ , determina-se o índice de modulação  $m$  por (3.13) e identifica-se o setor  $s$  pelas retas de separação da Tabela 3.3;
2. Identifica-se o tipo de modulação através do índice de modulação  $m$ . Então:

**Convencional** ( $0 \leq m \leq 0.906$ ) :  $u_{mod} = u_{\alpha\beta}$ ;

**Modo de Sobremodulação I** ( $0.906 < m \leq 0.952$ ):

- (a) Calcula o ângulo de compensação:  $\alpha_c = g_1(m)$ ;
- (b) Determina o módulo do vetor  $u_{mod}$  por (3.14);
- (c) Gera o vetor modificado:  $u_{mod} = |u_{mod}| \frac{u_{\alpha\beta}}{|u_{\alpha\beta}|}$ .

**Modo de Sobremodulação II** ( $0.952 < m \leq 1.$ ):

- (a) Determina o ângulo de fase de referência  $\theta$ ;
- (b) Calcula o ângulo de retenção:  $\alpha_h = g_2(m)$ ;

- (c) Gera o ângulo de fase modificado  $\theta_{md}$  por (3.31);
  - (d) Produz o vetor modificado de módulo unitário:  $u_{mod} = e^{j\theta_{md}}$ .
3. Se necessário, realiza a limitação do vetor  $u_{mod}$  por (3.15), conforme as retas de limitação da Tabela 3.4;
  4. Calcula o conteúdo dos comparadores por (3.10)–(3.12);
  5. Determina os sinais PWM.

Vale lembrar que as equações listadas nos passos acima são referentes ao primeiro sextante. Todavia, a metodologia para todos os sextantes ou setores já foi previamente apresentada. As expressões necessárias para os demais setores são apresentadas no Apêndice A.2. A Figura 3.17 ilustra o fluxograma do algoritmo de implementação.

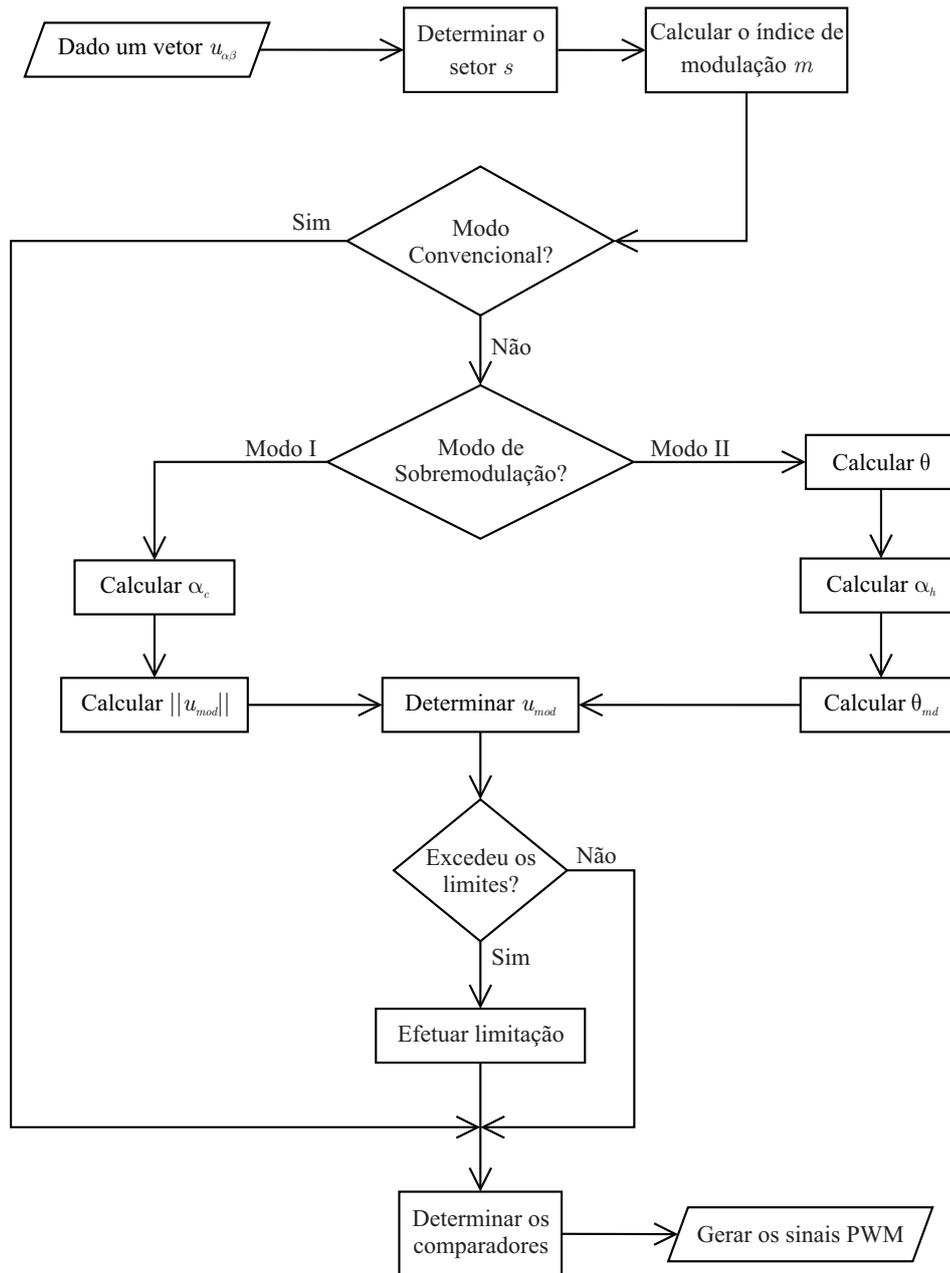


Figura 3.17: Fluxograma do algoritmo para implementação da modulação vetorial com sobremodulação.

Resta, pois, determinar as funções  $g_1$  e  $g_2$ , respectivamente para os ângulos  $\alpha_c$  e  $\alpha_h$ . Em relação ao ângulo  $\alpha_c$ , a Figura 3.10 é obtida através da solução numérica de (3.27). Em relação ao ângulo  $\alpha_h$ , procede-se similarmente e obtém-se a Figura 3.15. Portanto, as funções  $g_1$  e  $g_2$  podem ser aproximadas por polinômios na forma

$$g_i(m) = \sum_{k=0}^{n-1} c_k m^k; \quad \text{para } i = 1, 2 \quad (3.45)$$

em função do índice de modulação  $m$ , onde a ordem  $n$  do polinômio é escolhida

arbitrariamente. Sendo assim, para minimizar o erro de aproximação, as curvas ilustradas pela Figura 3.10 e pela Figura 3.15 foram divididas em três segmentos. Desta forma, cada segmento foi aproximado por um polinômio de 5ª ordem, onde os coeficientes são listados nas Tabelas 3.9 e 3.10, respectivamente, para a função  $g_1$  e  $g_2$ .

Tabela 3.9: Coeficientes do polinômio  $g_1$  para o ângulo de compensação  $\alpha_c$ .

	Intervalo de índice de modulação $m$		
	[0.9069 0.9095)	[0.9095 0.9485)	[0.9485 0.9514)
	$\times 10^{11}$	$\times 10^7$	$\times 10^{12}$
$c_5$	0.7034	-0.6267	0.1811
$c_4$	-3.1382	2.9126	-0.8635
$c_3$	5.5987	-5.4148	1.6468
$c_2$	-4.9925	5.0334	-1.5704
$c_1$	2.2252	-2.3395	0.7488
$c_0$	-0.3966	0.4350	-0.1428

Tabela 3.10: Coeficientes do polinômio  $g_2$  para o ângulo de compensação  $\alpha_h$ .

	Intervalo de índice de modulação $m$		
	[0.9514 0.9800)	[0.9800 0.9985)	[0.9985 1.0000)
	$\times 10^6$	$\times 10^9$	$\times 10^{11}$
$c_5$	0.3053	0.1495	-0.4662
$c_4$	-1.4599	-0.7381	2.9846
$c_3$	2.7931	1.4573	-7.2738
$c_2$	-2.6723	-1.4386	8.5762
$c_1$	1.2785	0.7101	-4.9382
$c_0$	-0.2447	-0.1402	1.1174

### 3.4 Harmônicas de tensão na região de sobremodulação

Durante a operação do retificador na região de sobremodulação, o vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$  sofre determinadas modificações, com o objetivo de preservar a componente fundamental e de obter uma transição ordenada para operação em seis-pulsos. A desvantagem da operação do retificador na sobremodulação é a existência de harmônicas de tensão de baixa ordem, como resultado dos ajustes aplicados ao vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$ .

Conforme (3.23), as componentes harmônicas podem ser determinadas através de séries de Fourier por

$$F_n(\theta) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_a(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (3.46)$$

onde a tensão  $v_a$  é definida por segmentos de tensão de função  $f(\theta)$  conforme o modo de sobremodulação. Se as funções  $f(\theta)$  forem determinadas para os quatro quadrantes do espaço vetorial  $\alpha\beta$ , então é possível mostrar através da solução numérica de (3.46) que as componentes harmônicas de ordem par e múltiplas de três são eliminadas da tensão de fase do retificador. Assim, devido a simetria da forma de onda da tensão  $v_a$ , as principais harmônicas são 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordem e podem ser calculadas diretamente por

$$F_n(\theta) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (3.47)$$

onde a função  $f(\theta)$  corresponde as expressões (3.17)–(3.20) para o modo de sobremodulação I e (3.32)–(3.35) para o modo de sobremodulação II. A Figura 3.18 mostra as componentes harmônicas mais significativas em toda faixa de operação da região de sobremodulação.

É importante recordar que o vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$  apresenta somente uma componente fundamental, de maneira que sua forma de onda é puramente senoidal. No entanto, após os reajustes, o vetor modificado  $u_{mod}$  apresenta determinadas componentes harmônicas além da fundamental, produzindo uma forma de onda senoidal distorcida. Desta forma, um método possível para obter uma estimativa das harmônicas de tensão  $\tilde{u}_{\alpha\beta}$  é dado pela diferença entre os vetores de tensão como segue

$$\tilde{u}_{\alpha\beta} = u_{mod} - u_{\alpha\beta}. \quad (3.48)$$

Constata-se que o vetor modificado  $u_{mod}$  é obtido diretamente da saída do pré-modulador, como ilustra a Figura 3.19.

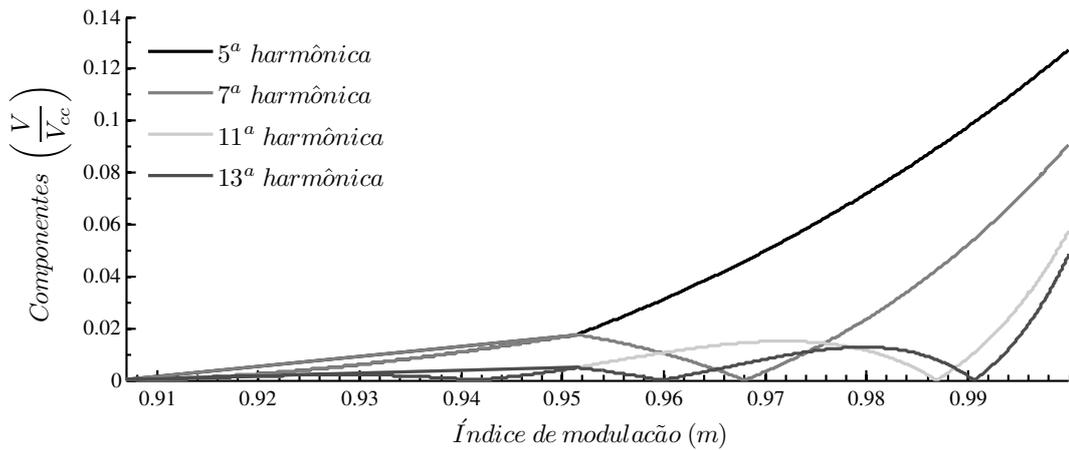


Figura 3.18: Componentes harmônicas na região de sobremodulação.

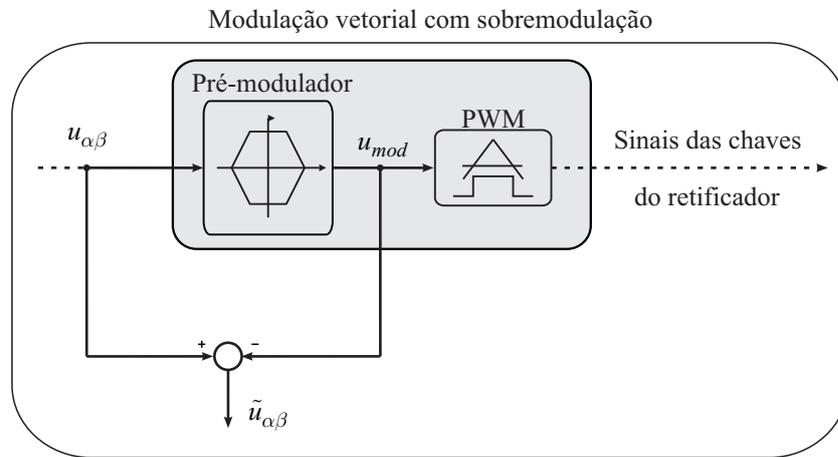


Figura 3.19: Diagrama de blocos para estimação das harmônicas de tensão.

### 3.5 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos para técnica de sobremodulação. A simulação foi realizado através do *MatLab*<sup>®</sup>. Assume-se que a frequência da fundamental é 60 Hz e a frequência de comutação é 10 kHz, enquanto que a tensão do barramento CC é 700 V.

A Figura 3.20 mostra a relação obtida entre a tensão fundamental normalizada pela tensão do barramento CC e o índice de modulação através da técnica descrita, enfatizando a região de sobremodulação.

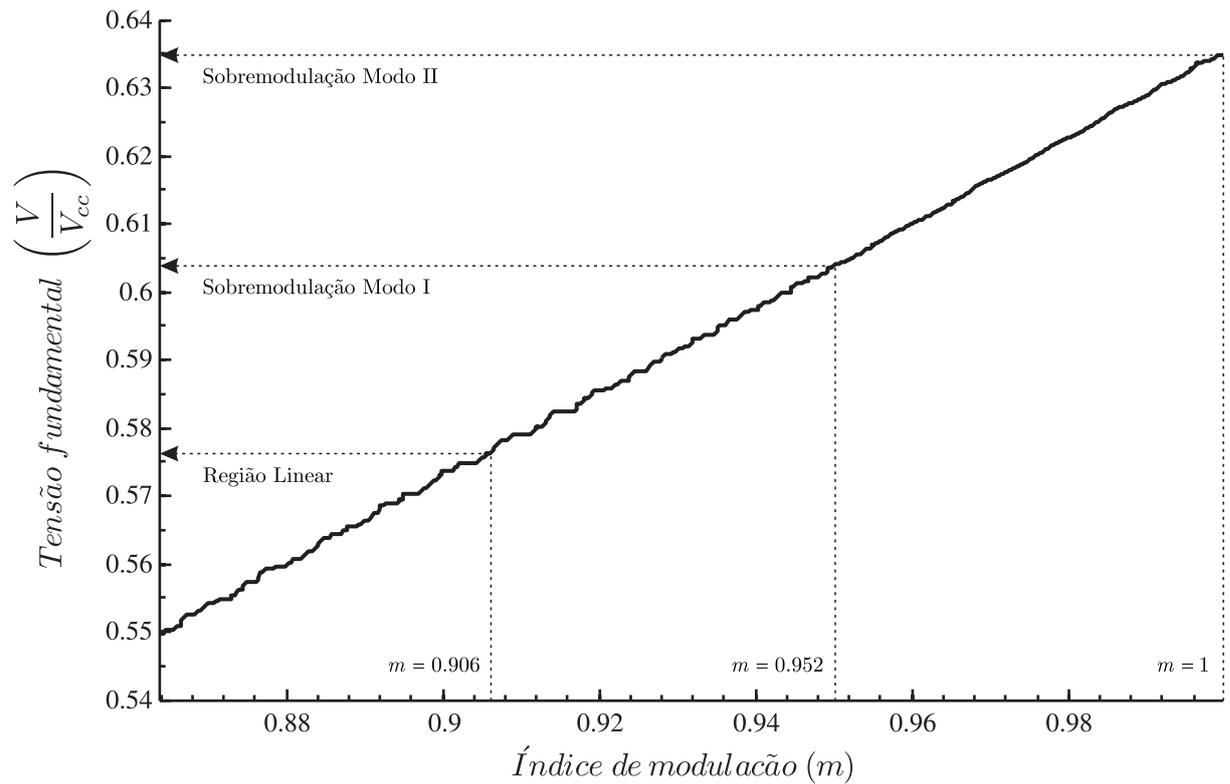


Figura 3.20: Relação linear entre a tensão fundamental do retificador versus o índice de modulação.

A Figura 3.21 ilustra a trajetória do vetor modificado para diferentes índices de modulação. À medida em que aumenta o índice de modulação, a trajetória do vetor converge para os lados do hexágono.

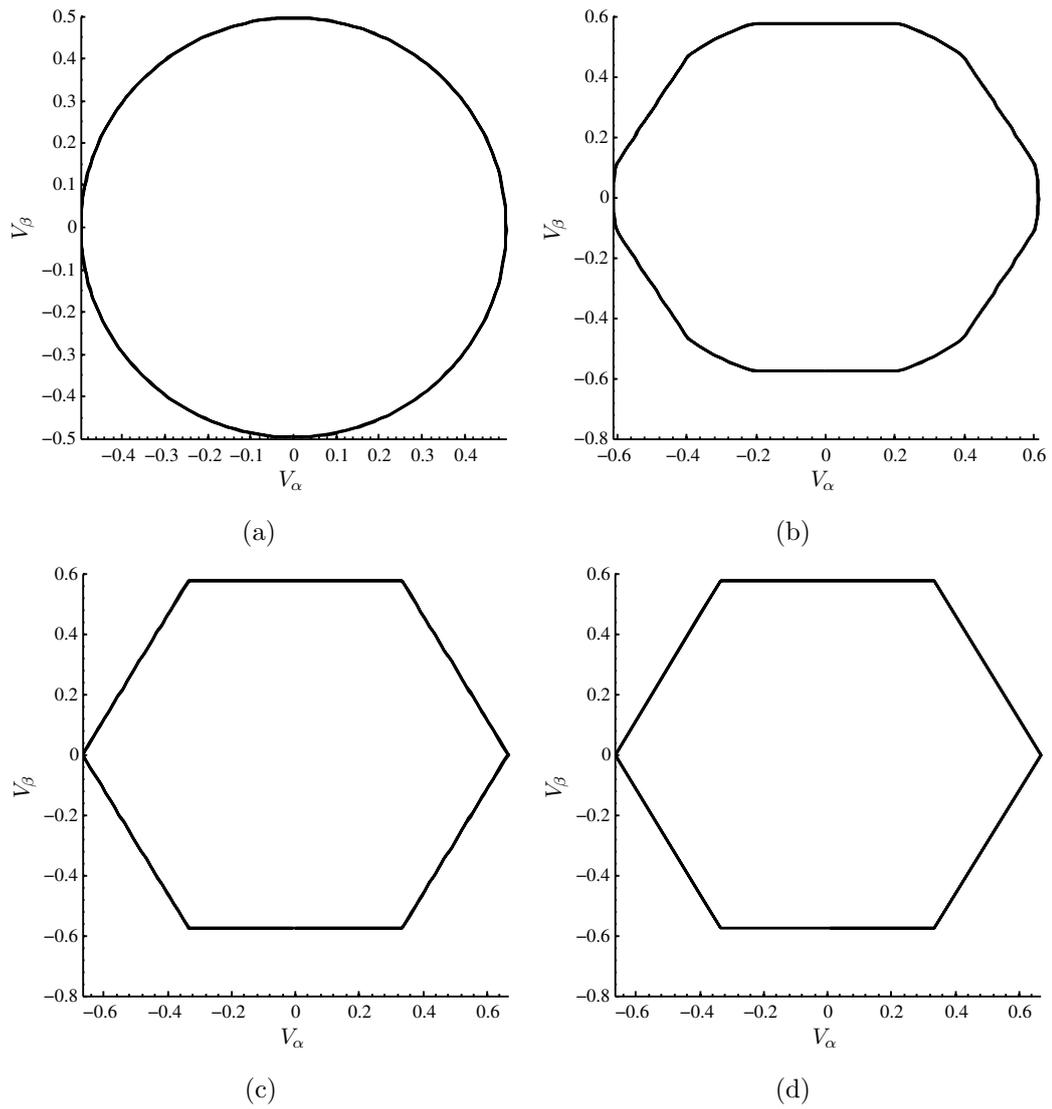


Figura 3.21: (a)  $m = 0.78$ , (b)  $m = 0.938$ , (c)  $m = 0.968$ , (d)  $m = 1$ .

As Figuras 3.22 e 3.25 mostram as formas de onda da tensão de fase, o conteúdo do comparador *COMP* e os sinais de PWM para diferentes índices de modulação.

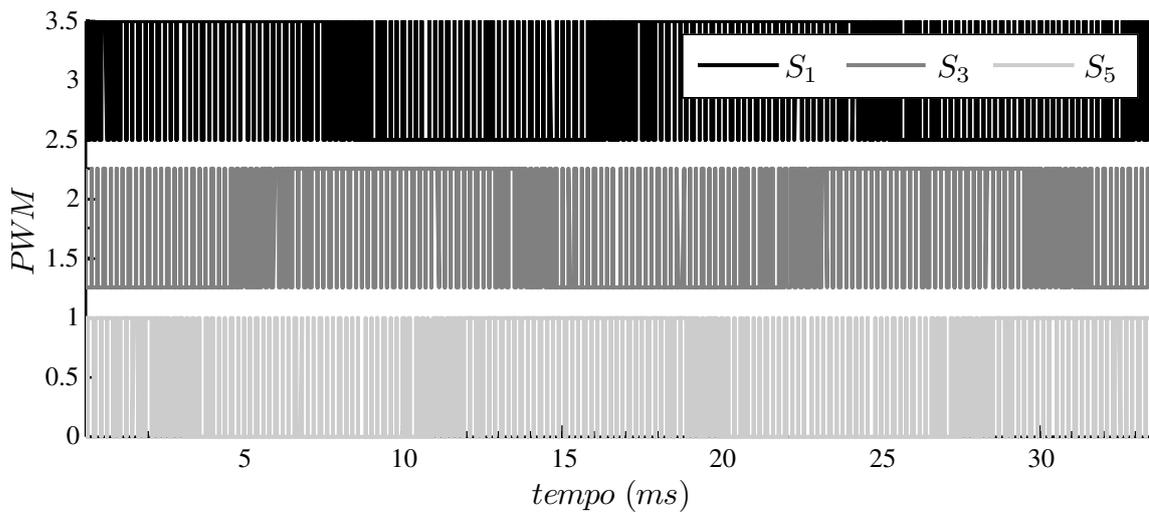
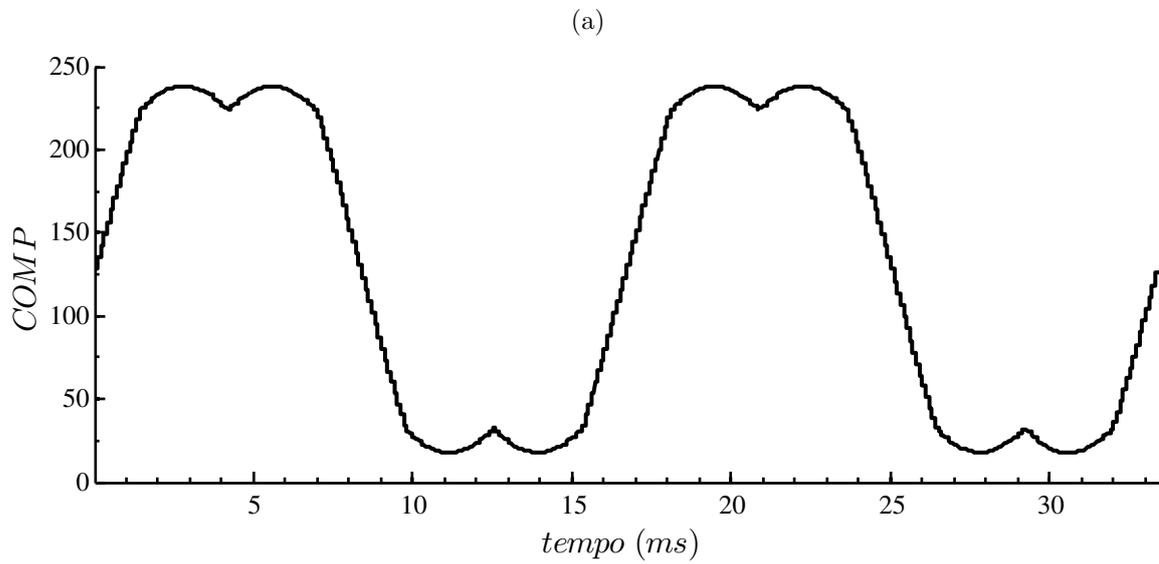
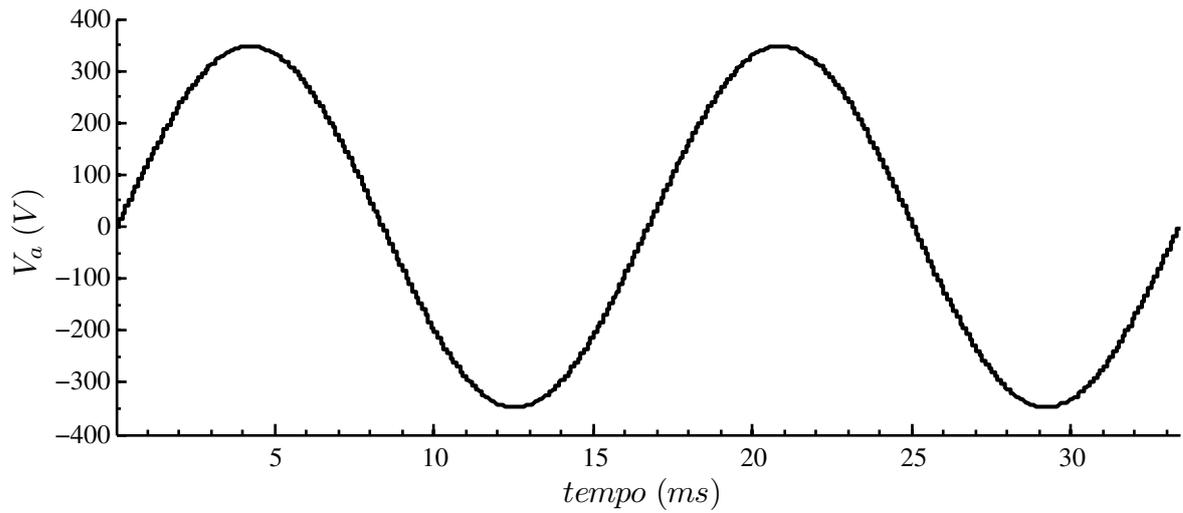


Figura 3.22: Formas de onda para  $m = 0.78$  da: (a) tensão de fase  $V_a$ , (b) conteúdo do comparador  $COMP$  e (c) sinais PWM.

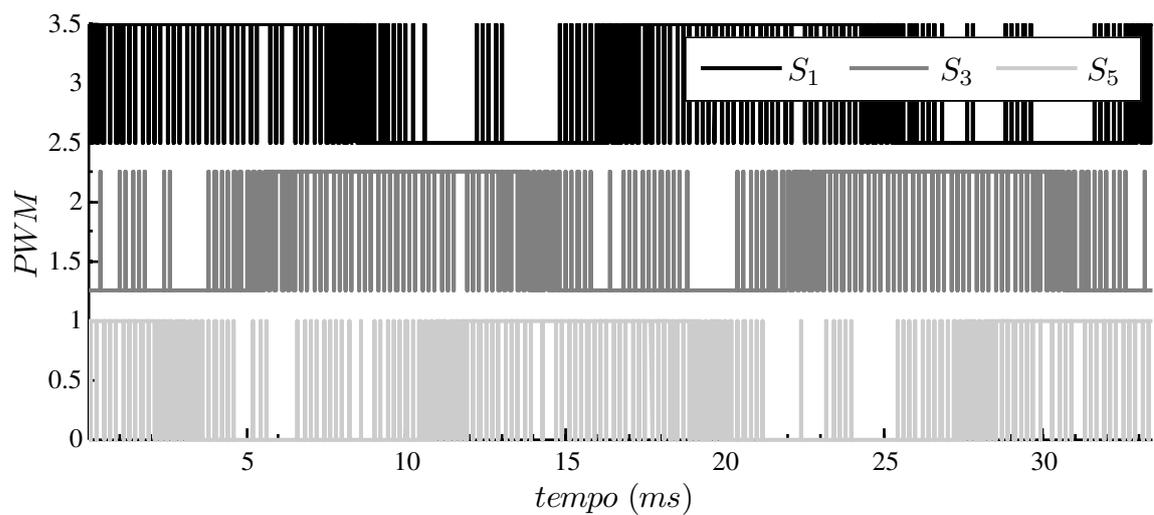
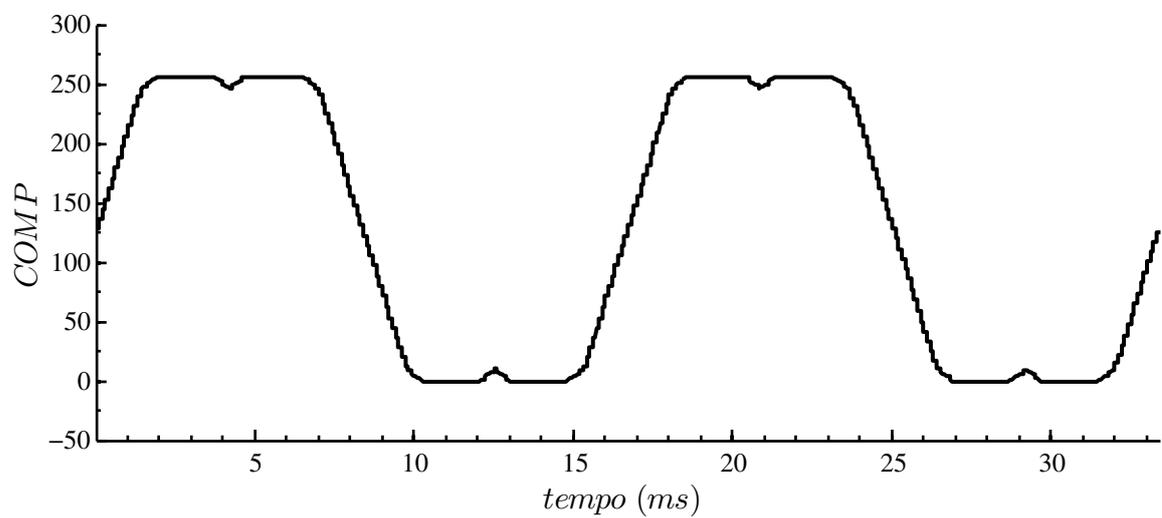
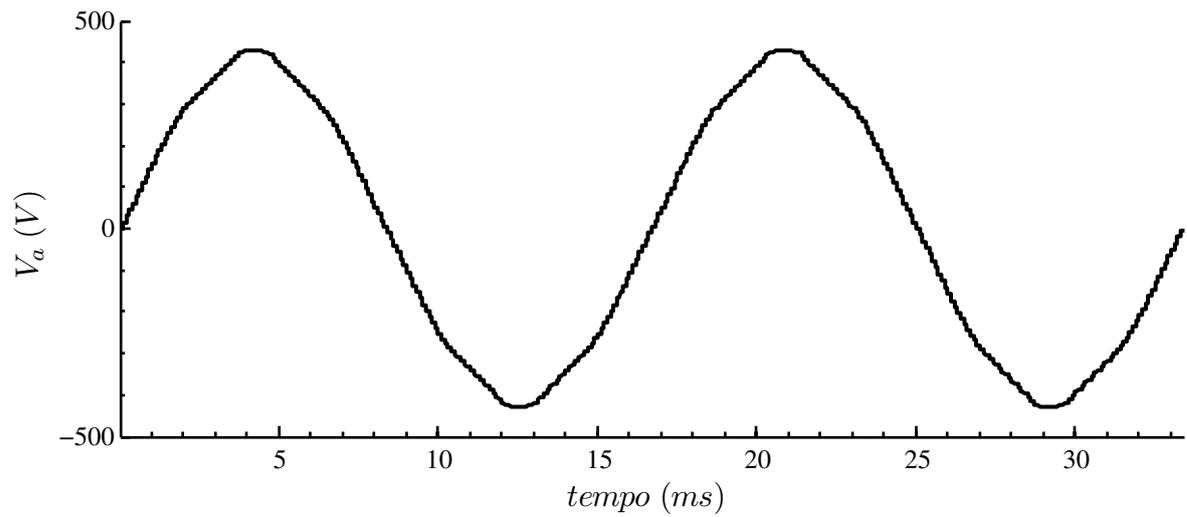
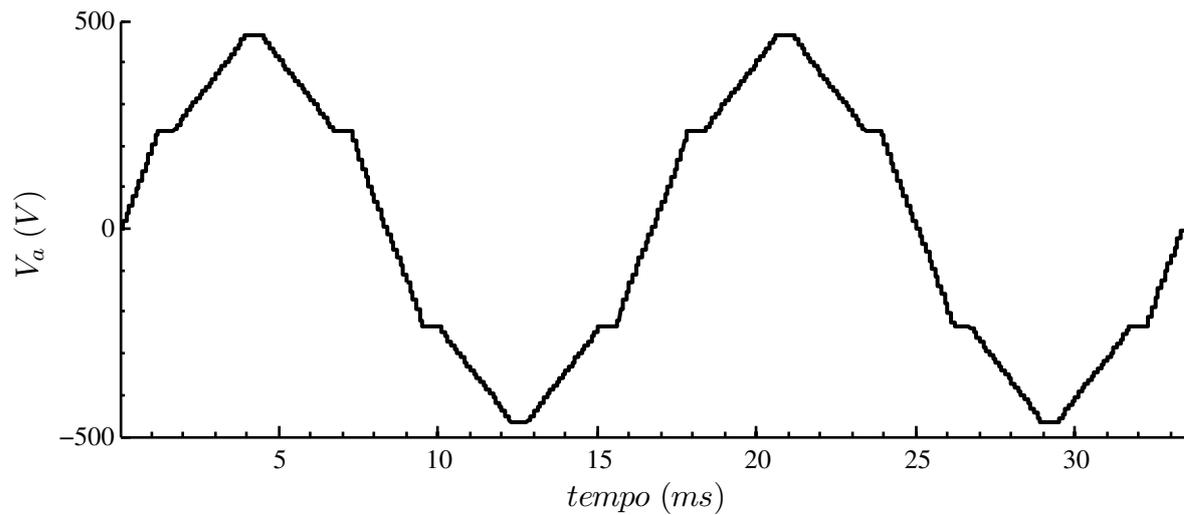
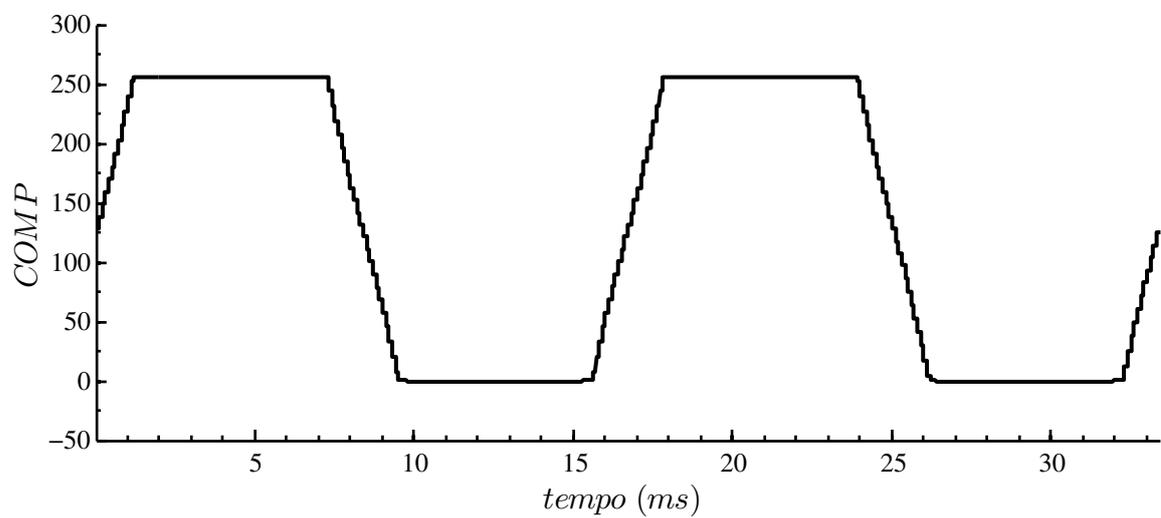


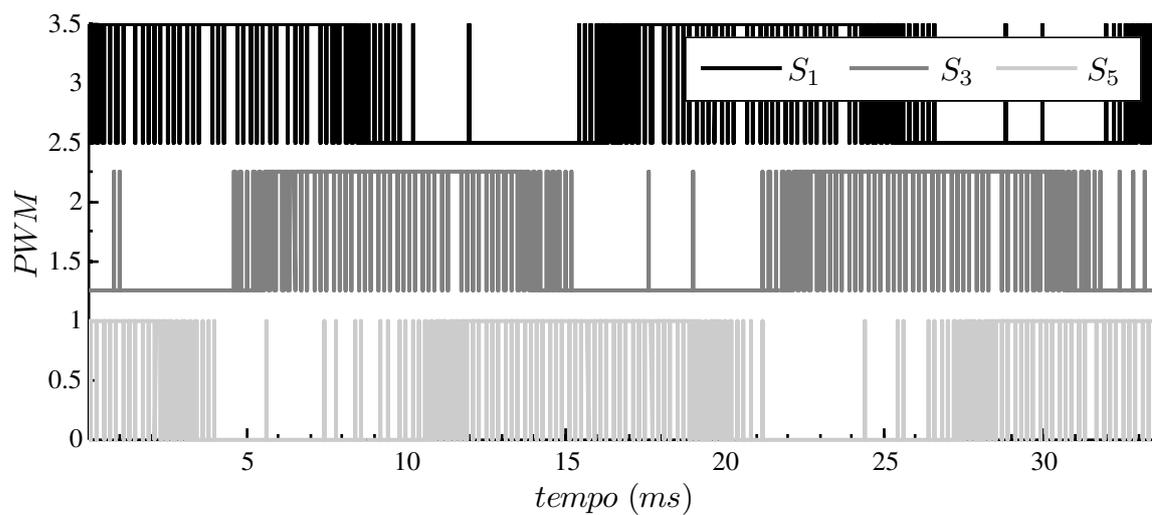
Figura 3.23: Formas de onda para  $m = 0.938$  da: (a) tensão de fase  $V_a$ , (b) conteúdo do comparador  $COMP$  e (c) sinais PWM.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.24: Formas de onda para  $m = 0.968$  da: (a) tensão de fase  $V_a$ , (b) conteúdo do comparador  $COMP$  e (c) sinais PWM.

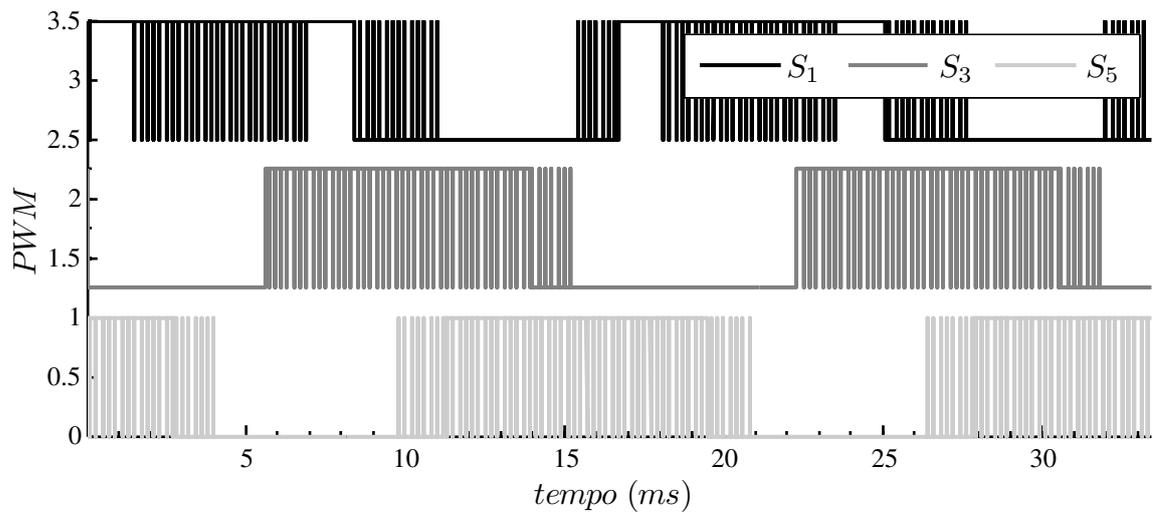
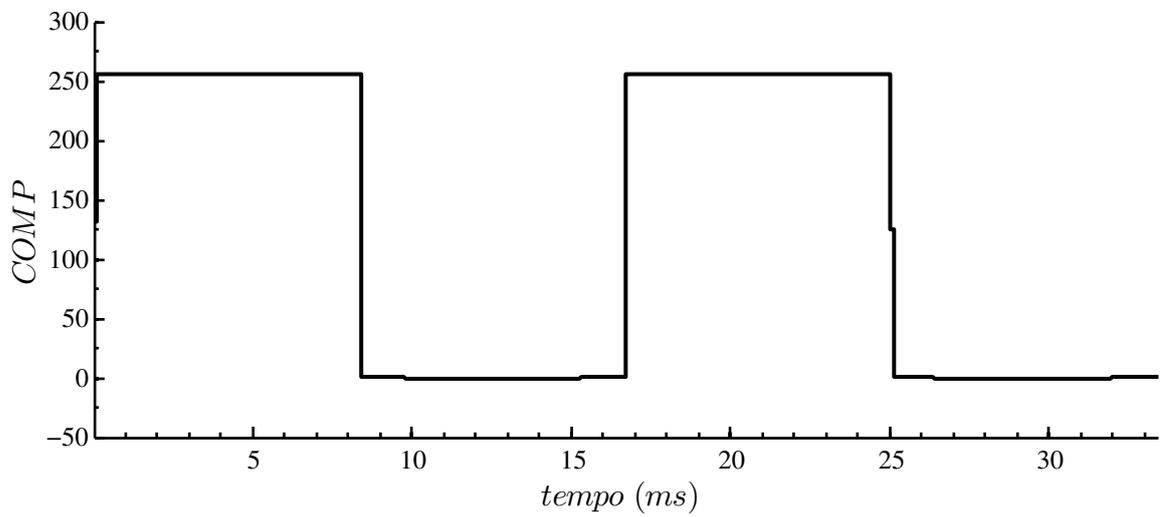
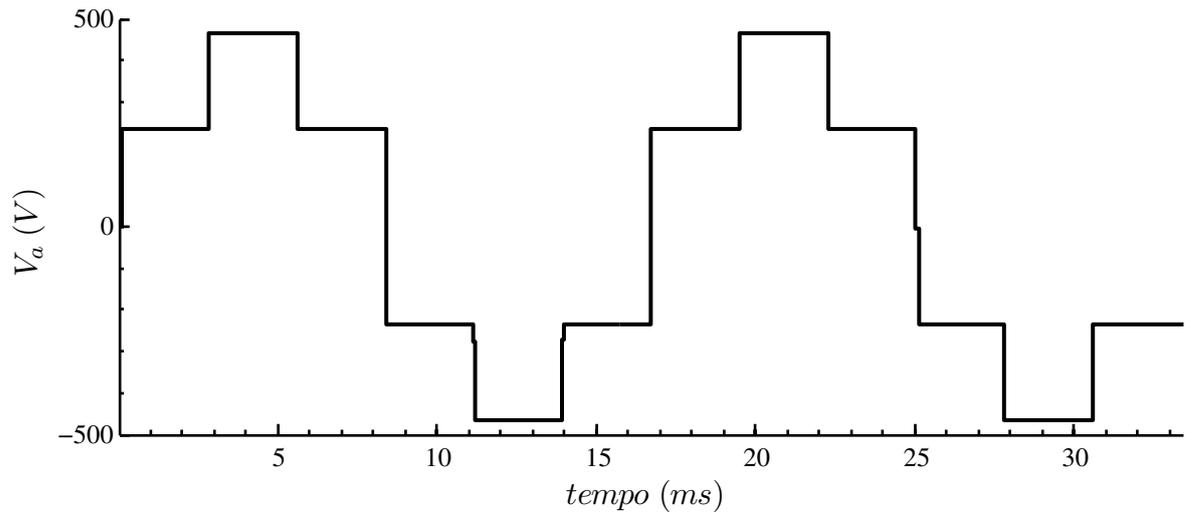


Figura 3.25: Formas de onda para  $m = 1.0$  da: (a) tensão de fase  $V_a$ , (b) conteúdo do comparador  $COMP$  e (c) sinais PWM.

A Figura 3.26 apresenta as principais componentes harmônicas na operação na região de sobremodulação, onde é possível observar a coerência com a Figura 3.18 que foi obtida por métodos numéricos.

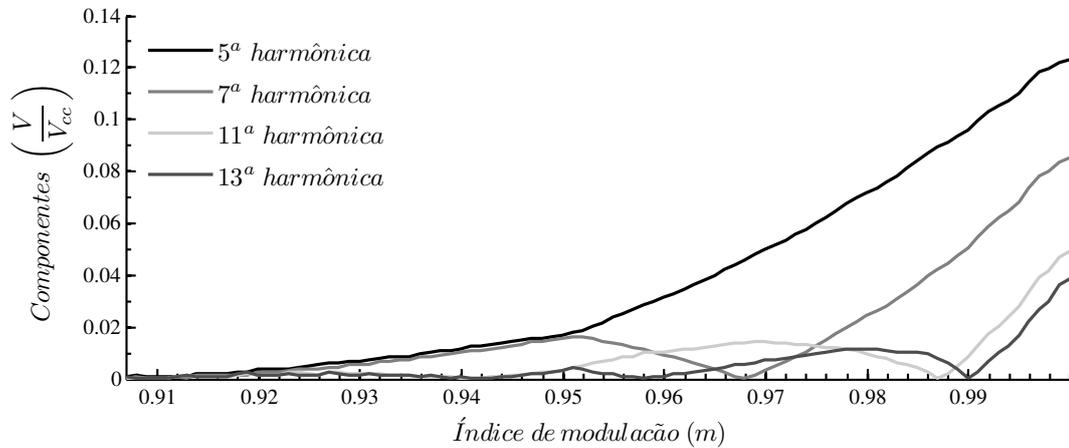


Figura 3.26: Componentes harmônicas na região de sobremodulação.

### 3.6 Conclusão

A modulação vetorial na região de sobremodulação foi estudada e apresentada em detalhes. A metodologia analisada possibilita uma fácil compreensão e implementação. Pela análise apresentada, verifica-se, através da relação entre a tensão fundamental do retificador e o índice de modulação, que é possível realizar uma transição suave entre operação na região linear e não-linear, bem como estimar as harmônicas de tensão de baixa ordem introduzidas pela operação na região de sobremodulação.

# 4 *MODO DE OPERAÇÃO DO SISTEMA PMSG E RETIFICADOR PWM*

## 4.1 *Introdução*

No Capítulo 2, o modelo dinâmico do gerador considerando a saturação magnética e as perdas do núcleo do ferro do estator foi apresentado. No Capítulo 3, uma metodologia de implementação da técnica de sobremodulação foi desenvolvida. Inicialmente, neste capítulo, serão apresentadas as restrições de tensão e corrente impostas pelo retificador PWM para aplicação de quaisquer estratégias de controle. Em um segundo momento, os modos de operação do sistema PMSG e retificador PWM para um sistema de conversão de energia eólica serão definidos. Finalmente, uma metodologia será desenvolvida para determinar as correntes do gerador através desses modos.

## 4.2 *Limites de tensão e corrente impostos pelo retificador*

A potência máxima e o conjugado máximo produzidos pelo PMSG são dependentes da corrente nominal permitida e da tensão máxima disponível pelo retificador. Desta forma, os limites de tensão e de corrente devem ser considerados durante o projeto de um sistema de controle (XU et al., 1991).

As tensões em coordenadas síncronas aplicadas nos terminais do retificador são expressas pelo modelo dinâmico (2.19)–(2.20) do PMSG por

$$v_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{d}{dt} i_d \quad (4.1)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_{pm}) + L_q \frac{d}{dt} i_q \quad (4.2)$$

Em regime permanente os termos derivativos são nulos, então (4.1)–(4.2) é reescrita por

$$V_d = R_s I_d - \omega_e L_q I_q \quad (4.3)$$

$$V_q = R_s I_q + \omega_e (L_d I_d + \psi_{pm}) \quad (4.4)$$

onde as variáveis  $V_d$  e  $V_q$ , e  $I_d$  e  $I_q$  representam os valores de regime permanente para tensão e corrente do gerador, respectivamente.

A tensão máxima disponível  $V_{sm}$  pelo retificador é determinada pela tensão do barramento CC  $v_{cc}$  e pela estratégia de modulação do retificador PWM escolhida. Utilizando a técnica de modulação vetorial, desejando-se que o retificador opere exclusivamente na região linear, então

$$V_{sm} = \frac{\sqrt{3}}{3} v_{cc} \quad (4.5)$$

que graficamente representa uma circunferência inscrita no hexágono formado pelos vetores de comutação no plano vetorial  $\alpha\beta$ . Por outro lado, se a operação pode ser estendida para a região de sobremodulação, então

$$V_{sm} = \frac{2}{\pi} v_{cc} \quad (4.6)$$

que corresponde ao valor de pico da tensão fundamental no modo de seis-pulsos. Para maiores detalhes verificar Capítulo 3.

Independente da região em que o retificador operará, a condição de tensão

$$V_d^2 + V_q^2 \leq V_{sm}^2 \quad (4.7)$$

deve ser sempre satisfeita. Assim, substituindo (4.3)–(4.4) em (4.7) e desprezando a queda de tensão devido a resistência  $R_s$  para elevadas velocidades, obtém-se

$$(\omega_e L_q I_q)^2 + [\omega_e (L_d I_d + \psi_{pm})]^2 \leq V_{sm}^2 \quad (4.8)$$

reescrita como

$$(L_q I_q)^2 + (L_d I_d + \psi_{pm})^2 \leq \left( \frac{V_{sm}}{\omega_e} \right)^2 \quad (4.9)$$

que pode ser vista como uma equação de uma elipse na forma

$$\left( \frac{I_q}{a} \right)^2 + \left( \frac{I_d - h}{b} \right)^2 \leq 1 \quad (4.10)$$

sendo o centro  $(h, 0)$  para  $h = -\psi_{pm}/L_d$  e os semi-eixos  $a$  e  $b$ , no plano das correntes  $I_d$

e  $I_q$ , dados por

$$\begin{aligned} a &= \left( \frac{V_{sm}}{\omega_e} \right) \frac{1}{L_q} \\ b &= \left( \frac{V_{sm}}{\omega_e} \right) \frac{1}{L_d}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

A corrente máxima permitida pelo retificador corresponde à corrente nominal  $I_{sm}$  das chaves semicondutoras ou do próprio retificador. Assim, pode-se dizer que a soma quadrática das correntes do gerador  $I_d$  e  $I_q$  não deve exceder o quadrado de  $I_{sm}$ . Essa afirmação é dada pela condição de corrente como segue

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_{sm}^2. \quad (4.12)$$

A representação gráfica das condições (4.7) e (4.12) é ilustrada na Figura 4.1. Observa-se

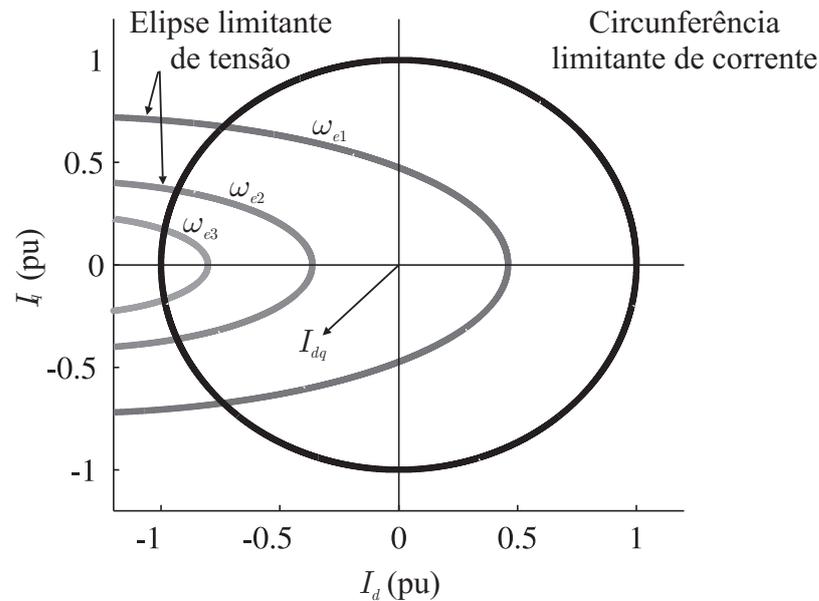


Figura 4.1: Representação gráfica para condições de tensão e de corrente onde  $\omega_{e1} < \omega_{e2} < \omega_{e3}$ .

por (4.12) que a circunferência limite de corrente terá sempre a mesma área independente da variação da velocidade  $\omega_e$ . Por outro lado, a área da elipse limitante de tensão reduz-se com o aumento da velocidade  $\omega_e$ , já que os semi-eixos (4.11) da elipse também diminuem. Porém, a qualquer instante o vetor de corrente  $I_{dq} = [I_d \ I_q]^T$  deve pertencer à região de interseção entre a circunferência e a elipse, para uma dada velocidade  $\omega_e$ , almejando satisfazer as condições (4.7) e (4.12). Com isso, é possível definir os modos de operação do conjunto PMSG e retificador PWM.

### 4.3 Modos de operação do conjunto PMSG e retificador PWM

Os modos de operação serão caracterizados para o sistema apresentado na Figura 4.2. A análise é desenvolvida para o conjunto PMSG e retificador PWM. Além disso, admiti-se

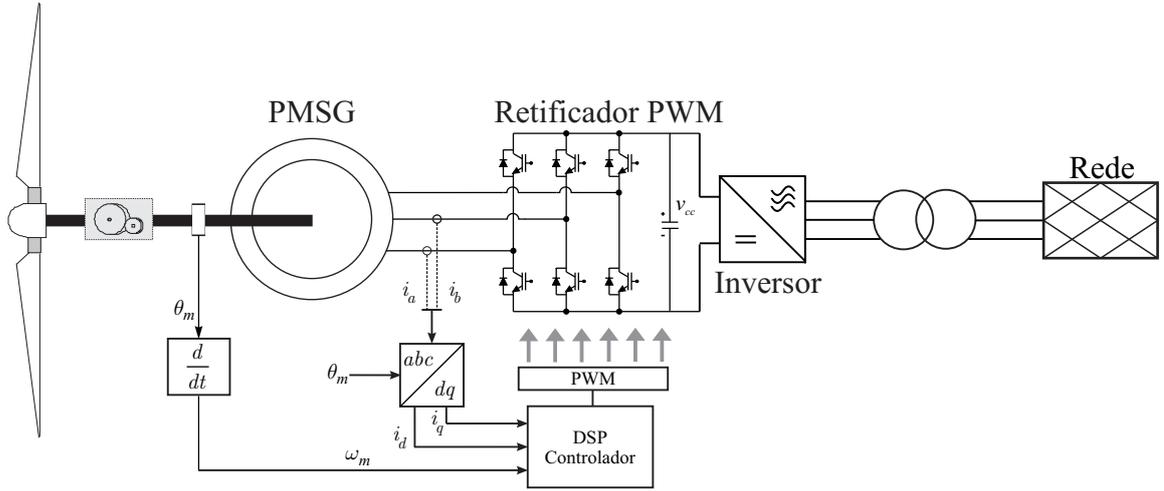


Figura 4.2: Sistema de conversão de energia eólica.

uma caixa de engrenagem na formulação dos modos para generalizá-los. Desta forma, a velocidade mecânica  $\omega_m$  do gerador é dada por

$$\omega_m = G\omega_t \quad (4.13)$$

sendo  $\omega_t$  a velocidade da turbina eólica e  $G$  o fator de conversão da caixa de engrenagem. A velocidade elétrica do gerador é definida por

$$\omega_e = \frac{N_p}{2}\omega_m \quad (4.14)$$

onde  $N_p$  é o número de pólos do PMSG.

Para formalizar os modos de operação, assume-se o modelo em regime permanente

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q(1+r_x) \\ \omega_e L_d(1+r_x) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{pm}(1+r_x) \end{bmatrix} \omega_e \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{1}{1+r_x} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \end{bmatrix} + \frac{r_x}{R_s(1+r_x)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

do PMSG partindo do modelo dinâmico (2.41)–(2.42), para  $r_x = R_s/R_c$  sendo a resistência

$R_c$  dada por

$$R_c = \frac{1}{\frac{1}{R_{edd}} + \frac{1}{r_{hys}\omega_e}} \quad (4.17)$$

conforme demonstrado em (2.37). Já, para contemplar os efeitos da saturação magnética, é suficiente expressar a indutância  $L_q$  dada por (2.30) como segue

$$L_q = L_{q0} - k|I_q|. \quad (4.18)$$

Em seguida, substituindo (4.15) em (4.16), obtém-se o modelo

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q(1+r_x) \\ \omega_e L_d(1+r_x) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{pm}(1+r_x) \end{bmatrix} \omega_e \quad (4.19)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\omega_e \frac{L_q r_x}{R_s} \\ \omega_e \frac{L_d r_x}{R_s} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\psi_{pm} r_x}{R_s} \end{bmatrix} \omega_e \quad (4.20)$$

que será utilizado para formalização dos modos operacionais. Por sua vez, o conjugado eletromagnético do gerador fornecido por (2.43) corresponde a

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} [\psi_{pm} I_{oq} + (L_d - L_q) I_{od} I_{oq}]. \quad (4.21)$$

Além disso, considera-se que a corrente do gerador seja

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (4.22)$$

enquanto a tensão do gerador é dada por

$$V_s = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}. \quad (4.23)$$

Por fim, em um sistema de conversão de energia eólica é fundamental a extração da máxima potência do vento, sempre que permitido. A potência mecânica  $P_m$  extraída do vento é dada por

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_p(\lambda, \beta) v_w^3 \quad (4.24)$$

sendo  $r$  o raio das pás da turbina eólica em  $m$ ,  $\rho$  a densidade atmosférica em  $kg/m^3$ ,  $v_w$  a velocidade do vento em  $m/s$ ,  $\lambda$  a relação de velocidade na ponta das pás ou *tip speed ratio* (TSR) dado por

$$\lambda = r \frac{\omega_t}{v_w} \quad (4.25)$$

e  $C_p(\lambda, \beta)$  o coeficiente de potência que representa o perfil aerodinâmico da turbina eólica.

Uma expressão geral é dada por (1.3), sendo simplificada para

$$C_p(\lambda) = a_1 \left[ a_2 \left( \frac{1}{\lambda} - a_9 \right) - a_6 \right] e^{-a_7 \left( \frac{1}{\lambda} - a_9 \right)} \quad (4.26)$$

quando o ângulo de passo  $\beta$  das pás é admitido nulo. Na expressão (4.26), os valores das constantes  $a_1$  a  $a_9$  são ajustados para obter uma melhor correspondência com os dados do fabricante da turbina. Neste trabalho, adotou-se  $a_1 = 0.73$ ,  $a_2 = 151$ ,  $a_6 = 13.2$ ,  $a_7 = 18.4$  e  $a_9 = -0.003$  (SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003). Ademais, o valor máximo de  $C_p(\lambda)$  ocorre quando  $\lambda = \lambda_{opt}$ , sendo o valor ótimo  $\lambda_{opt}$  determinado por

$$\left. \frac{d}{d\lambda} C_p(\lambda) \right|_{\lambda=\lambda_{opt}} = 0. \quad (4.27)$$

nesse caso  $\lambda_{opt} \cong 7.2064$  que implica  $C_p \cong 0.441$ .

Em métodos de rastreamento do ponto de máxima potência ou *maximum power point tracking* (MPPT) baseado na relação de velocidade de ponta das pás  $\lambda$ , a velocidade da turbina  $\omega_t$  deve ser ajustada conforme a velocidade do vento  $v_w$  para manter  $\lambda = \lambda_{opt}$ . Um caminho para isso é executar o controle de conjugado ótimo (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

O conjugado mecânico da turbina  $T_t$  pode ser dado por

$$T_t = \frac{P_m}{\omega_t} \quad (4.28)$$

onde a potência mecânica  $P_m$  corresponde a expressão (4.24). A velocidade do vento  $v_w$  pode ser obtida em função da velocidade da turbina  $\omega_t$  por (4.25). Desta forma, (4.28) pode ser reescrita como

$$T_t = \frac{1}{2} \rho \pi r^5 \frac{C_p(\lambda)}{\lambda^3} \omega_t^2. \quad (4.29)$$

Considerando que não há perdas entre os eixos da turbina e do gerador, então com as expressões (4.13) e (4.28), o conjugado mecânico do gerador  $T_m$  corresponde a

$$T_m = \frac{1}{G} T_t. \quad (4.30)$$

que através de (4.13) e após a substituição de (4.29), assume a forma

$$T_m = \frac{1}{2} \rho \pi r^5 \frac{C_p(\lambda)}{(G\lambda)^3} \omega_m^2. \quad (4.31)$$

Portanto, fazendo  $\lambda = \lambda_{opt}$  obtém-se uma referência de conjugado para o gerador dado por

$$T_{m_{opt}} = K_{opt} \omega_m^2 \quad (4.32)$$

onde

$$K_{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi r^5 \frac{C_p(\lambda_{opt})}{(G \lambda_{opt})^3} \quad (4.33)$$

que permite atingir o ponto de operação ótimo. Observa-se que a constante  $K_{opt}$  é determinada pelas características da turbina eólica. As Figuras 4.3 e 4.4 apresentam as curvas de potência e de conjugado, respectivamente, para diferentes velocidades do vento  $v_w$ , destacando as curvas ótimas de potência e conjugado. Adotou-se uma variação de  $1 \text{ m/s}$  para  $v_w \in [13 \text{ } 19] \text{ m/s}$ .

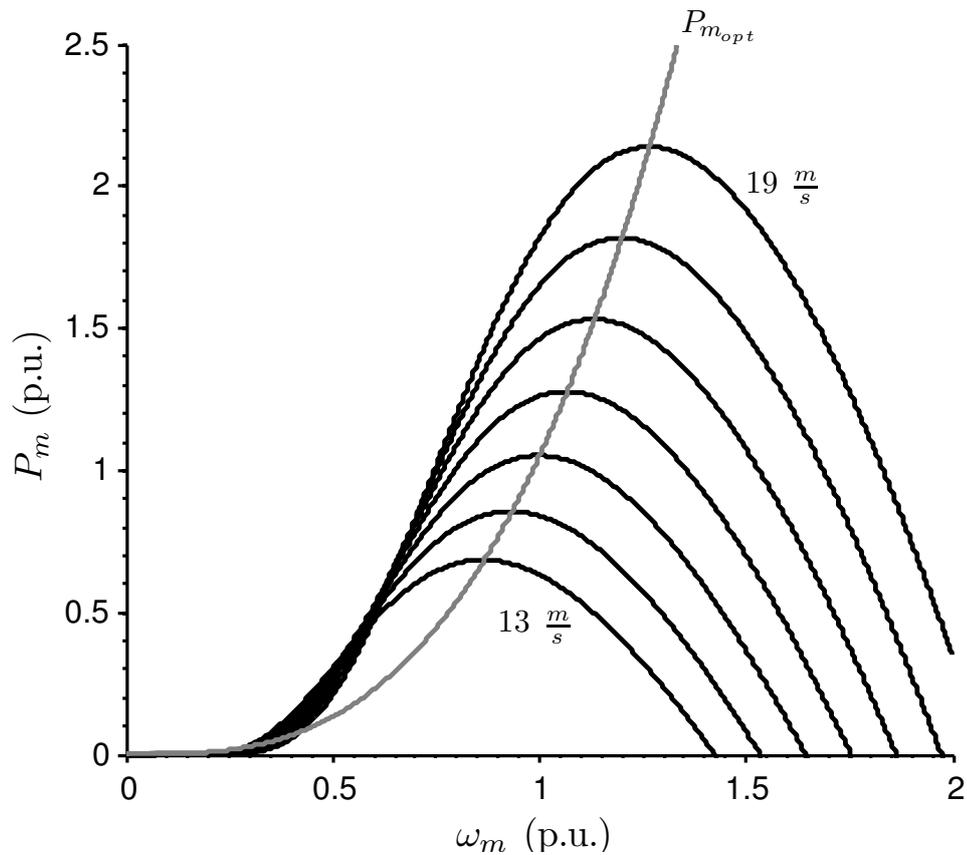


Figura 4.3: Curvas de potência e potência ótima  $P_{m_{opt}}$  do gerador em função da velocidade de sua velocidade mecânica  $\omega_m$  para diferentes velocidades do vento.

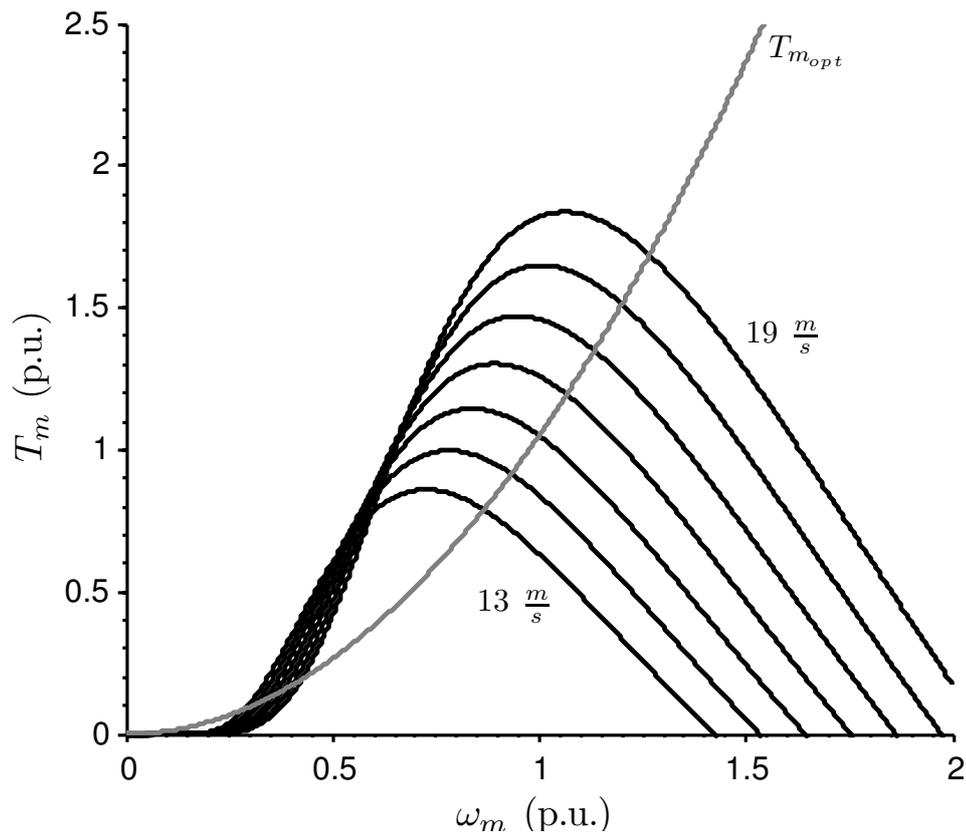


Figura 4.4: Curvas de conjugado e conjugado ótimo  $T_{m_{opt}}$  do gerador em função da velocidade de sua velocidade mecânica  $\omega_m$  para diferentes velocidades do vento.

Outras metodologias para controle de MPPT podem ser aplicadas nos modos de operação descritos a seguir. Todavia, é necessário elaborar adequadamente uma função para descrever o controle de MPPT utilizado, antes de inseri-lo nos modos de operação.

### 4.3.1 Modo de maximização de eficiência

Neste modo, o objetivo é minimizar as perdas do conjunto PMSG e retificador PWM, assim como obter um conjugado ótimo para o gerador, a fim de garantir o rastreamento do ponto de máxima potência. Desta forma, é possível obter a maximização da eficiência do sistema ou conjunto PMSG e retificador PWM.

Do ponto de vista da minimização das perdas do gerador, suas correntes em coordenadas síncronas  $dq$  podem ser reguladas pela estratégia de controle de conjugado máxima que minimiza a magnitude das correntes para um dado conjugado. Ela permite minimizar as perdas do cobre do gerador (MONAJEMY, 2000), mas não contempla as perdas do núcleo do estator. Por este motivo, a minimização das perdas do gerador não é garantida. Portanto, para minimização das perdas, devem ser consideradas tanto as

perdas do cobre (2.26) dada por

$$P_{cu} = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) \quad (4.34)$$

quanto as perdas do núcleo do estator (2.39) que podem ser expressas por

$$P_{fe} = \frac{3}{2} \frac{\omega_e^2}{R_c} [(L_q I_{oq})^2 + (L_d I_{od} + \psi_{pm})^2]. \quad (4.35)$$

As perdas do gerador  $P_{loss}$  corresponde a soma das duas componentes, como segue

$$P_{loss} = P_{cu} + P_{fe}. \quad (4.36)$$

Do ponto de vista do retificador, suas perdas correspondem ao somatório das perdas por condução e por comutação para cada chave semicondutora. Ambas as perdas dependem da estratégia de modulação, da corrente de fase  $i_{fase}$ , que passa pela chave e de suas características elétricas, disponibilizadas no manual do fabricante ou *datasheet*. Para uma chave, as perdas por condução, devido ao transistor ou IGBT e ao diodo, podem ser expressas por

$$P_{cond} = \frac{1}{2} \sum \left[ \int_0^{2\pi} v_{sat} |i_{fase}(\theta)| g_{cmd}(\theta) d\theta \right] \quad (4.37)$$

sendo  $v_{sat}$  uma tensão de saturação dada pelo *datasheet* e  $g_{cmd}$  uma função para determinar o estado de condução. Por sua vez, as perdas por comutação, devido às transições de comutação do IGBT e à recuperação reversa do diodo, podem ser dadas por

$$P_{comut} = \frac{1}{2\pi} f_c \sum \left[ \int_0^{2\pi} E_p (|i_{fase}(\theta)|) g_p(\theta) d\theta \right] \quad (4.38)$$

onde  $E_p$  é a energia perdida numa transição de comutação ou pela recuperação reversa, sendo obtida pelo *datasheet*,  $g_p(\theta)$ . Esta é uma função para determinar os estados de perdas do IGBT ou diodo e  $f_c$  é a frequência de comutação do retificador. As perdas do retificador podem ser calculadas por

$$P_{rect} = \sum_{n=1}^k [P_{cond} + P_{comut}] \quad (4.39)$$

sendo  $k$  o número de chaves semicondutoras. As perdas do retificador são descritas com maiores detalhes no Anexo C.

#### 4.3.1.1 Procedimento para maximização da eficiência do conjunto gerador e retificador

Para atingir a maximização da eficiência, as correntes do gerador devem ser reguladas para minimizar as perdas do gerador (4.36) e do retificador (4.39) ao mesmo tempo que devem produzir um conjugado ótimo e ainda satisfazer as condições de tensão (4.7), e de corrente (4.12) do retificador.

O problema de maximização da eficiência pode ser solucionado por métodos numéricos de otimização.

Inicialmente, define-se uma função de otimização  $F_{rect}$  cujas entradas são a velocidade elétrica do gerador  $\omega_e$ , o vetor de tensão  $V_{dq} = [V_d \ V_q]^T$  e o vetor de corrente  $I_{dq} = [I_d \ I_q]^T$ , enquanto a saída são as perdas (4.39) do retificador. A função é descrita pela Tabela 4.1. Os passos apresentados na Tabela 4.1 podem ser sumarizados pelo fluxograma apresentado

Tabela 4.1: Descrição da função de otimização  $F_{rect}$ .

---

Calcula-se o ângulo de deslocamento  $\phi$  entre  $V_{dq}$  e  $I_{dq}$ ;

Determina-se o ângulo de fase  $\theta$  por  $\omega_e$ ;

Calcula-se a corrente de fase:  $i_{fase} = \|I_{dq}\| \cos(\theta + \phi)$ ;

Transforma-se o vetor  $V_{dq}$  para eixo estacionário  $\alpha\beta$ , obtendo  $V_{\alpha\beta}$ ;

Executa-se a modulação vetorial e obtém-se os sinais das chaves (*Gate*);

Determina-se a função  $g_{cmd}$  por  $i_{fase}$  e *Gate*;

Determina-se a função  $g_p$  por *Gate* e  $g_{cmd}$ ;

Calcula-se as perdas por condução  $P_{cond}$  (4.37) e por comutação  $P_{comut}$  (4.38);

Calcula-se as perdas totais do retificador  $P_{rect}$  (4.39).

---

pela Figura 4.5.

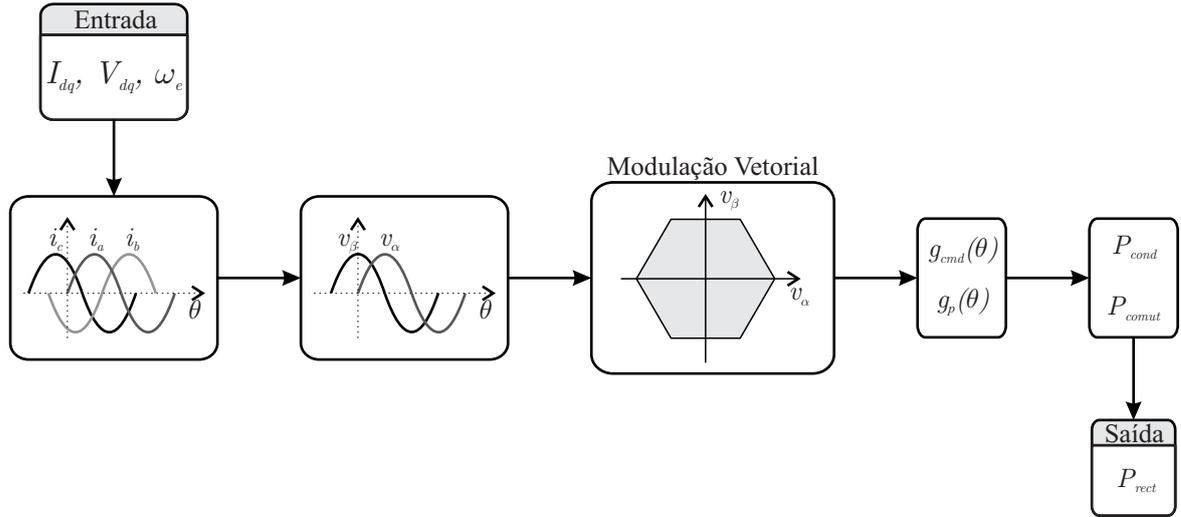


Figura 4.5: Fluxograma das etapas de implementação da função  $F_{rect}$ .

Uma vez determinada a função de otimização para as perdas do retificador, as correntes do gerador que garantem a maximização da eficiência do conjunto PMSG e retificador PWM podem ser obtidas pelo problema de otimização apresentado pela Tabela 4.2. Para uma dada velocidade mecânica  $\omega_m$  do gerador, o processo de otimização

Tabela 4.2: Problema de otimização para maximização de eficiência do PMSG e do retificador PWM.

---


$$\text{Minimizar } Perdas = P_{loss} + P_{rect}$$

dada uma condição inicial para  $I_q$

e para uma entrada  $\omega_m > 0$

sujeito as condições:

$$\text{Equações: (4.17)–(4.20)}$$

$$P_{loss} = (4.36)$$

$$P_{rect} = F_{rect}(I_{dq}, V_{dq}, \omega_e)$$

$$\omega_e = \frac{N_p}{2} \omega_m$$

$$T_e + T_{mopt} = 0; (4.21) \text{ e } (4.32)$$

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{sm}$$

$$\sqrt{V_d^2 + V_q^2} < V_{sm}, \text{ para } V_{sm} = (4.5).$$


---

segue o fluxograma da Figura 4.6.

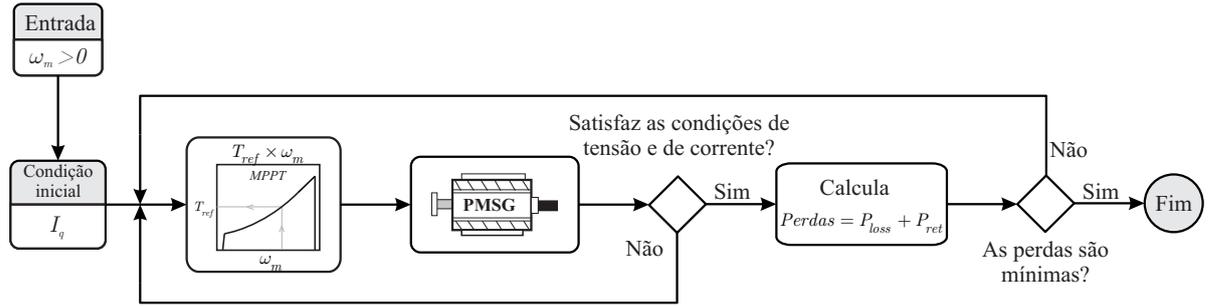


Figura 4.6: Fluxograma do processo para maximização de eficiência.

O processo de otimização desenvolve uma busca unidimensional para o valor ótimo da corrente  $I_q$ . Por sua vez, o valor ótimo da corrente  $I_d$  é determinado pelo conjugado elétrico (4.21) calculado por (4.32) e por (4.20), a partir do valor ótimo de  $I_q$ . Desta forma, obtém-se o vetor de corrente  $I_{dq} = [I_d \ I_q]^T$  que garante a maximização de eficiência do sistema.

A condição de tensão, onde  $V_{sm}$  é dado por (4.5), estabelece que a operação do retificador deve ser limitada na região linear. Em outras palavras, o modo de maximização de eficiência do sistema PMSG e retificador PWM é limitado para a operação na região linear do retificador. Portanto, para contemplar o intervalo da região linear, a velocidade  $\omega_m$  deve ser incrementada gradativamente e para cada valor, deve-se realizar o processo da Figura 4.6. A velocidade limite para o modo de maximização de eficiência, denominada  $\omega_{m1}$ , será obtida quando a condição de tensão satisfizer

$$V_d^2 + V_q^2 = V_{sm}^2 \quad (4.40)$$

para  $V_{sm} = \frac{\sqrt{3}}{3}v_{cc}$  (4.5). A partir desse instante, tanto a minimização das perdas quanto a operação na região linear não são garantidas. A partir disso, o limite de operação para o modo de maximização de eficiência é estabelecido.

### 4.3.2 Modo de limitação de tensão na região linear

Enquanto o gerador está em operação, tanto a corrente do gerador  $I_s$  quanto a sua tensão  $V_s$  aumentam, conforme a velocidade  $\omega_m$  vai aumentando. Embora a condição  $I_s \leq I_{sm}$  seja satisfeita, no instante em que  $V_s$  atinge o limite da operação do retificador na região linear, dado por  $\frac{\sqrt{3}}{3}v_{cc}$ , a velocidade mecânica do gerador assume o valor  $\omega_{m1}$ . A partir desse ponto, não é possível aplicar a maximização de eficiência, e o modo de limitação de tensão na região linear passa a ser caracterizado.

Nesse modo de operação, as correntes do gerador são reguladas para manter a tensão do gerador  $V_s$  ou o módulo do vetor  $V_{dq} = [V_d \ V_q]$  no limite de operação da região linear do retificador, ao mesmo tempo em que asseguram o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) pelo controle de conjugado ótimo por (4.32).

Uma vez que nesse modo não ocorre minimização de perdas do gerador e retificador e a tensão do gerador deve permanecer limitada, o procedimento para determinar as correntes do gerador resume-se a encontrar um mínimo de um problema especificado pela Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Problema de otimização para limitação de tensão na região linear.

Encontrar a corrente  $I_q$   
 para uma dada condição inicial  
 e para uma entrada  $\omega_m \geq \omega_{m1}$   
 sujeito as condições:

Equações: (4.17)–(4.20)

$$\omega_e = \frac{N_p}{2} \omega_m$$

$$T_e + T_{m_{opt}} = 0; \text{ (4.21) e (4.32)}$$

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{sm}$$

$$\sqrt{V_d^2 + V_q^2} = V_{sm}, \text{ para } V_{sm} = (4.5).$$

O fluxograma da Figura 4.7 representa o processo de otimização referente a Tabela 4.3 para uma dada velocidade  $\omega_m \geq \omega_{m1}$ . Nesse modo, o processo de otimização também

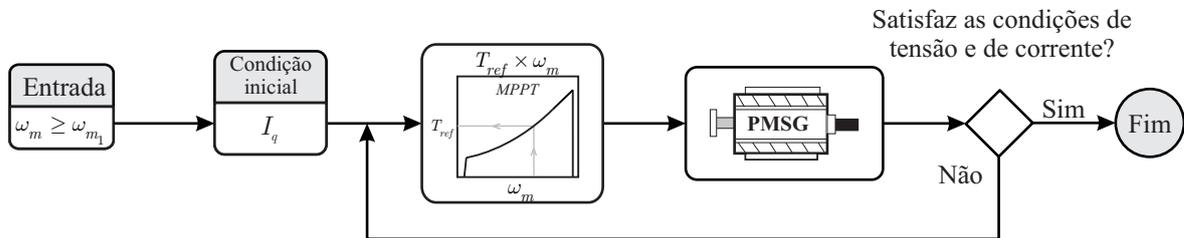


Figura 4.7: Fluxograma do processo para controle de limitação de tensão para região linear.

realiza uma busca unidimensional para  $I_q$ . Além disso, a determinação da corrente  $I_d$  segue os mesmos passos descritos para o procedimento da Tabela 4.2.

Neste modo, a tensão do gerador  $V_s$  será mantida constante e igual a  $\frac{\sqrt{3}}{3}v_{cc}$ , que corresponde ao limite da operação na região linear do retificador, independente da

velocidade  $\omega_m \geq \omega_{m_1}$ . Contudo, a corrente do gerador  $I_s$  ou o módulo do vetor de corrente  $I_{dq} = [I_d \ I_q]^T$  continua aumentando, conforme o incremento da velocidade  $\omega_m$  até que a condição

$$I_d^2 + I_q^2 = I_{sm}^2 \quad (4.41)$$

seja atingida. Nesse instante, a velocidade mecânica  $\omega_m$  assume um valor  $\omega_{m_2}$ . A partir desse ponto de operação, não há recursos de tensão e de corrente excedente para que o retificador opere na região linear, com limitação de tensão ou sem. Também, não é possível executar o controle de conjugado ótimo (MPPT). Portanto, as condições do problema de otimização da Tabela 4.3 não são satisfeitas. Conseqüentemente, chega-se ao fim do modo de limitação de tensão na região linear.

### 4.3.3 Modo de controle para região de sobremodulação

No ponto de operação do gerador cuja velocidade corresponde a  $\omega_m = \omega_{m_2}$ , o vetor de corrente  $I_{dq}$  do gerador satisfaz a condição (4.41), enquanto o vetor de tensão  $V_{dq}$  obedece à condição (4.40). Essas condições representam os limites operacionais para a região linear do retificador.

Almejando obter uma velocidade  $\omega_m > \omega_{m_2}$  e, com isso, obter um maior intervalo de operação de velocidade para o gerador, é possível levar o retificador a operar além da região linear. Para tanto, a técnica de sobremodulação descrita no Capítulo 3 pode ser aplicada. Desta forma, todo o recurso de tensão disponível pelo barramento CC pode ser utilizado, além de proporcionar um incremento na tensão fundamental do gerador.

Uma vez na região de sobremodulação, a tensão máxima disponível  $V_{sm}$  pelo retificador é dada por (4.6). Além disso, a técnica de sobremodulação possibilita uma transição suave e ordenada da região linear para o modo de seis-pulsos. Sabe-se que a região de sobremodulação é definida para uma tensão  $V_x$  contida no intervalo formado por (4.5)–(4.6), conforme segue

$$\frac{\sqrt{3}}{3}v_{cc} < V_x \leq \frac{2}{\pi}v_{cc}. \quad (4.42)$$

Assume-se que

$$V_{sm_1} = \frac{\sqrt{3}}{3}v_{cc} \quad (4.43)$$

é o limite inferior, enquanto

$$V_{sm_2} = \frac{2}{\pi}v_{cc} \quad (4.44)$$

é o limite superior desse intervalo de tensão. Assim, propõe-se aqui uma função que determine a velocidade de convergência para a transição da operação da região linear

para a operação no modo de seis-pulsos. A velocidade de convergência é escolhida pelo projetista para que a transição ocorra em uma velocidade mecânica  $\omega_{m_x}$  de interesse. A função de transição é descrita como segue

$$V_x(\omega_m) = \begin{cases} \text{se } (\omega_{m_2} \leq \omega_m \leq \omega_{m_x}) \\ \quad z = \frac{V_{sm_2} - V_{sm_1}}{\omega_{m_x} - \omega_{m_2}} (\omega_m - \omega_{m_2}) + V_{sm_1} \\ \text{senão} \\ \quad z = V_{sm_2} \\ \text{retornar } z. \end{cases} \quad (4.45)$$

A função (4.45) representa nada mais que a equação de uma reta. Desta forma, o coeficiente angular da reta pode ser ajustado de maneira que a transição ocorra tão suave quanto se queira. Assim, a condição de tensão para esse modo de operação pode ser definido por

$$V_d^2 + V_q^2 = [V_x(\omega_m)]^2. \quad (4.46)$$

No modo de controle para região de sobremodulação, o processo de otimização é mais direto. O intervalo de velocidade em que o processo será executado já é previamente definido. Como é de conhecimento, esse modo de operação inicia a partir de uma velocidade  $\omega_m = \omega_{m_2}$ . Por sua vez, a velocidade limite ou velocidade crítica  $\omega_{m_{cr}}$ , neste caso, é determinada pela Figura 4.1. Conforme mencionado, os semi-eixos das elipses limitantes de tensão diminuem enquanto a velocidade do gerador aumenta. O ponto de operação crítico ocorre quando há apenas um ponto de interseção entre a elipse limitante de tensão e a circunferência limitante de corrente, situação ilustrada pela Figura 4.8.

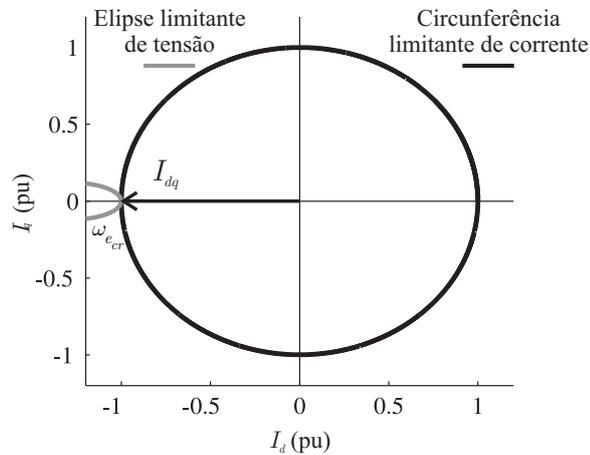


Figura 4.8: Ponto de operação crítico do gerador.

Nesse ponto de operação, onde  $\omega_m = \omega_{m_{cr}}$ , o vetor de corrente  $I_{dq}$  está exclusivamente sobre o eixo direto e uma vez que a condição de corrente (4.41) é satisfeita, obtém-se

$$\begin{aligned} I_d &= -I_{sm} \\ I_q &= 0. \end{aligned} \quad (4.47)$$

Assim, substituindo (4.47) em (4.9) e a partir de (4.14) a velocidade mecânica crítica pode ser calculada por

$$\omega_{m_{cr}} = \frac{2}{N_p} \frac{V_{sm}}{\psi_{pm} - L_d I_{sm}} \quad (4.48)$$

em  $rad/s$  e sendo  $V_{sm}$  dado por (4.6).

O processo de otimização é descrito pela Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Problema de otimização para controle para região de sobremodulação.

Encontrar a corrente  $I_q$

para uma dada condição inicial

e para uma entrada  $\omega_{m_2} \leq \omega_m \leq \omega_{m_{cr}}$

sujeito as condições:

Equações: (4.17)–(4.20)

$$\omega_e = \frac{N_p}{2} \omega_m$$

$$I_d^2 + I_q^2 = I_{sm}^2$$

$$V_d^2 + V_q^2 = [V_x(\omega_m)]^2$$

O fluxograma para esse processo de otimização é ilustrado pela Figura 4.9.

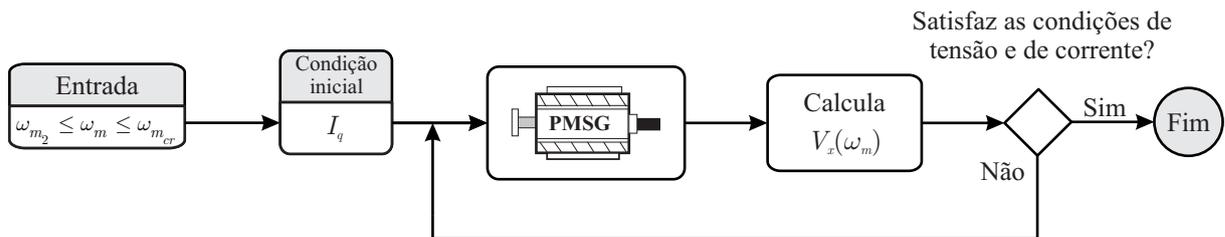


Figura 4.9: Fluxograma do processo de otimização para controle na região de sobremodulação.

A corrente  $I_d$  ótima é obtida diretamente pela condição de corrente (4.41) para a

corrente  $I_q$  ótima determinada pelo processo de otimização.

## 4.4 Resultados de otimização

Por conveniência, os modos de maximização de eficiência, de limitação de tensão na região linear e de controle para região de sobremodulação serão denominados, respectivamente, por modo I, II e III.

Existem diversos pacotes matemáticos que permitem determinar facilmente as correntes  $I_d$  e  $I_q$ , para cada modo de operação, seguindo os respectivos processos de otimização. Especificamente, o programa *Matlab*<sup>®</sup> apresenta um *toolbox* para otimização, que dentre as funções existentes, utilizou-se a função *fmincon*. Essa função tenta encontrar um valor mínimo para uma função escalar, não-linear, de várias variáveis e com restrições começando por uma estimativa inicial das variáveis de busca. A isso geralmente se denomina otimização não-linear com restrições ou programação não-linear. Para maiores detalhes consultar (THE MATHWORKS, 2008).

Os parâmetros adotados para os problemas de otimização são apresentados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5: Parâmetros para realização dos processos de otimização.

Gerador	
$N_p$	4 pólos
$L_{q0}$	22.7 mH
$k$	0.657 mH/A
$L_d$	8.3 mH
$R_s$	0.64 $\Omega$
$\psi_{pm}$	0.108 Wb
$r_{hys}$	40 $\Omega^{-1}$ s/rad
$R_{edd}$	260 $\Omega^{-1}$
$\omega_{m_{nom}}$	1800 rpm
$P_{nom}$	500 W
Turbina eólica	
$K_{opt}$	$7.541 \times 10^{-5} Nm / \left(\frac{rad}{s}\right)^2$
Retificador PWM	
$I_{sm}$	8.66 A
$v_{cc}$	61 V
$f_c$	10 kHz

Os resultados a seguir serão normalizados em relação a  $I_{sm}$ ,  $v_{cc}$ ,  $P_{nom}$  e  $\omega_{mnom}$ , respectivamente, para corrente elétrica, tensão, potência e velocidade.

Resolvendo os problemas de otimização referente as Tabelas 4.2, 4.3 e 4.4, pode-se obter as correntes ótimas  $I_d$  e  $I_q$  do gerador para os três modos de operação do sistema PMSG e retificador PWM, modo I, II e III. A Figura 4.10 apresenta como resultado do processo de otimização as correntes do gerador.

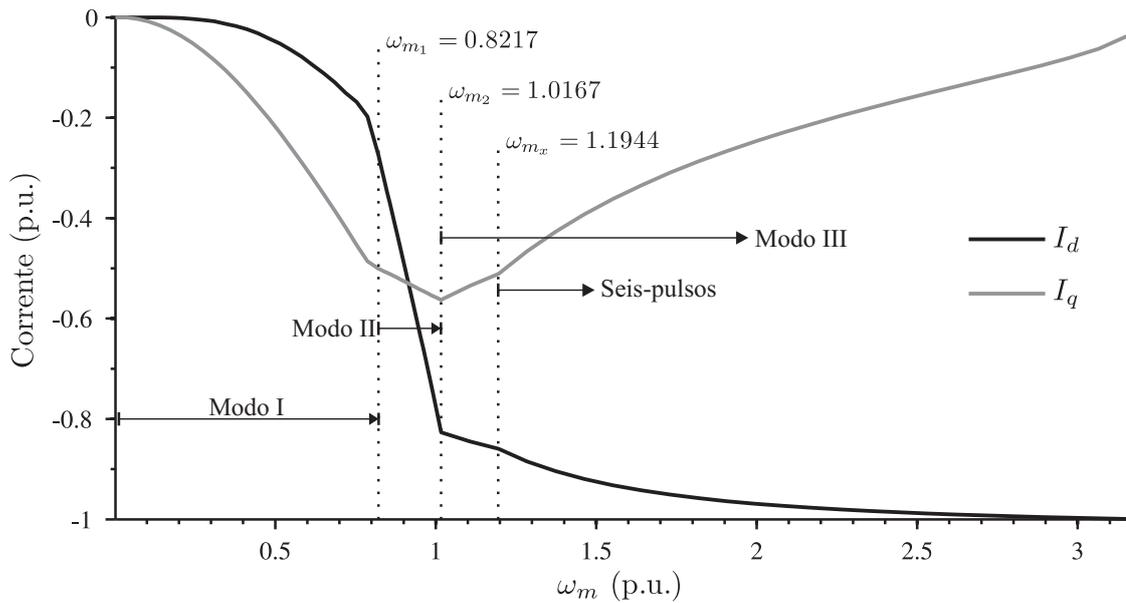


Figura 4.10: Resultado do processo de otimização para os três modos de operação.

As velocidade limites assim como a velocidade de transição são mostradas na Tabela 4.6.

Tabela 4.6: Velocidades limites e de transição.

	(p.u.)	rpm
$\omega_{m1}$	0.8217	1479.0
$\omega_{m2}$	1.0167	1830.12
$\omega_{m_{cr}}$	3.1542	5677.55
$\omega_{m_x}$	1.1944	2150.0

Através da Figura 4.10 e da Tabela 4.6, é facilmente possível identificar os intervalos de velocidades para cada modo de operação. Todavia, vale ressaltar que o modo de seis-pulsos ou simplesmente seis-pulsos, começando a partir de  $\omega_m = 2150$  rpm, pertence ao modo III. A Tabela 4.7 formaliza os intervalos para cada modo.

Tabela 4.7: Intervalos de velocidades para os modos de operação.

Modo	Intervalo de velocidade (p.u.)
I	$0 \leq \omega_m \leq 0.8217$
II	$0.8217 < \omega_m \leq 1.0167$
III	$1.0167 < \omega_m \leq 3.1542$

Neste momento, torna-se pertinente é determinar uma função para calcular as correntes do gerador. Uma vez que se tem as curvas de corrente  $I_d$  e  $I_q$  pela velocidade  $\omega_m$  do gerador, é possível realizar uma aproximação polinomial tal que as correntes sejam funções da velocidade do gerador. Desta forma, cada corrente de coordenadas síncronas pode ser aproximada por um polinômio dado por

$$I_k = \sum_{j=0}^{n-1} c_j \omega_m^j; \text{ para } k = d, q. \quad (4.49)$$

onde o grau  $n$  do polinômio é escolhido pelo projetista. Além disso, é aconselhável obter uma função de aproximação para cada modo de operação, almejando minimizar o erro de aproximação. Os coeficientes dos polinômios para cada corrente seguindo as curvas da Figura 4.10 são apresentados para cada modo, respectivamente, nas Tabelas 4.8, 4.9 e 4.10.

Tabela 4.8: Coeficientes do polinômio de aproximação para o modo I.

	$I_d$	$I_q$
$c_7$	-120.983839645	48.642319682
$c_6$	315.332955712	-128.268058762
$c_5$	-321.374271063	132.310429460
$c_4$	162.068967998	-67.143294841
$c_3$	-42.579528014	17.614641965
$c_2$	5.327022362	-3.191639435
$c_1$	-0.251956789	0.129140738
$c_0$	0.001819602	-0.000759764

Tabela 4.9: Coeficientes do polinômio de aproximação para o modo II.

	$I_d$	$I_q$
$c_7$	26.818504594	-16.482932648
$c_6$	-212.084660799	110.478147622
$c_5$	676.023639052	-310.914871564
$c_4$	-1153.343301134	477.269129693
$c_3$	1148.636275617	-430.598850224
$c_2$	-670.339883134	226.661510105
$c_1$	209.761533884	-63.824668348
$c_0$	-26.247006781	6.854667992

Tabela 4.10: Coeficientes do polinômio de aproximação para o modo III.

	$I_d$	$I_q$
$c_7$	0.043039907	-0.043365491
$c_6$	-0.666301303	0.715052846
$c_5$	4.341083843	-4.933977544
$c_4$	-15.392831959	18.459791613
$c_3$	31.966591960	-40.363755660
$c_2$	-38.638554281	51.332727240
$c_1$	24.835532431	-34.618910558
$c_0$	-7.31358320	8.888226243

É necessário lembrar que o valor da corrente obtido pelos polinômios de aproximação de corrente, cujos coeficientes são fornecidos nas tabelas acima, estão normalizados pela corrente nominal do retificador  $I_{sm}$ .

Continuando com os resultados de otimização, a Figura 4.11 mostra a corrente  $I_s$  e a tensão  $V_s$  do gerador. Nessa figura, as condições de corrente e tensão para cada modo de operação são facilmente identificadas. Observa-se que a transição da operação do retificador da região linear para o modo de seis-pulsos ocorre de maneira suave, no ponto em que a velocidade  $\omega_m = \omega_{m_x}$ .

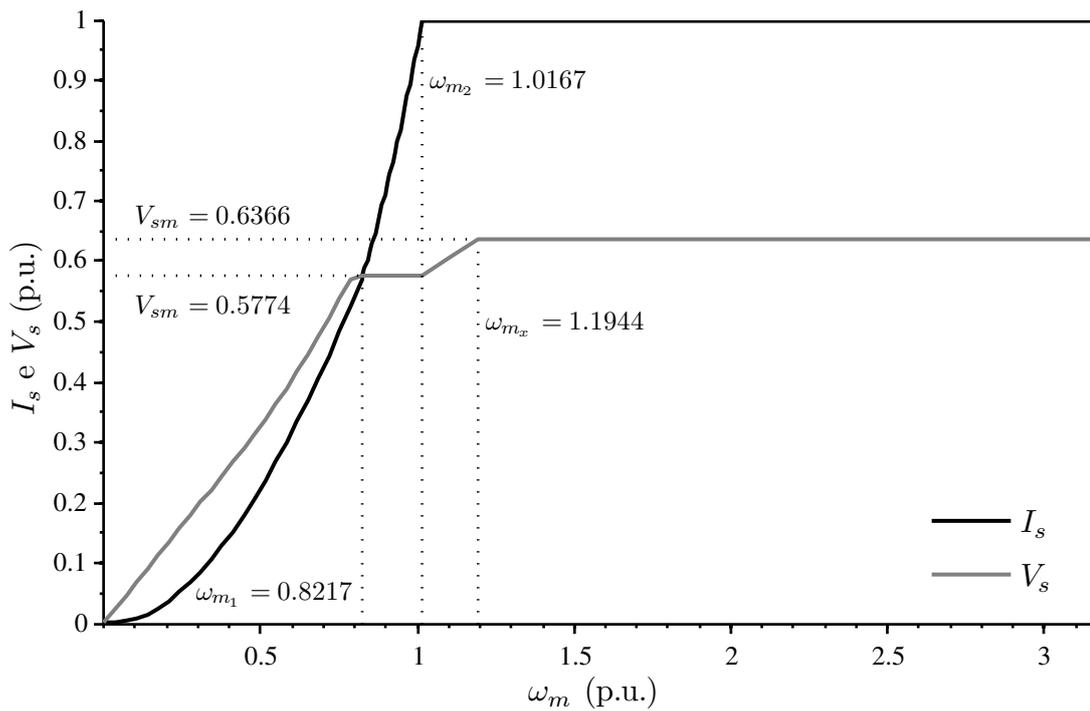


Figura 4.11: Corrente  $I_s$  e tensão  $V_s$  do gerador obtida pela otimização.

A Figura 4.12 mostra o fator de potência do gerador obtido para os modos de operação. Durante a caracterização dos modos, um fator de potência unitário não é garantido em momento algum. Entretanto, é a partir do modo de seis-pulsos que ocorre uma redução significativa do fator de potência.

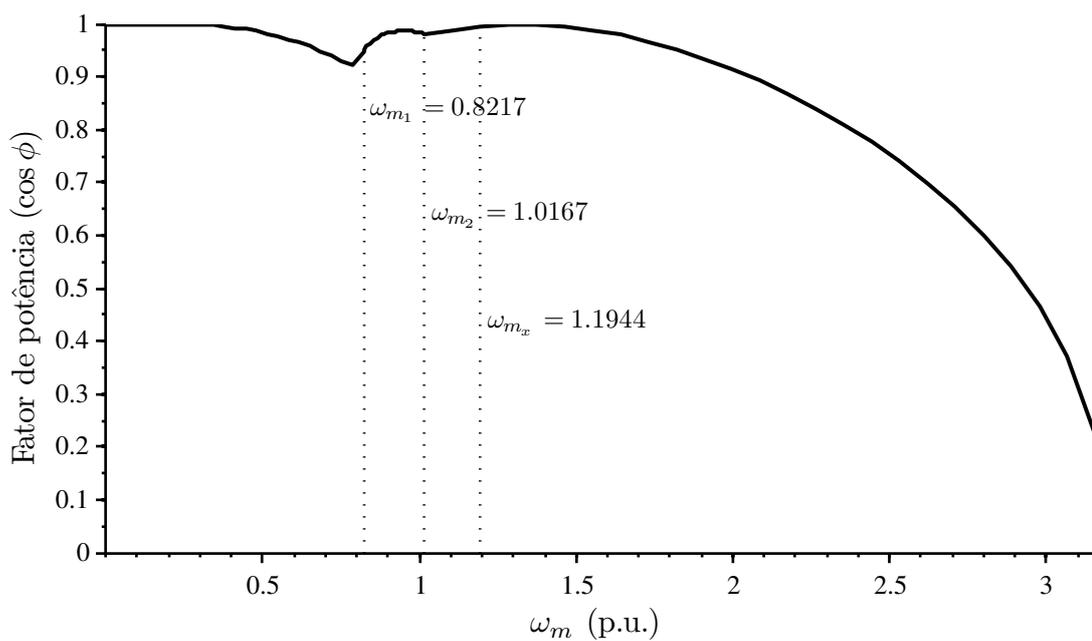


Figura 4.12: Fator de potência  $\cos \phi$  do gerador nos modos de operação.

A Figura 4.13 apresenta o rendimento do gerador. Nesse caso, apenas para uma velocidade  $\omega_m \leq \omega_{m_1}$  se garante o rendimento máximo para o gerador, uma vez que o modo I ou modo de maximização de eficiência é limitado para  $\omega_{m_1}$ . Já no modo II, para  $\omega_{m_1} < \omega_m \leq \omega_{m_2}$ , ou modo de limitação de tensão, ocorre a máxima extração de potência realizada pelo controle de conjugado ótimo (MPPT). Por fim, no modo III ou modo de sobremodulação ( $\omega_m \geq \omega_{m_x}$ ), há somente limitação de corrente  $I_s$  e de tensão  $V_s$  do gerador, sem qualquer minimização de perdas ou controle de MPPT.

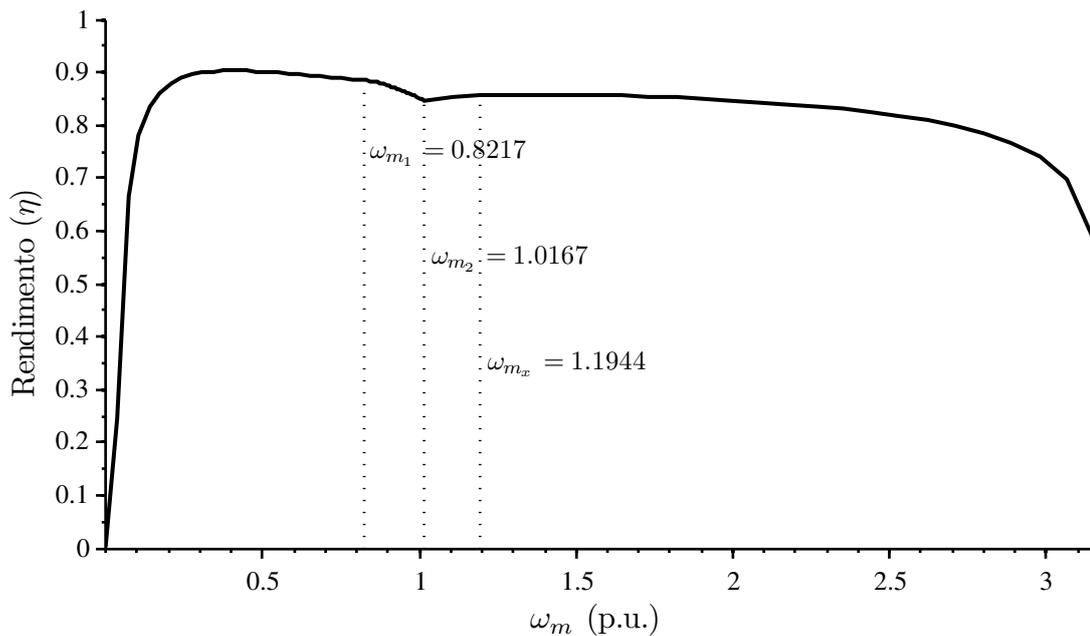


Figura 4.13: Rendimento  $\eta$  do gerador para os modos de operação.

A Figura 4.14 apresenta o conjugado elétrico  $T_e$  do gerador e o conjugado mecânico ótimo  $T_{m_{opt}}$  proporcionado pelo controle de MPPT. Como é possível observar graficamente, ambos os conjugados são iguais até o limite do modo II que ocorre em  $\omega_m = \omega_{m_2}$ . Esse comportamento já era previsto, pois tanto o modo I quanto o modo II são contemplados pelo controle de MPPT.

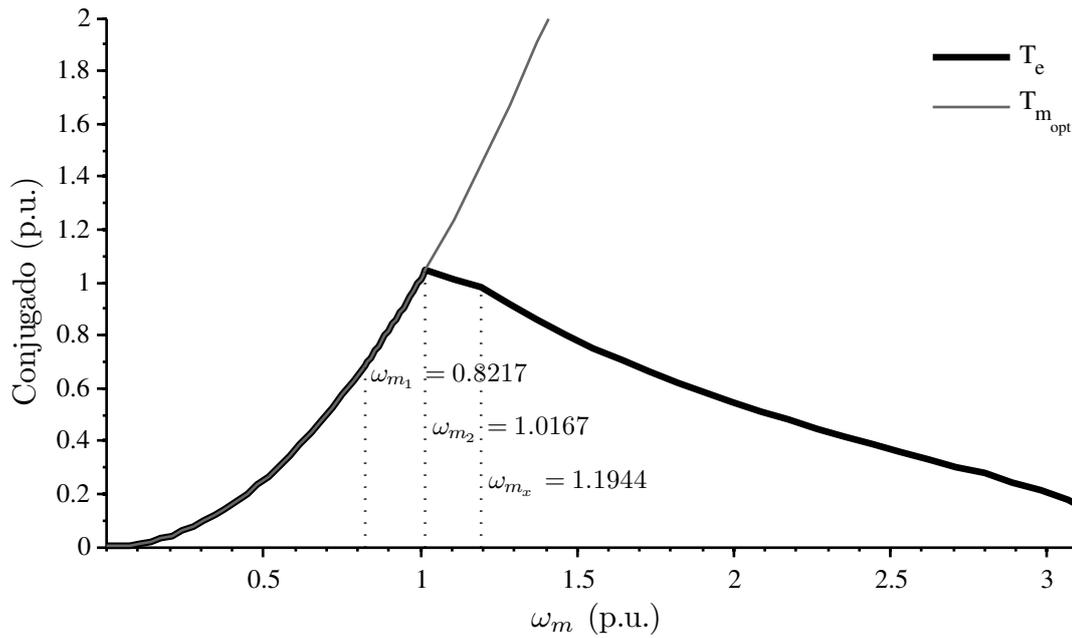


Figura 4.14: Conjugado elétrico do gerador e conjugado ótimo para os modos de operação.

A Figura 4.15 mostra a potência no eixo do gerador  $P_{sh}$  obtida pelos modos de operação descritos e a potência mecânica extraída do vento  $P_m$  para variação de  $2 \frac{m}{s}$  na velocidade do vento  $v_w \in [8 \ 18] \frac{m}{s}$ . Os valores nominais de potência e velocidade do gerador ocorrem quando a  $v_w = 10 \frac{m}{s}$ . A potência no eixo, por sua vez, diminui com o aumento da velocidade do gerador, de maneira que em uma dada velocidade do vento,  $v_w > 18 \frac{m}{s}$ , pode acontecer que as curvas de  $P_{sh}$  e  $P_m$  não apresentem ponto de interseção. Nesse caso, a turbina eólica tende a entrar em colapso. Assim, para manter a integridade mecânica de um sistema de conversão de energia eólica, é necessário que haja um método de limitação de potência aerodinâmica, seja ele por *stall* ativo ou passivo, controle de passo, *furling*.

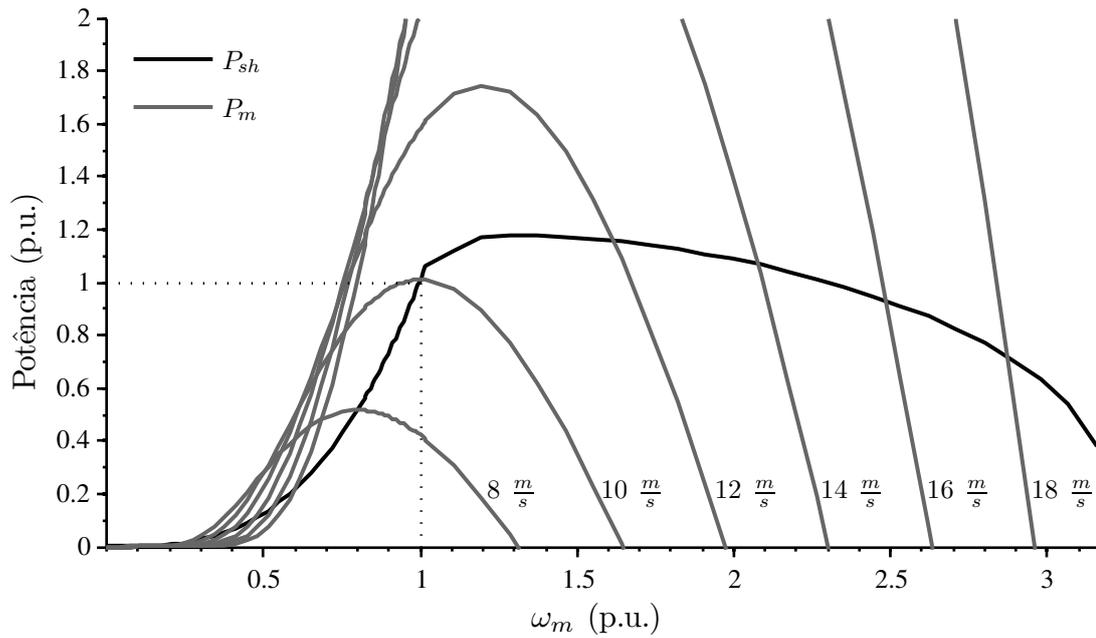


Figura 4.15: Potência no eixo do gerador  $P_{sh}$  e potência mecânica extraída do vento  $P_m$  para os modos de operação.

## 4.5 Conclusão

Nesse capítulo, os modos de operação da turbina eólica foram caracterizados almejando a maximização da eficiência do sistema de conversão de energia eólica. Além disso, uma função foi proposta para realizar uma transição suave entre a operação do retificador na região linear para sobremodulação. Em seguida, as correntes do gerador foram determinadas por aproximação polinomial em função da velocidade do gerador para satisfazer as restrições de tensão e corrente do retificador PWM.

# 5 PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

## 5.1 Introdução

Neste capítulo, o projeto dos controladores de corrente em coordenadas síncronas  $dq$  será desenvolvido para atuar nos três modos de operação do conjunto PMSG e retificador PWM, definidos no Capítulo 4.

A alternativa mais comum é utilizar controladores proporcionais-integrais (PI) em eixos síncronos (KHAMBADKONE; HOLTZ, 2002). No entanto, o controlador de corrente convencional apresenta dois problemas na operação do retificador na região de sobremodulação (PARK et al., 2008). O primeiro é o fenômeno de sobrecarga dos estados dos controladores (*windup*), que é interpretado como uma incoerência entre os estados e a saída do controlador quando, por exemplo, o sinal de controle satura (KOTHARE et al., 1994). O segundo problema é causado pela existência de harmônicas de tensão que distorcem as correntes do gerador podendo resultar numa operação oscilatória.

Para projetar os controladores adequadamente, o projeto será dividido em três etapas. Na primeira etapa os ganhos dos controladores PI serão determinados. Em um segundo momento, a função de saturação para limitar a ação de controle será especificada e a estrutura para anti-sobrecarga será determinada, assim como seu ganho. Na terceira etapa, o método para compensação das harmônicas de corrente será apresentado. Em seguida, o sistema de controle completo será descrito. Por fim, os resultados de simulação serão mostrados para confirmar o desempenho satisfatório do sistema de controle projetado.

## 5.2 Projeto dos controladores de corrente e mecanismo de anti-sobrecarga

O projeto dos controladores admite o modelo nominal do sistema (2.22) determinado no Capítulo 2, aqui apresentado por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_e L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_e L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_{pm}}{L_q} \end{bmatrix} \omega_e. \quad (5.1)$$

A Figura 5.1 mostra o modelo do PMSG em diagrama de blocos em que se pode observar o acoplamento existente entre os eixos síncronos  $dq$ .

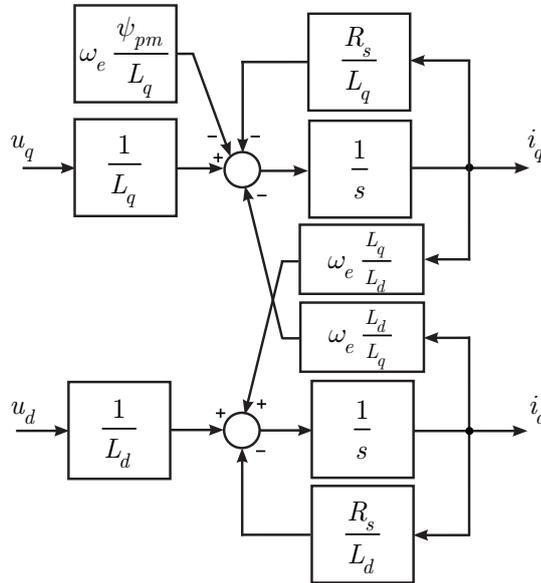


Figura 5.1: Diagrama de blocos do PMSG.

Em altas velocidades, os termos de acoplamento tendem a ser maiores. Assim, para compensar esses termos, a estratégia de desacoplamento mais comum é calcular os termos de acoplamento usando as correntes do gerador em coordenadas síncronas e somar o seu simétrico à saída do controlador numa malha de *feedforward*. Entretanto, o desempenho desse método de desacoplamento é altamente dependente da precisão da estimação dos parâmetros elétricos do gerador (JUNG; NAM, 1999).

Para o projeto, esses termos de acoplamento, assim como a tensão induzida  $\omega_e \psi_{pm}$ , são considerados como distúrbios externos. Desta forma, eles são desprezados. Além disso, as indutâncias  $L_d$  e  $L_q$  são consideradas iguais ( $L_d = L_q = L_{eq}$ ). Logo, obtém-se um sistema linear e invariante no tempo de uma entrada e uma saída, um sistema SISO. A função de

transferência que descreve as correntes do gerador em função das tensões é

$$G(s) = \frac{1}{sL_{eq} + R_s} \quad (5.2)$$

sendo  $G(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{i_q(s)}{u_q(s)}$ .

Nessa perspectiva, (COSTA, 2006) adota uma técnica clássica para projetar os controladores PI baseada na banda-passante  $\omega_b$  do sistema em malha fechada.

Considerando um controlador PI cuja função de transferência é dada por

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (5.3)$$

em que  $k_p$  é o ganho proporcional e  $k_i$  é o ganho integral. A Figura 5.2 apresenta o diagrama de blocos do sistema em malha fechada formado pelo controlador (5.3) e pelo sistema da função de transferência (5.2) para uma corrente de referência  $i_d^*$ . E a função

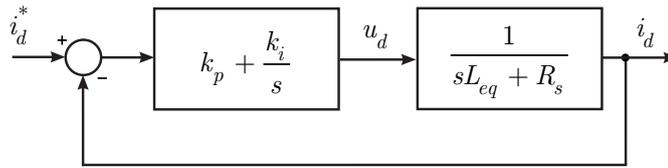


Figura 5.2: Diagrama de blocos do controle de corrente do PMSG.

de transferência do sistema em malha fechada pode ser expressa por

$$G_{cl}(s) = \frac{sk_p + k_i}{L_{eq}s^2 + (k_p + R_s)s + k_i}. \quad (5.4)$$

Todavia, a função de transferência (5.4) pode ser reescrita por

$$G_{cl}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.5)$$

se a condição  $k_p \gg R_s$  é satisfeita. Os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  para uma banda-passante  $w_b$  e um coeficiente de amortecimento  $\zeta$  do sistema (5.5) são determinados por (COSTA, 2006)

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_b L_{eq}}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}}} \quad (5.6)$$

$$k_i = \frac{\omega_b^2 L_{eq}}{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (5.7)$$

O próximo passo é determinar o ganho  $k_w$  do anti-sobrecarga, considerando o sistema de primeira ordem (5.2).

Diversas metodologias de anti-sobrecarga são estudadas em (KOTHARE et al., 1994). Dentro das técnicas clássicas, destaca-se o método de cálculo de re-rastreamento ou *tracking back calculation* por apresentar um bom compromisso entre desempenho e simplicidade de implementação (MARCH; TURNER, 2007). Nesse método, um erro entre a saída do controlador e a saída do atuador é gerado toda vez que a saída do controlador excede os limites do atuador. O sinal de erro é então multiplicado por um ganho e realimentado para correção dos estados do controlador. A Figura 5.3 ilustra esse método, sendo  $u_{dL}$  a saída saturada do controlador ou a saída do atuador definida por

$$u_{dL} = \begin{cases} -u_0; & u_d < -u_0 \\ u_d; & |u_d| \leq u_0 \\ u_0; & u_d > u_0 \end{cases} \quad (5.8)$$

com um limitante  $u_0$ .

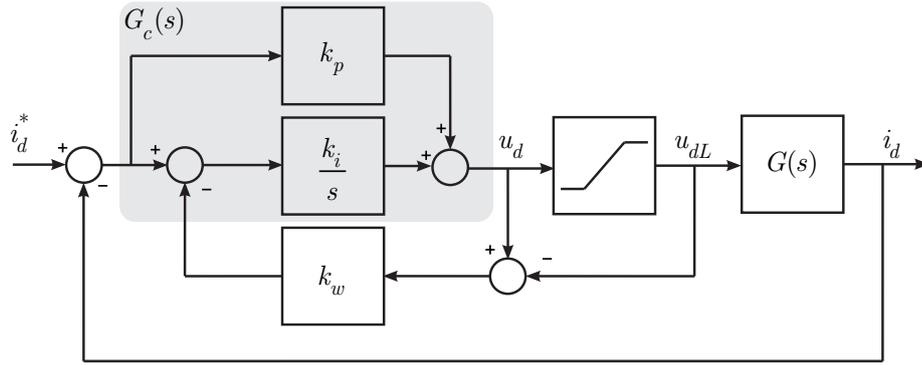


Figura 5.3: Diagrama de blocos do controle com mecanismo de anti-sobrecarga.

Para calcular o ganho  $k_w$ , a técnica de retroação de estados é utilizada. Considera-se o controlador com anti-sobrecarga da Figura 5.3, representado em equações de estados por

$$\frac{d}{dt}x_d = e_d - k_w(u_d - u_{dL}) \quad (5.9)$$

$$u_d = k_i x_d + k_p e_d \quad (5.10)$$

em que  $x_d$  é o estado do controlador,  $i_d^*$  é a corrente de referência,  $i_d$  é a corrente de realimentação e  $e_d$  é o sinal de erro ( $e_d = i_d^* - i_d$ ). Substituindo (5.10) em (5.9) e reorganizando-o, tem-se

$$\frac{d}{dt}x_d = -k_w k_i x_d + (1 - k_w k_p) e_d + k_w u_{dL} \quad (5.11)$$

Pela técnica de retroação de estados, a condição necessária e suficiente para que os pólos de um sistema possam ser alocados arbitrariamente é que esse sistema seja totalmente controlável. Assim, é possível alocar o pólo de (5.11) arbitrariamente, tal que o ganho  $k_w$  é determinado pelo valor desejado do pólo, definido por  $\mu < 0$ . Com isso, tem-se

$$s - (-k_w k_i) = s - \mu \quad (5.12)$$

resultando no ganho

$$k_w = \frac{|\mu|}{k_i} \quad (5.13)$$

A mesma análise pode ser realizada para o eixo síncrono  $q$ . De maneira que o controlador de corrente com anti-sobrecarga (5.9)–(5.10) é expandido para um sistema de multi-variáveis, representado como segue

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix} - k_w \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = k_i \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} + k_p \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

para

$$\Delta u_i = u_i - u_{iL}; \text{ para } i = d, q \quad (5.16)$$

em que a saída saturada do controlador (5.8) pode ser representada pela função

$$\text{sat}(u_i) = \text{sign}(u_i) \min(u_0, |u_i|); \text{ para } i = d, q \quad (5.17)$$

que descreve um quadrado de lado  $2u_0$  no plano de eixo  $dq$ , como mostra a Figura 5.4.

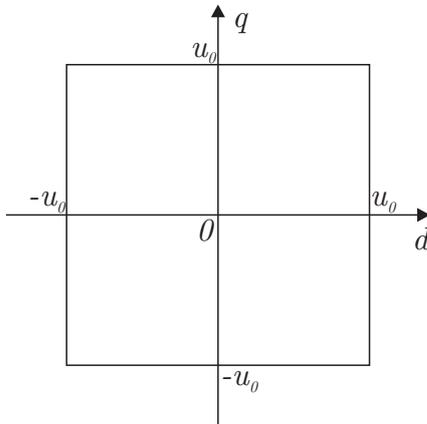


Figura 5.4: Representação gráfica da função de saturação  $\text{sat}(u_i)$ .

A Figura 5.5 mostra o controlador de corrente (5.14)–(5.15) com saturação no atuador

(5.17) aplicado no modelo nominal do gerador. Essa representação pode ser compreendida a partir de dois sistemas, um em cada eixo síncrono  $dq$ , como exposto na Figura 5.3.

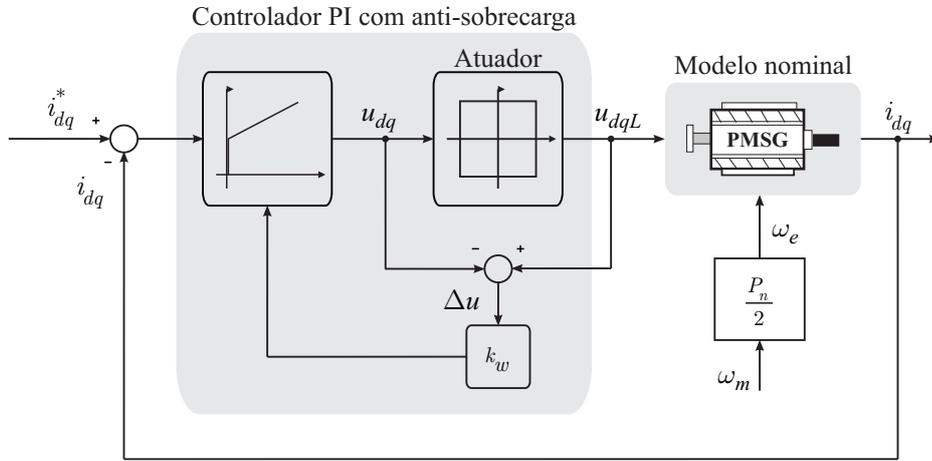


Figura 5.5: Controlador de corrente multi-variáveis com anti-sobrecarga aplicado a planta nominal do PMSG.

### 5.3 Estimação das harmônicas de corrente

Na região de sobremodulação, o vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$  sofre modificações em seu módulo e sua fase para gerar o vetor modificado  $u_{mod}$ . Nesse processo, harmônicas de tensão de baixa ordem são geradas, distorcendo as correntes do gerador e podendo degradar o desempenho do controlador.

Para contornar esse problema, um caminho eficiente é calcular as harmônicas de tensão e, a partir delas, estimar as harmônicas de corrente para realizar a compensação das harmônicas de corrente na realimentação da malha de controle (KHAMBADKONE; HOLTZ, 2002), (KIM; NHO; YOUN, 2004), (VENUGOPAL, 2006).

As harmônicas de tensão são calculadas pela diferença entre o vetor modificado  $u_{mod}$  e o vetor de referência  $u_{\alpha\beta}$ , conforme foi determinado em (3.48), ou seja,

$$\tilde{u}_{\alpha\beta} = u_{mod} - u_{\alpha\beta}. \quad (5.18)$$

Uma vez que esses vetores de tensão são valores médios, as harmônicas provenientes da comutação não são consideradas. Portanto, (5.18) fornece apenas o erro devido às harmônicas de tensão presentes na operação do retificador na região de sobremodulação. O vetor de harmônicas de tensão  $\tilde{u}_{\alpha\beta} = [\tilde{u}_\alpha \ \tilde{u}_\beta]^T$  em coordenadas estacionárias pode ser transformado em coordenadas síncronas, conforme foi mostrado no Anexo A.3, pela

matriz de transformação

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Assim, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_\alpha \\ \tilde{u}_\beta \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

sendo  $\theta_e = \omega_e t$  o ângulo elétrico do gerador. De forma que, aplicando (5.19) em (5.18), a equação

$$\tilde{u}_{dq} = u_{moddq} - u_{dq} \quad (5.21)$$

é obtida.

Para estimar as harmônicas de corrente, considera-se o modelo do PMSG com saturação magnética e resistência equivalente  $R_c$  de perdas do núcleo. Conforme o Capítulo 4, tem-se

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \left( \frac{R_s}{1+r_x} \right) & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \left( \frac{R_s}{1+r_x} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \left( \frac{1}{1+r_x} \right) \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_{pm}}{L_q} \end{bmatrix} \omega_e \quad (5.22)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \left( \frac{1}{1+r_x} \right) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \frac{r_x}{R_s(1+r_x)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

com  $r_x = R_s/R_c$ , e

$$R_c = \frac{1}{\frac{1}{R_{edd}} + \frac{1}{r_{hys}\omega_e}} \quad (5.24)$$

$$L_q = L_{q0} - k|i_q| \quad (5.25)$$

Considerando que as correntes e as tensões sejam representadas por um nível contínuo, em regime permanente, e por uma componente alternada correspondendo às harmônicas de baixa ordem (KIM; NHO; YOUN, 2004), as seguintes equações são válidas

$$i_{od} = I_{od} + \tilde{i}_{od} \quad (5.26)$$

$$i_{oq} = I_{oq} + \tilde{i}_{oq} \quad (5.27)$$

$$u_d = U_d + \tilde{u}_d \quad (5.28)$$

$$u_q = U_q + \tilde{u}_q \quad (5.29)$$

em que  $\tilde{u}_d$  e  $\tilde{u}_q$  são dadas por (5.21). Assim, o modelo dinâmico (5.22)–(5.23) pode ser separado em um modelo de regime permanente e um modelo de harmônicas de corrente dado por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{od} \\ \tilde{i}_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \left( \frac{R_s}{1+r_x} \right) & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \left( \frac{R_s}{1+r_x} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{od} \\ \tilde{i}_{oq} \end{bmatrix} + \left( \frac{1}{1+r_x} \right) \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \left( \frac{1}{1+r_x} \right) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{od} \\ \tilde{i}_{oq} \end{bmatrix} + \frac{r_x}{R_s(1+r_x)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

em que as correntes  $\tilde{i}_d$  e  $\tilde{i}_q$  são as estimações das harmônicas de corrente em coordenadas síncronas. Vale ressaltar que as correntes  $\tilde{i}_d$  e  $\tilde{i}_q$  serão nulas quando o vetor  $\tilde{u}_{dq} = [\tilde{u}_d \ \tilde{u}_q]^T$  for nulo em regime permanente. A Figura 5.6 mostra o circuito equivalente para o modelo matemático (5.30)–(5.31).

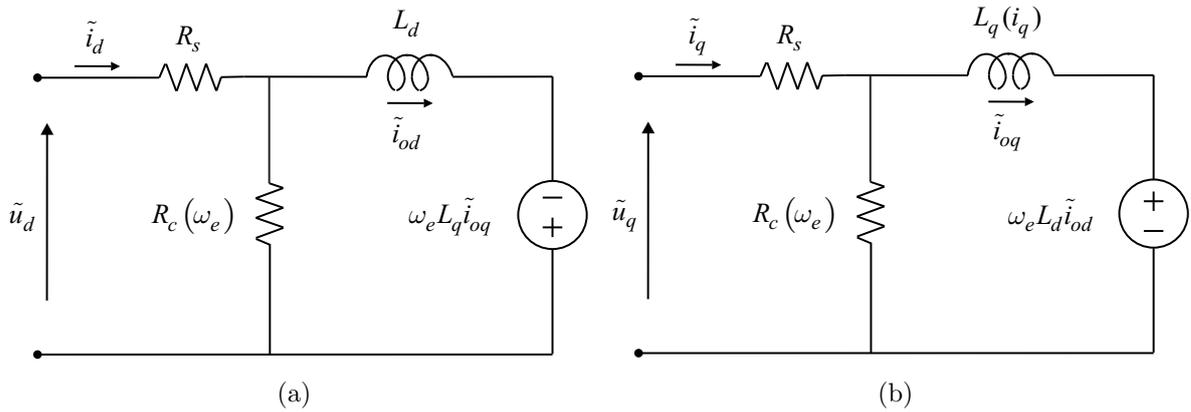


Figura 5.6: Circuito equivalente para o modelo de harmônicas de corrente: (a) eixo direto  $d$  e (b) eixo em quadratura  $q$ .

A estimação das harmônicas de corrente através do modelo (5.30)–(5.31) é realizada a cada instante de amostragem. A Figura 5.7 apresenta o diagrama de blocos para estimação das harmônicas de corrente.

A análise desenvolvida parte do princípio de que o sinal de comando ou saída do controlador não sofre quaisquer limitações ou saturações. Contudo, se o controlador é projetado conforme (5.14)–(5.15), o sinal de comando real será a saída saturada  $u_{dqL}$  do controlador. Portanto, a expressão (5.21) pode ser reescrita, sem perdas de generalidades, por

$$\tilde{u}_{dq} = u_{moddq} - u_{dqL}. \quad (5.32)$$

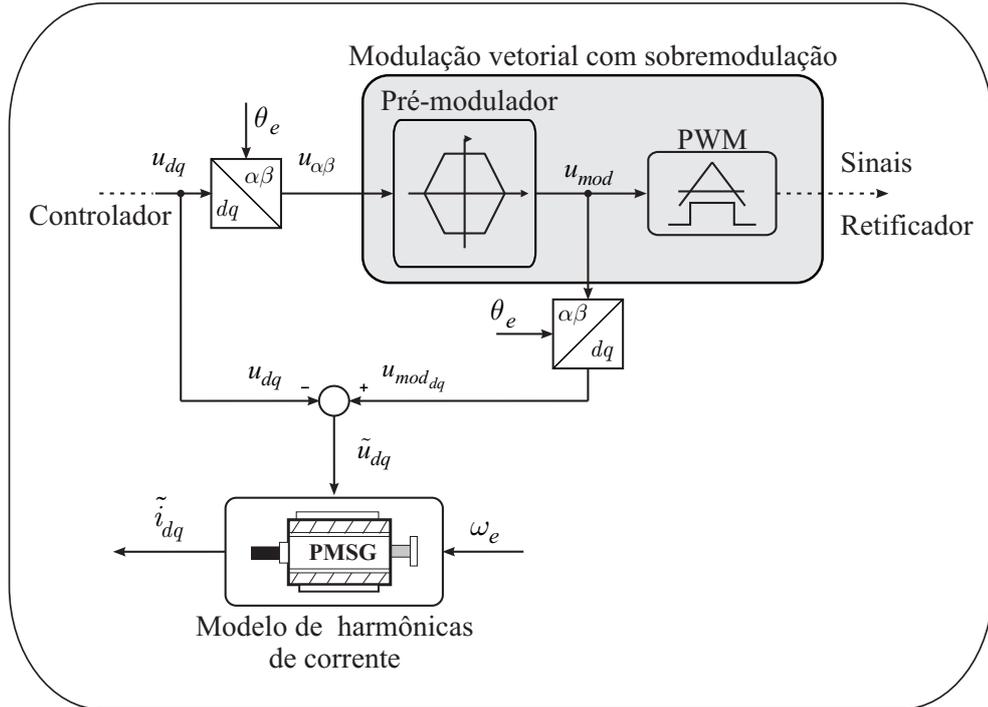


Figura 5.7: Diagrama de blocos para estimação das harmônicas de corrente.

## 5.4 Sistema de controle proposto

Com todas as partes descritas, o sistema de controle completo pode ser apresentado, conforme mostra a Figura 5.8.

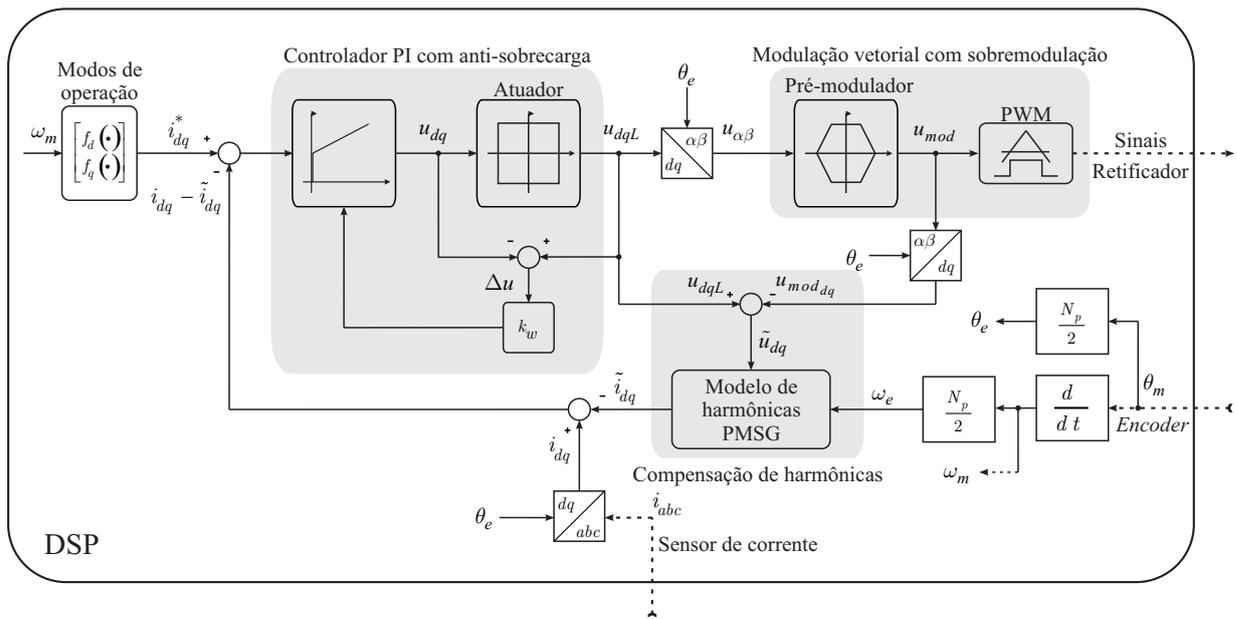


Figura 5.8: Diagrama do sistema de controle completo.

Para efeito de simulação, uma entrada pode ser diretamente a velocidade mecânica

$\omega_m$  do gerador e a partir dela determina-se a velocidade elétrica  $\omega_e$  e o ângulo elétrico  $\theta_e$ . Na prática, um *encoder* pode ser utilizado para fornecer a velocidade mecânica ou a posição mecânica. A segunda entrada é obtida por sensores de corrente para as correntes de fase  $i_a, i_b$  do gerador. As correntes de fase são, então, transformadas em um sistema bifásico pela transformação de Clark e, em seguida, transformadas para eixos síncronos  $dq$ . Vale ressaltar que

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5.33)$$

em um sistema trifásico equilibrado. Portanto, são necessários somente dois sensores de corrente. As saídas do sistema de controle são unicamente os sinais de comando para as chaves semicondutoras do retificador PWM.

Para gerar as correntes de referência  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , utiliza-se respectivamente funções  $f_d(\omega_m)$  e  $f_q(\omega_m)$  obtidas por aproximação polinomial conforme descrito no Capítulo 4. As Tabelas 4.8– 4.10 mostram os coeficientes para cada função de acordo com o modo de operação do conjunto gerador e retificador PWM. Ressalta-se que a variável de entrada  $\omega_m$  é normalizada pelo seu valor nominal, assim como as correntes são normalizadas pela corrente nominal do retificador.

O modelo do controlador com anti-sobrecarga corresponde as equações de estado (5.14)–(5.15). A função de saturação do atuador é descrita por (5.17). É importante notar que nesse sistema de controle ocorrem duas limitações. Uma limitação ocorre pela modulação, que gera um vetor modificado  $u_{mod}$ , limitando-o se necessário aos lados do hexágono formado pelos vetores de comutação no espaço vetorial  $\alpha\beta$ . Outra limitação é realizada pelo atuador cujo objetivo é evitar a sobrecarga dos estados do controlador, principalmente durante a operação do retificador na região de sobremodulação. Além disso, é inadequado utilizar o vetor  $u_{moddq}$ , que é a saída do pré-modulador em eixos síncronos, no lugar do vetor  $u_{dqL}$ , que é a saída saturada do controlador, em (5.16), pois isso contaminaria os estados do controlador com harmônicas de baixa ordem, degradando o desempenho do sistema.

Por fim, o sinal de realimentação é obtido pela diferença entre as correntes medidas  $i_{abc}$  em coordenadas síncronas  $dq$  e as harmônicas de corrente  $\tilde{i}_{dq}$  são estimadas por (5.30)–(5.31) a partir das harmônicas de tensão  $\tilde{u}_{dq}$  determinadas por (5.32). Com isso, o controlador não ficará sob os efeitos das harmônicas provenientes da operação do retificador na região de sobremodulação.

## 5.5 Resultados de simulação

Nesta seção, os resultados de simulação para demonstrar o efeito da compensação de harmônicas, bem como o método de anti-sobrecarga, serão apresentados para justificar o sistema de controle desenvolvido.

### 5.5.1 Parâmetros usados na simulação

Os resultados são obtidos conforme o controlador com anti-sobrecarga (5.14)–(5.15) para uma função de saturação dos atuadores do tipo (5.17). O modelo do gerador é dado por (5.22)–(5.23). O modelo para compensação de harmônicas corresponde a (5.30)–(5.31). Além disso, a resistência equivalente de perdas do ferro  $R_c$  e a indutância em quadratura  $L_q$  são, respectivamente, (5.24) e (5.25). A Figura 5.9 mostra o sistema para simulação.

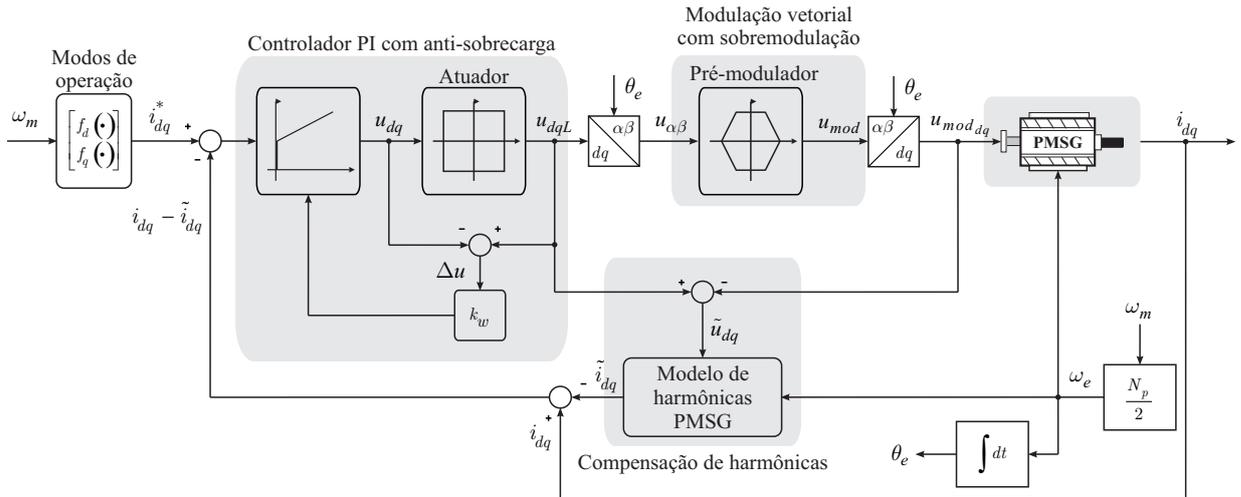


Figura 5.9: Representação do sistema para simulação.

O sinal de entrada é a velocidade mecânica  $\omega_m$  do gerador. O sistema é discretizado para simulação no MatLab partindo da aproximação da derivada por uma equação de diferenças como segue

$$\frac{d}{dt}x(t) \approx \frac{x[nT_s] - x[nT_s - T_s]}{T_s} \quad (5.34)$$

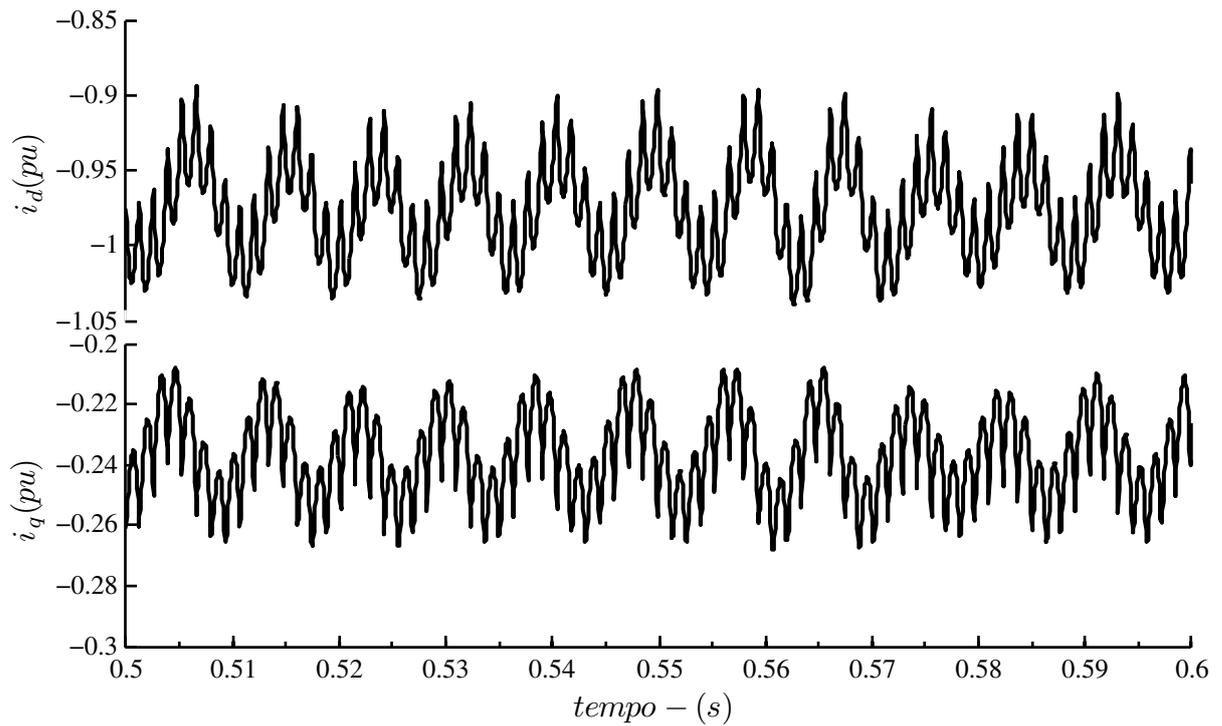
onde  $T_s$  é o período de amostragem. Adotou-se  $f_s = 20$  kHz, onde  $f_s = 1/T_s$  e com o valor limitante  $u_0 = 2v_{cc}/\pi$ , onde assume-se que  $v_{cc} = 61$  V. A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros para o gerador e o controlador.

Tabela 5.1: Parâmetros para simulação do sistema de controle.

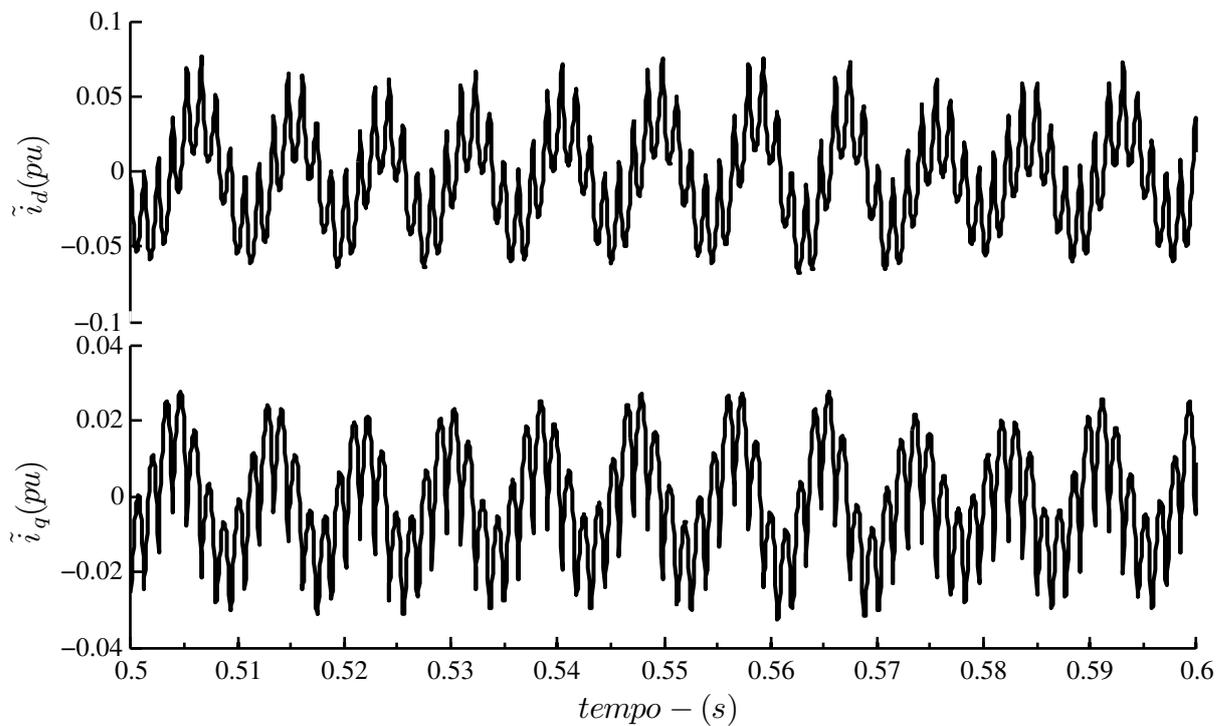
Gerador	
$N_p$	4 pólos
$L_{q0}$	22.7 mH
$k$	0.657 mH/A
$L_d$	8.3 mH
$R_s$	0.64 $\Omega$
$\psi_{pm}$	0.108 Wb
$r_{hys}$	40 $\Omega^{-1}$ s/rad
$R_{edd}$	260 $\Omega^{-1}$
Controlador de corrente	
$\omega_b$	6283.18531 rad/s
$\zeta$	1
$k_p$	114.91192
$k_i$	145426.76086
$\mu$	20000
$k_w$	0.13753

### 5.5.2 Simulação

Durante a operação do retificador na região de sobremodulação, as componentes harmônicas em coordenadas  $abc$  mais significantes são 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordem. Essas componentes harmônicas possuem magnitude máxima na operação no modo de seis-pulsos. Além disso, elas estão presentes nas correntes do gerador  $i_d$  e  $i_q$  como múltiplas de sexta ordem. A Figura 5.10 apresenta as correntes do gerador para um caso crítico, ou seja, a operação no modo de seis-pulsos.

Figura 5.10: Correntes  $i_d$  e  $i_q$  contendo componentes harmônicas.

A estimação das harmônicas de corrente para esse caso é visualizada pela Figura 5.11.

Figura 5.11: Harmônicas de corrente  $\tilde{i}_d$  e  $\tilde{i}_q$  estimadas.

A compensação das harmônicas de corrente é realizada simplesmente pela subtração da corrente do gerador pela harmônica de corrente estimada, respectivamente, para cada eixo síncrono  $dq$  como mostra a Figura 5.12.

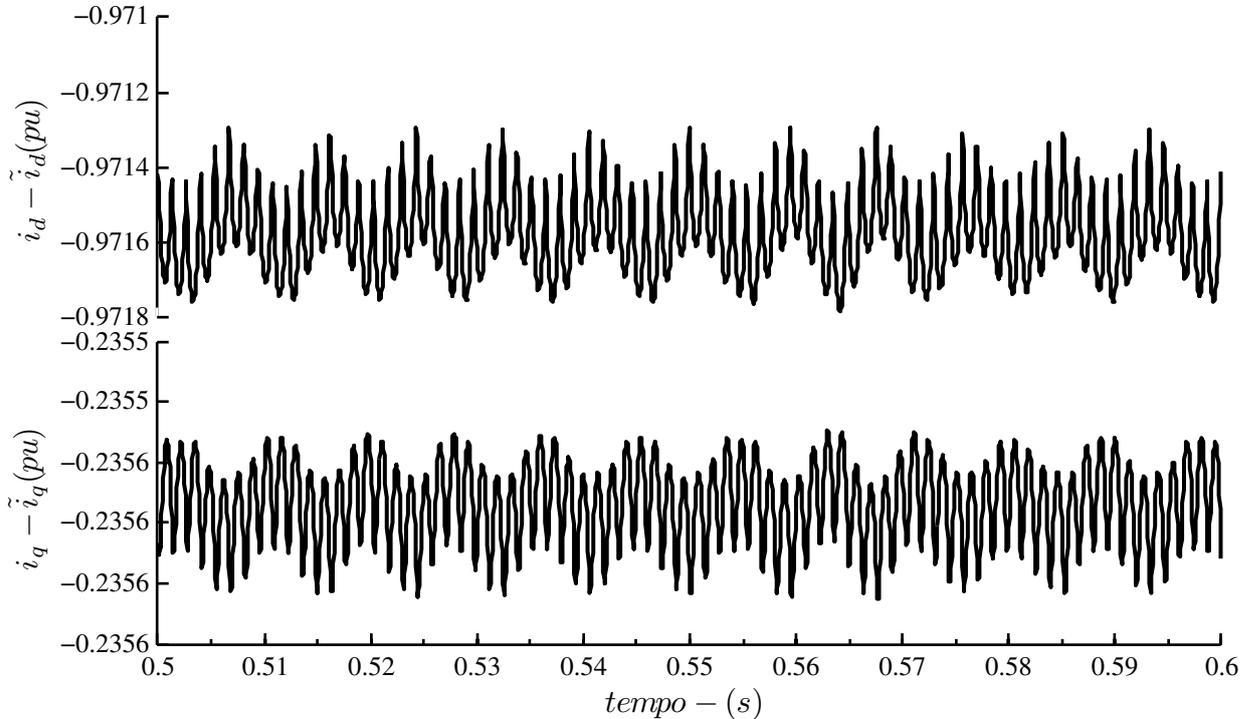
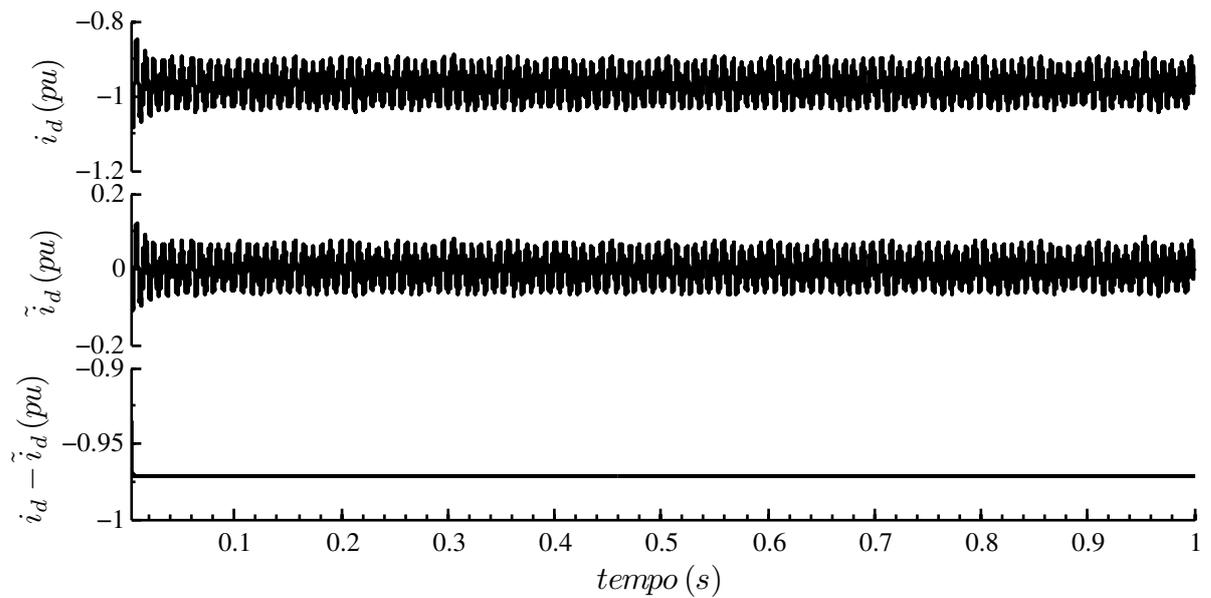


Figura 5.12: Compensação das harmônicas de corrente em coordenadas síncronas  $dq$ .

Os resultados anteriores mostram os valores médios das correntes em regime permanente para um intervalo de 0.5 a 0.6 segundos. Nas correntes compensadas da Figura 5.12, existe uma variação no valor pelo menos na quarta casa decimal, sendo considerado aceitável. Para enfatizar o desempenho do método de compensação, a Figura 5.13 mostra que o sinal de realimentação, isto é, a corrente compensada pode ser considerada uma corrente contínua, como é desejável.

Figura 5.13: Corrente  $i_d$  para todo intervalo de simulação.

É conveniente mostrar que a compensação de harmônicas ocorre somente durante a operação na região de sobremodulação, já que na região linear de operação do retificador, as harmônicas de tensão são nulas e, conseqüentemente, as harmônicas de corrente estimadas  $\tilde{i}_d$  e  $\tilde{i}_q$  convergem a zero. A Figura 5.14 ilustra esse fato, onde o sistema opera na região de sobremodulação, exceto durante o intervalo de 0.26 a 0.5 segundos.

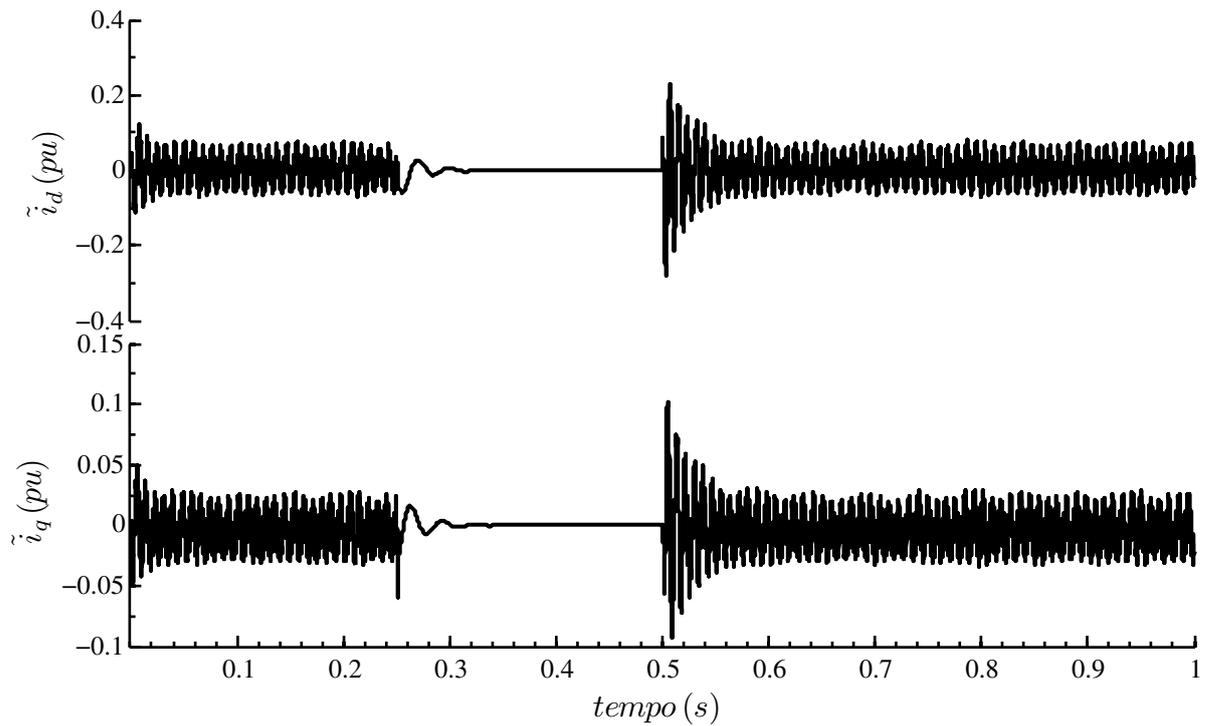


Figura 5.14: Corrente  $i_d$  para todo intervalo de simulação.

Os resultados a seguir ilustram a resposta dinâmica para a corrente de eixo direto em quatro possíveis combinações envolvendo método de anti-sobrecarga e compensação de harmônicas, aplicados ao sistema durante a operação na região de sobremodulação. A Figura 5.15a apresenta a corrente de saída  $i_d$  do gerador contendo as componentes harmônicas, enquanto que a Figura 5.15b apresenta o sinal de erro ou o sinal de entrada do controlador obtido pela corrente  $i_d$  compensada que, nesse caso, é a variável de realimentação. Observa-se que o sistema contendo tanto a ação de anti-sobrecarga quanto de compensação é capaz de rastrear o sinal de referência e possui uma rápida resposta dinâmica.

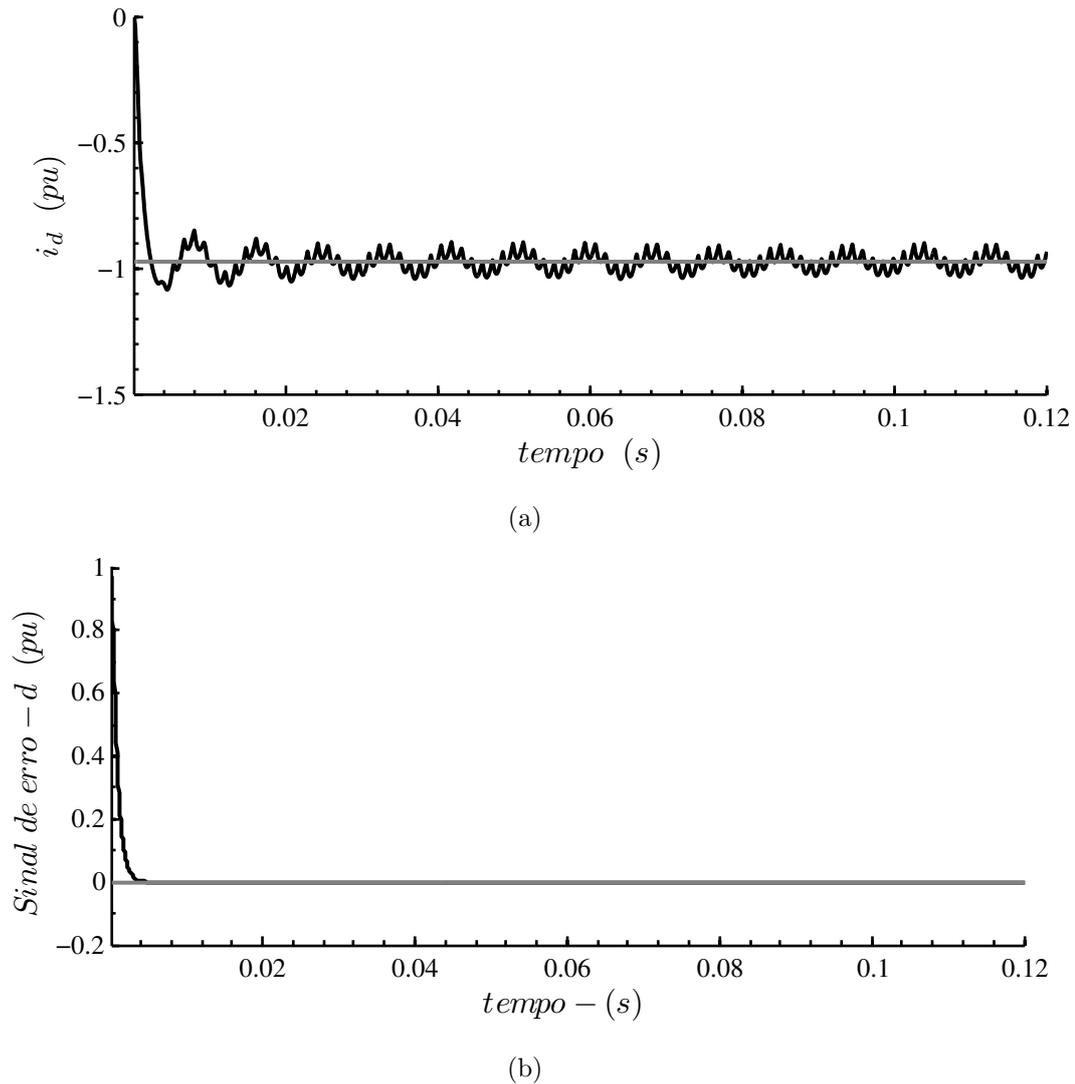


Figura 5.15: Sistema operando com mecanismo de anti-sobrecarga e com compensação de harmônicas.

Em uma segunda possibilidade, o sistema opera apenas com compensação das harmônicas de corrente ilustrada pela Figura 5.16. Obviamente, a corrente do gerador  $i_d$  contém as componentes harmônicas de baixa ordem, conforme foi mostrado na Figura 5.16a. Entretanto, ela apresenta um tempo de acomodação superior se comparado ao caso da Figura 5.15a. Já analisando o sinal de erro, na Figura 5.16b, observa-se em destaque um sobresinal ou *overshoot*. Apesar disso, o sistema como tal também é passível de obter um erro em regime permanente nulo.

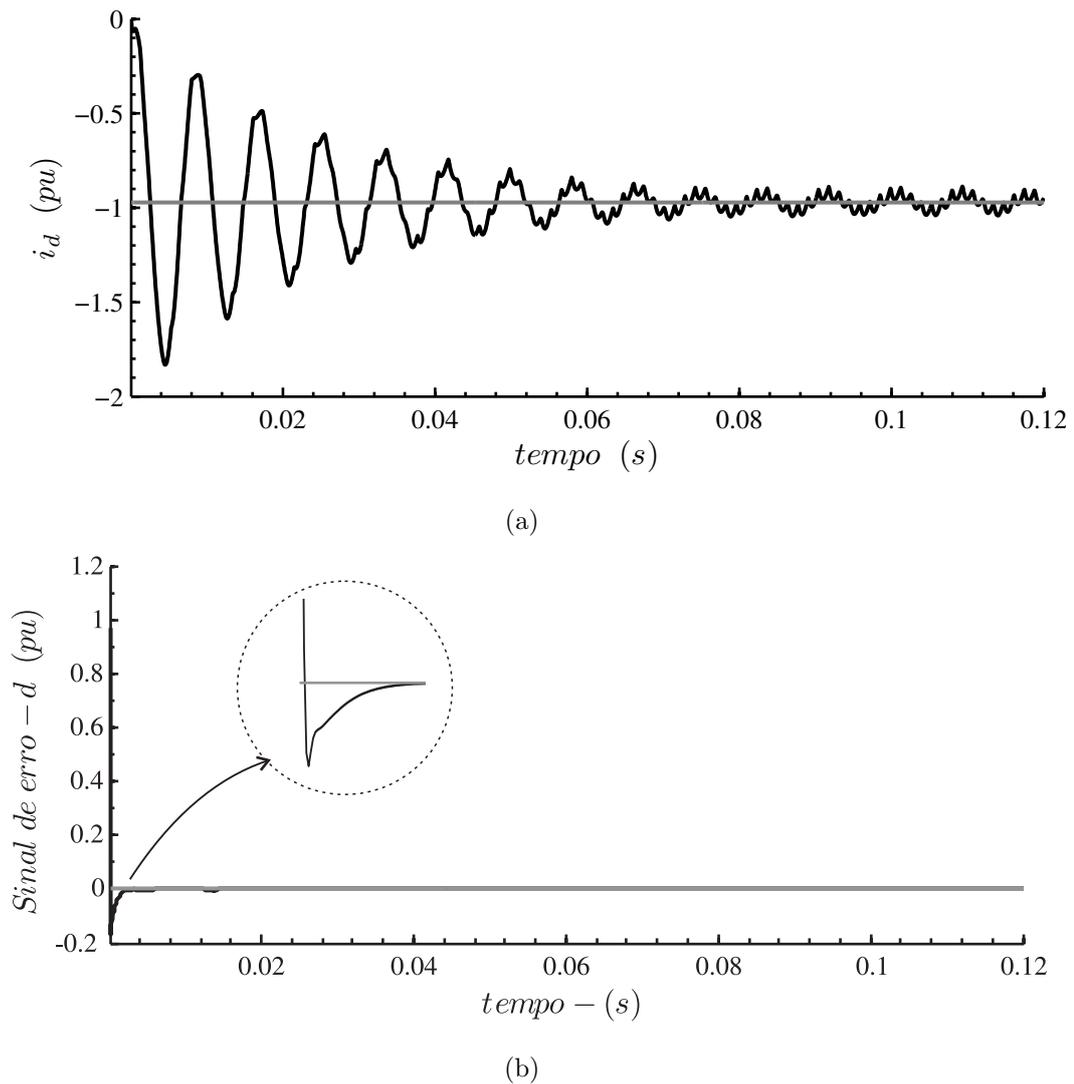
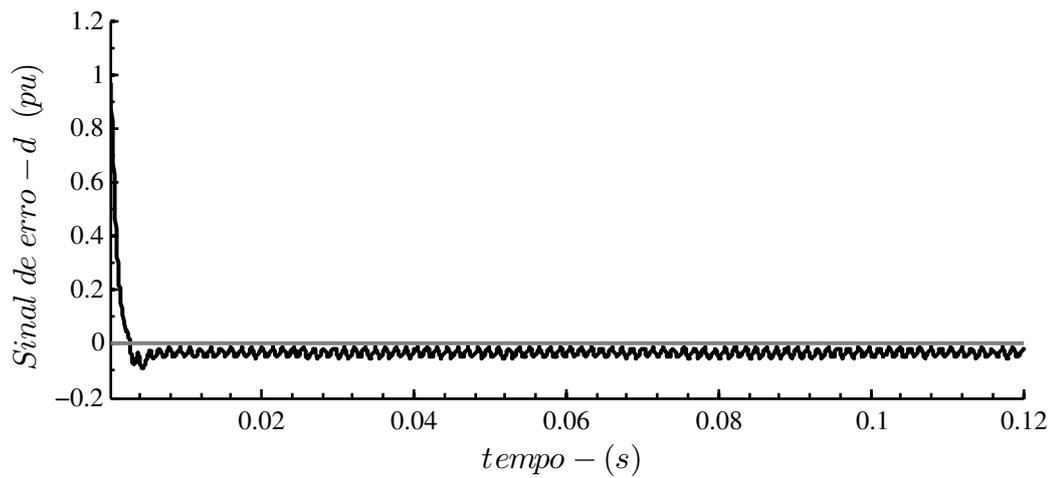
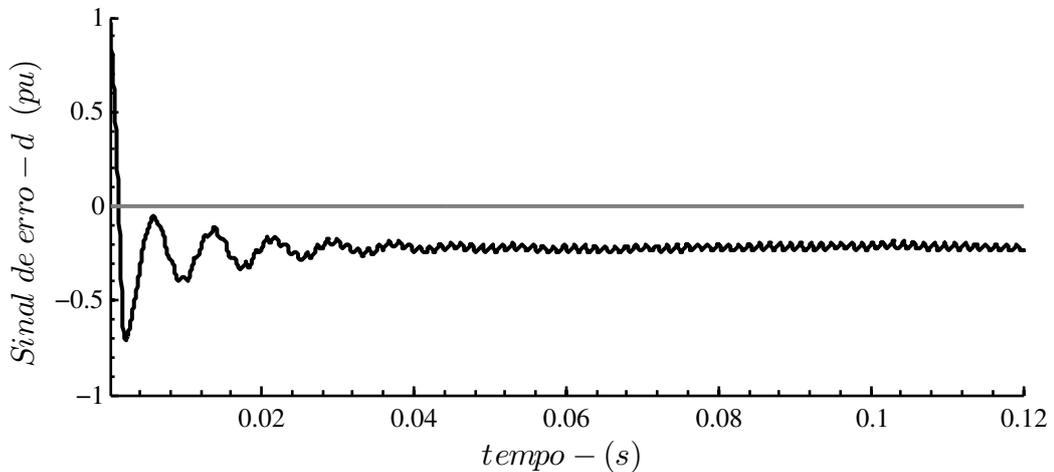


Figura 5.16: Sistema operando sem mecanismo de anti-sobrecarga, mas com compensação de harmônicas.

Nas duas últimas situação ilustradas pela Figura 5.17, não há compensação de harmônicas de corrente. Desta forma, as componentes harmônicas são injetadas no controlador prejudicando seu desempenho. No caso em questão é necessário apenas mostrar o sinal de erro, pois este pode ser interpretado como sendo um deslocamento ou *offset* na corrente de saída  $i_d$  do gerador pela corrente de referência  $i_d^*$ . A Figura 5.17a apresenta o caso em que o sistema opera com mecanismo de anti-sobrecarga, enquanto na Figura 5.17b não há mecanismo de anti-carga. O resultado da Figura 5.17a apresenta uma resposta melhor para o regime transitório em relação ao resultado da Figura 5.17b. Apesar disso, ambos os casos apresentam erro não nulo de regime permanente.



(a)



(b)

Figura 5.17: Sistema operando sem compensação de harmônicas e: (a) com mecanismo de anti-sobrecarga e (b) sem mecanismo de anti-sobrecarga.

Vale ressaltar que independente da situação apresentada, o vetor de tensão  $u_{moddq}$  transformado para coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ , que é o próprio vetor  $u_{mod}$ , é limitado pelos lados do hexágono na região de sobremodulação, quando necessário. Além disso, os resultados mostram que a compensação de harmônicas é fundamental para a operação adequada do sistema na região de sobremodulação. Enquanto, o mecanismo de anti-sobrecarga tem seus efeitos pronunciados no desempenho transitório em que mostra uma melhora significativa com o seu uso.

## 5.6 Conclusão

Nesse capítulo, o projeto do controlador de corrente foi desenvolvido em três etapas, visando assegurar um bom desempenho para o sistema de conversão de energia eólica. Um mecanismo de anti-sobrecarga foi projetado para evitar o fenômeno de sobrecarga dos estados do controlador quando ocorre a saturação do sinal de saída ou a ação de controle, podendo prejudicar o desempenho do sistema. Além disso, uma técnica de estimação das harmônicas de corrente foi apresentada, almejando mitigar os efeitos das harmônicas de baixa ordem presentes na operação do retificador, na região de sobremodulação. Com isso, é possível aplicar apenas uma estratégia de controle para os três modos de operação do conjunto gerador PMSG e retificador PWM.

# 6 ANÁLISE A ESTABILIDADE DO SISTEMA

## 6.1 Introdução

No Capítulo 5, o sistema de controle foi projetado para todos os modos de operação do conjunto PMSG e retificador PWM. Contudo, é imprescindível analisar a estabilidade e robustez do sistema, a fim de que se possa assegurar seu funcionamento adequado. Neste capítulo, a análise de estabilidade sistema em malha fechada será desenvolvida através das condições de desigualdades matriciais lineares ou *linear matrix inequalities* (LMIs) (BOYD L. El Ghaoui; BALAKRISHNAN., 1994). Inicialmente, os conceitos básicos serão apresentados. Em seguida, as LMIs de (MONTAGNER; PERES., 2007) serão descritas para serem utilizadas para a análise de estabilidade no contexto do presente trabalho. Finalmente, uma região no espaço de estados para operação com estabilidade garantida e com robustez para distúrbios, saturação dos atuadores, assim como incertezas paramétricas será fornecida.

A análise de sistemas dinâmicos por mero de LMI inicia-se em torno do ano de 1890, quando Lyapunov publicou seus primeiros trabalhos introduzindo a teoria de Lyapunov (BOYD L. El Ghaoui; BALAKRISHNAN., 1994), como atualmente é conhecida. Neste meio tempo, as LMIs têm sido amplamente usadas para avaliar a estabilidade e o desempenho, para investigar a robustez, assim como para projetar filtros e controladores para diversos sistemas dinâmicos (BOYD L. El Ghaoui; BALAKRISHNAN., 1994), (HU; LIN., 2001), (JOHANSSON., 2003), (TANAKA; WANG., 2001). Tratar essas questões por LMIs é atrativo, devido à possibilidade de solução por meio de programas especializados altamente eficientes (GAHINET A. NEMIROVSKII; CHILALI., 1995) (STURM., 1999). Particularmente, no contexto de análise de estabilidade e síntese de controladores para sistemas afetados por saturação dos atuadores, as condições de LMI apresentadas em (JR.; TARBOURIECH., 2005), (MONTAGNER P. L. D. PERES; QUEINNEC., 2006) permitem incorporar a especificação da saturação nos problemas de análise e síntese. Recentemente, as condições de LMI de (MONTAGNER; PERES., 2007) tratam de controladores por realimentação dinâmica de

saída com ação anti-sobrecarga dos atuadores e distúrbios exógenos. Assim, seguindo essa linha, a análise de estabilidade aqui é desenvolvida.

## 6.2 Conceitos básicos

Uma desigualdade matricial linear (LMI) tem a forma

$$F(x) \triangleq F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i > 0, \quad (6.1)$$

onde  $F(x)$  é uma matriz definida positiva,  $x \in \mathfrak{R}^m$  e as matrizes simétricas  $F_i = F_i^T \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ ,  $i = 0, \dots, m$ , são dados. Uma matriz é definida positiva se, e somente se, todos os seus autovalores são positivos (KHALIL, 1996).

Durante o desenvolvimento das LMIs deste capítulo, será necessário utilizar dois conceitos: complemento de Schur e *S-procedure*. Estes conceitos são detalhadamente definidos por (BOYD L. El Ghaoui; BALAKRISHNAN., 1994).

A idéia básica do complemento de Schur segue: uma LMI dada por

$$\begin{bmatrix} Q & S \\ S^T & R \end{bmatrix} > 0 \quad (6.2)$$

onde  $Q$  e  $R$  são matrizes simétricas é equivalente a

$$R > 0 \quad (6.3)$$

$$Q - SR^{-1}S^T > 0 \quad (6.4)$$

Quanto ao *S-procedure*, sejam  $T_0, \dots, T_p \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ , se existem  $\tau_i > 0$ , para  $i = 1, \dots, p$ ; tal que

$$T_0 - \sum_{i=1}^p \tau_i T_i > 0, \quad (6.5)$$

então

$$x^T T_0 x > 0, \forall x \neq 0 \text{ tal que } x^T T_i x > 0, \text{ para } i = 1, \dots, p \quad (6.6)$$

### 6.3 Formulação do problema

Seja a planta do sistema definida por

$$\dot{x} = Ax + B_v v + B_\omega \omega \quad (6.7)$$

$$y = Ix \quad (6.8)$$

em que  $x \in \mathfrak{R}^2$ ,  $v \in \mathfrak{R}^2$ ,  $y \in \mathfrak{R}^2$  são os vetores de estado, de entrada e de saída medida, respectivamente, representando o modelo ideal (2.22) do gerador síncrono a ímã permanente. Assume-se que  $\omega$  representa a velocidade elétrica  $\omega_e$  do gerador que será tratada como um distúrbio limitado em amplitude, tal que  $\omega \in \mathcal{W}$  dado por

$$\mathcal{W} = \{\omega \in \mathfrak{R}; \omega^2 \leq \delta\} \quad (6.9)$$

Além disso, considera-se que o sistema (6.7)–(6.8) é controlável e observável.

Para representar o efeito da não-linearidade dos atuadores, o sinal de entrada  $v$  do sistema corresponde a saída saturada  $u_L$  de um controlador. No momento, é suficiente definir o sinal  $v$  por

$$v = \text{sat}(u) \quad (6.10)$$

sendo  $u$  a saída real de um controlador.

Considere o controlador PI com mecanismo de anti-sobrecarga dos estados do controlador dado por

$$\dot{x}_c = I(y^* - y) + E_c[\text{sat}(u) - u] \quad (6.11)$$

$$u = C_c x_c + D_c(y^* - y) \quad (6.12)$$

onde  $x_c \in \mathfrak{R}^2$  é o estado do controlador,  $E_c$  é a matriz de ganho de anti-sobrecarga e  $y^*$  é o sinal de referência que, conforme demonstrado no Capítulo 4, pode ser aproximado para uma função em relação a velocidade mecânica do gerador. Sem perdas de generalidades, os sinais de referência podem ser denotados por

$$y^* = \begin{bmatrix} f_d(\omega) \\ f_q(\omega) \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

que pode ser reescrita como

$$y^* = \begin{bmatrix} \frac{f_d(\omega)}{\omega} \\ \frac{f_q(\omega)}{\omega} \end{bmatrix} \omega \quad (6.14)$$

Neste ponto, define-se uma função não linear

$$\psi(u) = u - \text{sat}(u) \quad (6.15)$$

que apresenta uma região de zona morta, isto é,  $\psi = 0$  quando  $u = \text{sat}(u)$ , como mostra a Figura 6.1. Desta forma, substituindo (6.10) em (6.7) e utilizando (6.15), o modelo do

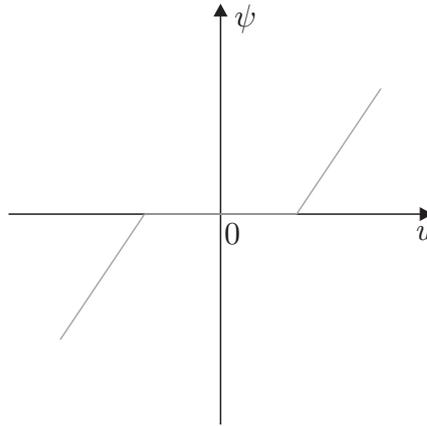


Figura 6.1: Função de saturação de zona morta  $\psi(u)$ .

sistema (6.7)–(6.8) torna-se

$$\dot{x} = Ax + B_v u - B_v \psi + B_\omega \omega \quad (6.16)$$

$$y = Ix \quad (6.17)$$

enquanto substituindo (6.15) no controlador (6.11)–(6.12), obtém-se

$$\dot{x}_c = I(y^* - y) - E_c \psi \quad (6.18)$$

$$u = C_c x_c + D_c (y^* - y) \quad (6.19)$$

Assim, o modelo do sistema em malha fechada pode ser obtido diretamente por inspeção, sendo

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - B_v D_c & B_v C_c \\ -I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B_v \\ E_c \end{bmatrix} \psi + \begin{bmatrix} B_\omega \\ 0 \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} B_v D_c \\ I \end{bmatrix} y^* \quad (6.20)$$

$$y = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_c \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$u = \begin{bmatrix} -D_c & C_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_c \end{bmatrix} + D_c y^* \quad (6.22)$$

Finalmente, substituindo (6.14) em (6.20) e (6.22), o sistema (6.20)–(6.22) por ser reescrito

numa forma compacta dada por

$$\dot{\xi} = \mathbb{A}\xi + \mathbb{B}\psi + \mathbb{B}_\omega\omega \quad (6.23)$$

$$y = \mathbb{C}_y\xi \quad (6.24)$$

$$u = \mathbb{C}_u\xi + \mathbb{D}_\omega\omega \quad (6.25)$$

em que  $\xi = [x^T \quad x_c^T]^T$  é o vetor de estados aumentado do sistema e cada matriz é especificada, respectivamente, como segue

$$\mathbb{A} = \begin{bmatrix} A - B_v D_c & B_v C_c \\ -I & 0 \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

$$\mathbb{B} = - \begin{bmatrix} B_v \\ E_c \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

$$\mathbb{B}_\omega = \left[ \begin{bmatrix} B_v D_c \\ I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{f_d(\omega)}{\omega} \\ \frac{f_q(\omega)}{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_\omega \\ 0 \end{bmatrix} \right] \quad (6.28)$$

$$\mathbb{C}_y = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \quad (6.29)$$

$$\mathbb{C}_u = \begin{bmatrix} -D_c & C_c \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

$$\mathbb{D}_\omega = D_c \begin{bmatrix} \frac{f_d(\omega)}{\omega} \\ \frac{f_q(\omega)}{\omega} \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

A partir deste momento, o objetivo é determinar uma região de operação com estabilidade garantida para o sistema definido por (6.23)–(6.25).

## 6.4 LMIs para análise da estabilidade do sistema em malha fechada

A análise de estabilidade do sistema (6.23)–(6.25) é desenvolvida conforme o conceito de conjunto invariante apresentada em (BLANCHINI; MIANI, 2007). Segue a definição:

**Definição 6.4.1.** *Um conjunto  $\mathcal{E} \subseteq \mathfrak{R}^n$  é dito ser invariante com respeito ao sistema (6.23)–(6.25) se  $\forall \xi(0) \in \mathcal{E}$  e  $\forall \omega(0) \in \mathcal{W}$  a condição  $\xi(t) \in \mathcal{E}$  é assegurada para  $\forall t \geq 0$ .*

Em outras palavras, se o conjunto  $\mathcal{E}$  é invariante, as trajetórias correspondentes ao sistema (6.23)–(6.25) permanecerão contidas em  $\mathcal{E}$  se o sistema for inicializado na própria região. Por outro lado, se (6.23)–(6.25) possui estabilidade quadrática, então existe uma função quadrática  $V(\xi) = \xi^T P \xi$ , onde  $P$  é uma matriz simétrica definida positiva, tal que

$\dot{V}(\xi) < 0$  para  $\forall \xi(t) \in \mathfrak{R}^4$  (BOYD L. El Ghaoui; BALAKRISHNAN., 1994). Assim, unindo o conceito da região  $\mathcal{E}$  invariante com o da estabilidade quadrática, é possível assegurar que as trajetórias convergem assintoticamente à origem, quando não há distúrbio, ou seja  $\omega = 0$ , e permanecem contidas em  $\mathcal{E}$  para distúrbio limitado,  $\forall \omega(t) \in \mathcal{W}$ .

Uma vez que a estabilidade quadrática pode ser interpretada em termos de elipsóides invariantes (BOYD L. El Ghaoui; BALAKRISHNAN., 1994), então define-se o conjunto  $\mathcal{E}$  como

$$\mathcal{E} = \{\xi \in \mathfrak{R}^4; \xi^T P \xi \leq 1\} \quad (6.32)$$

Assim, para assegurar que  $\mathcal{E}$  é um conjunto invariante e possui estabilidade quadrática é suficiente satisfazer a condição (MONTAGNER; PERES., 2007)

$$\dot{V}(\xi) < 0, \begin{cases} \forall \xi(t) & | \xi(t)^T P \xi(t) \geq 1 \\ \forall \omega(t) & | \omega(t)^T \omega(t) \leq \delta \end{cases} \quad (6.33)$$

ao longo das trajetórias de (6.23)–(6.25).

Seja  $V(\xi)$  uma candidata à função de Lyapunov

$$V(\xi) = \xi^T P \xi \quad (6.34)$$

onde sua derivada primeira é

$$\dot{V}(\xi) = \dot{\xi}^T P \xi + \xi^T P \dot{\xi} \quad (6.35)$$

Substituindo (6.23) em (6.35), obtém-se

$$\dot{V}(\xi(t)) = \xi(t)^T (\mathbb{A}^T P + P \mathbb{A}) \xi(t) + 2\psi(t)^T \mathbb{B}^T P \xi(t) + 2\omega(t)^T \mathbb{B}_\omega^T P \xi(t) < 0 \quad (6.36)$$

que pode ser reorganizada como

$$\begin{bmatrix} \xi(t) \\ \psi(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbb{A}^T P + P \mathbb{A} & * & * \\ \mathbb{B}^T P & 0 & * \\ \mathbb{B}_\omega^T P & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi(t) \\ \psi(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (6.37)$$

onde \* representa blocos simétricos dos elementos fora da diagonal principal. Portanto,

(6.33) pode ser expressa por

$$\begin{bmatrix} \xi(t) \\ \psi(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbb{A}^T P + P\mathbb{A} & * & * \\ \mathbb{B}^T P & 0 & * \\ \mathbb{B}_\omega^T P & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi(t) \\ \psi(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (6.38)$$

$$I - \xi(t)^T P \xi(t) \leq 0 \quad (6.39)$$

$$\omega(t)^T \omega(t) - \delta \leq 0 \quad (6.40)$$

Finalmente, aplicando *S-procedure* em (6.38)–(6.40) obtém-se o conjunto de LMIs

$$\begin{bmatrix} \mathbb{A}^T P + P\mathbb{A} + \alpha_1 P & * & * \\ \mathbb{B}^T P & 0 & * \\ \mathbb{B}_\omega^T P & 0 & -\alpha_2 I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (6.41)$$

$$\alpha_1 - \alpha_2 \delta \geq 0 \quad (6.42)$$

onde  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  são escalares positivos.

### 6.4.1 Adição da condição da não-linearidade dos atuadores

Seja um sinal  $u$  de controle real sob uma limitação definida por

$$|u_i| \leq u_{0_i}; \text{ para } i = 1, 2 \quad (6.43)$$

onde  $u_0$  corresponde a um valor limitante de  $u_i$ . Neste caso, a função de saturação podem ser expressa por

$$\text{sat}(u_i) = \text{sign}(u_i) \min(u_{0_i}; |u_i|); \text{ para } i = 1, 2 \quad (6.44)$$

Para determinar as LMIs considerando a presença da não-linearidade  $\psi(t)$  (6.15) na malha do sistema, que é sujeita a (6.44), a função não-linear  $\psi(t)$  deve satisfazer à condição setorial (KHALIL, 1996). Todavia, (MONTAGNER; PERES., 2007) propõe utilizar uma condição menos conservadora, considerando uma matriz

$$G = \begin{bmatrix} G_1 & G_2 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{2 \times 4} \quad (6.45)$$

e definindo um conjunto poliédrico

$$\mathcal{S} \triangleq \{\xi(t) \in \mathfrak{R}^4; |(\mathbb{C}_{u_i} - G_i)\xi| \leq u_{0_i}\}; \text{ para } i = 1, 2 \quad (6.46)$$

de maneira que se  $\xi(t) \in \mathcal{S}$ , então a condição

$$\psi(t)^T N \left( \psi(t) - \begin{bmatrix} G & 0 & \mathbb{D}_\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi(t) \\ \psi(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \right) \leq 0 \quad (6.47)$$

é verificada para qualquer matriz  $N \in \mathfrak{R}^2$ , diagonal e definida positiva. Agora, desenvolvendo (6.47), chega-se a

$$\psi(t)^T N \psi(t) - \psi(t)^T N G \xi(t) - \psi(t)^T N \mathbb{D}_\omega \omega(t) \leq 0 \quad (6.48)$$

que por sua vez pode ser reescrita na forma matricial

$$\begin{bmatrix} \xi(t) \\ \psi(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & * & * \\ -NG & 2N & * \\ 0 & -\mathbb{D}_\omega^T N & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi(t) \\ \psi(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (6.49)$$

Aplicando *S-procedure* em (6.41) e (6.49), obtém-se

$$\begin{bmatrix} \mathbb{A}^T P + P \mathbb{A} + \alpha_1 P & * & * \\ \mathbb{B}^T P + \Lambda N G & -2\Lambda N & * \\ \mathbb{B}_\omega^T P & \mathbb{D}_\omega^T N \Lambda & -\alpha_2 I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (6.50)$$

em que  $\Lambda \in \mathfrak{R}^2$  é uma matriz diagonal e definida positiva. Observa-se em (6.50) que há um produto entre duas variáveis de matriz,  $\Lambda$  e  $N$ , o qual impossibilita a solução da LMI. Porém, essas matrizes apresentam a mesma definição. Desta forma, sem perdas de generalidade, (6.50) pode ser expressa por

$$\begin{bmatrix} \mathbb{A}^T P + P \mathbb{A} + \alpha_1 P & * & * \\ \mathbb{B}^T P + N G & -2N & * \\ \mathbb{B}_\omega^T P & \mathbb{D}_\omega^T N & -\alpha_2 I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (6.51)$$

Contudo, o impasse permanece entre as matrizes  $N$  e  $G$ . Neste caso, considerando a matriz  $G = X P$  para  $\forall X \in \mathfrak{R}^{2 \times 4}$  e pré, e pós-multiplicando (6.51) por uma matriz do tipo

$$\begin{bmatrix} P^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & T^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \quad (6.52)$$

resulta em

$$\begin{bmatrix} Q\mathbb{A}^T + \mathbb{A}Q + \alpha_1 Q & * & * \\ S\mathbb{B}^T + X & -2S & * \\ \mathbb{B}_\omega^T & \mathbb{D}_\omega^T & -\alpha_2 I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (6.53)$$

para a matriz  $Q = P^{-1}$  e  $S = N^{-1}$ .

A LMI referente ao nível de saturação dos atuadores é determinada pelos conjuntos (6.32) e (6.46) tal que  $\mathcal{E} \subseteq \mathcal{S}$ . Para isso, de (6.46) obtém-se

$$|(\mathbb{C}_{ui} - G_i)\xi|^2 \leq u_{0_i}^2; \text{ para } i = 1, 2 \quad (6.54)$$

que é reescrita como

$$\xi^T \frac{(\mathbb{C}_{ui}^T - G_i^T)(\mathbb{C}_{ui} - G_i)}{u_{0_i}^2} \xi \leq 1; \text{ para } i = 1, 2 \quad (6.55)$$

assim, é suficiente assegurar

$$P - \frac{(\mathbb{C}_{ui}^T - G_i^T)(\mathbb{C}_{ui} - G_i)}{v_{0_i}^2} \geq 0; \text{ para } i = 1, 2. \quad (6.56)$$

Logo, fazendo  $G = XP$ , em seguida, pré e pós-multiplicando (6.56) por  $P^{-1}$ , determina-se

$$Q - \frac{(Q\mathbb{C}_{ui}^T - X_i^T)(\mathbb{C}_{ui}Q - X_i)}{u_{0_i}^2} \geq 0; \text{ para } i = 1, 2. \quad (6.57)$$

Finalmente, aplicando o complemento de Schur em (6.57) encontra-se a LMI

$$\begin{bmatrix} Q & * \\ \mathbb{C}_{ui}Q - X_i & u_{0_i}^2 \end{bmatrix} \leq 0; \text{ para } i = 1, 2. \quad (6.58)$$

## 6.4.2 Condições para variações paramétricas

Até então, as condições de LMIs foram determinadas para o sistema (6.7)–(6.8) sob saturação dos atuadores e distúrbios limitados. Desejando considerar as variações paramétricas, as matrizes do sistema podem ser descritas por um politopo cujos vértices são determinados pelos limites (inferior e superior) de cada parâmetro. Assim, para avaliar, em termos de LMIs, o sistema sob variação paramétrica, é necessário um conjunto de  $2^r$  LMIs, onde  $r$  representa o número de parâmetros que variam. E, se todas as LMIs do conjunto são satisfeitas, então é possível garantir a estabilidade do sistema. A LMI,

considerando as incertezas paramétricas, é obtida ajustando (6.53) para

$$\begin{bmatrix} Q\mathbb{A}_j^T + \mathbb{A}_jQ + \alpha_1Q & * & * \\ S\mathbb{B}_j^T + X & -2S & * \\ \mathbb{B}_{\omega_j}^T & \mathbb{D}_{\omega_j}^T & -\alpha_2I \end{bmatrix} \leq 0 \text{ para } j = 1, \dots, 2^r \quad (6.59)$$

## 6.5 Estimação da região de estabilidade

Esta análise tem por objetivo estimar uma região de estabilidade garantida sob as não-linearidades dos atuadores e variações paramétricas. Um caminho para isto é descrito em (BOYD L. El Ghaoui; BALAKRISHNAN., 1994) e (MONTAGNER; PERES., 2007), é considerar um conjunto  $\Theta$  com uma determinada forma e um fator de escala  $\beta$ . O conjunto pode ser definido por um poliedro cujos vértices  $p$  descrevem uma figura convexa

$$\Theta \triangleq \text{Convex}\{p_1, p_2, \dots, p_k\}; \text{ para } p_m \in \mathfrak{R}^{1 \times 2n}, m = 1, \dots, k \quad (6.60)$$

O fator de escala  $\beta$  é empregado para maximizar o poliedro, tal que  $\beta\Theta \subset \mathcal{E}$ . Então, maximizando  $\beta$  obtém-se uma estimativa para a região de estabilidade. Os vetores  $p_k$  são vistos como as direções em que a região  $\mathcal{E}$  é maximizada. Não obstante, a região de estabilidade de interesse pertence ao plano de estados da planta, cujos vetores  $p_k$  são assumidos na forma  $[p_m^T \ 0]^T$ . Portanto, se

$$\xi = \beta \begin{bmatrix} p_{m_1}^T & 0 \end{bmatrix}^T \in \mathcal{E} \quad (6.61)$$

então por (6.32), implica que

$$\beta \begin{bmatrix} p_{m_1}^T & 0 \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} p_{m_1}^T & 0 \end{bmatrix}^T \beta \leq 1. \quad (6.62)$$

Agora, considerando que uma matriz  $P$  simétrica e definida positiva é dada em blocos por

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & * \\ P_2 & P_3 \end{bmatrix} \quad (6.63)$$

para  $P_{1,3} = P_{1,3}^T > 0$  e  $\forall P_2 \in \mathfrak{R}^2$ , então (6.62) resulta em

$$p_{m_1}^T P_1 p_{m_1}^T \leq \eta \quad (6.64)$$

onde  $\eta = 1/\beta^2$ .

Conclui-se que, a maximização da região  $\mathcal{E}$  nas direções dos vetores  $p_{m_1}$  é equivalente

à minimização de  $\eta$ . Aplicando o complemento de Schur em (6.64), obtém-se a LMI como segue

$$\begin{bmatrix} \eta & * \\ p_{m_1} & Q_1 \end{bmatrix} \leq 0; \text{ para } m = 1, \dots, k. \quad (6.65)$$

onde  $Q_1 = P_1^{-1}$ .

O problema de maximização da região  $\mathcal{E}$  pode ser enunciado da seguinte forma: Considerando  $\alpha_1$  e  $\delta$  dados, a maximização de  $\mathcal{E}$  nas direções dos vértices  $p_{ij}$  do poliedro, escolhido pelo projetista, é solucionado minimizando o fator  $\eta$  sujeito as LMIs (6.42), (6.53), (6.58) e (6.65). Esse problema é colocado na Tabela 6.1, que mostra cada uma das LMIs.

Tabela 6.1: Maximização da região de atração  $\mathcal{E}$ .

Minimizar  $\eta$  sujeito a:

$$\begin{bmatrix} QA^T + AQ + \alpha_1 Q & * & * \\ S\mathbb{B}^T + X & -2S & * \\ \mathbb{B}_\omega^T & \mathbb{D}_\omega^T & -\alpha_2 I \end{bmatrix} \leq 0$$

$$\begin{bmatrix} Q & * \\ \mathbb{C}_{ui}Q - X_i & u_{0_i}^2 \end{bmatrix}_{i=1,2} \leq 0$$

$$\begin{bmatrix} \eta & * \\ p_{ij} & Q_1 \end{bmatrix} \leq 0$$

$$\alpha_1 - \alpha_2 \delta \geq 0$$

Para a análise de sistema em politopos, a LMI (6.53) é substituída pela (6.59) e o problema de maximização da região  $\mathcal{E}$  segue a Tabela 6.2.

Tabela 6.2: Maximização da região de atração  $\mathcal{E}$  para sistemas em politopos.

---

Minimizar  $\eta$  sujeito a:

$$\begin{bmatrix} QA_j^T + A_j Q + \alpha_1 Q & * & * \\ S\mathbb{B}_j^T + X & -2S & * \\ \mathbb{B}_{\omega_j}^T & \mathbb{D}_{\omega_j}^T & -\alpha_2 I \end{bmatrix}_{j=1,\dots,2^r} \leq 0$$

$$\begin{bmatrix} Q & * \\ \mathbb{C}_{u_i} Q - X_i & u_{0_i}^2 \end{bmatrix}_{i=1,2} \leq 0$$

$$\begin{bmatrix} \eta & * \\ p_{ij} & Q_1 \end{bmatrix} \leq 0$$

$$\alpha_1 - \alpha_2 \delta \geq 0$$


---

Vale ressaltar que tanto para Tabela 6.1 quanto para Tabela 6.2, a matriz  $S \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$  é diagonal positiva; a matriz qualquer, em blocos,  $X \in \mathfrak{R}^{2 \times 4}$ , onde  $X_i$  é o bloco  $i$ ; a matriz em blocos  $Q = P^{-1}$  é simétrica e definida positiva, tal que  $Q_1 \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$  é o bloco  $(1, 1)$ ; o escalar  $\alpha_2 > 0$  e  $\mathbb{C}_{u_i}$  é o bloco  $i$  da matriz  $\mathbb{C}_u$ .

## 6.6 Estimação da região de operação com estabilidade garantida

Assume-se que o retificador opera na região de sobremodulação, que apresenta uma condição crítica no modo de seis-pulsos. A Figura 6.2 mostra o sistema que será analisado. Para análise desse sistema na região de sobremodulação, considera-se que o vetor de tensão  $u_{dqL}$  não sofre alterações pelo pré-modulador. Desta forma, o vetor  $u_{dq}$  apresentará somente componente fundamental. Assim, as harmônicas de tensão serão nulas, e, conseqüentemente, as harmônicas de corrente também serão nulas. Logo, não será necessário realizar a compensação de harmônicas e o sinal de realimentação torna-se o próprio vetor de corrente  $i_{dq}$ . Constata-se que os sinais de realimentação em eixos síncronos são correntes contínuas em regime permanente. Se existe ação do pré-modulador, então aplica-se a compensação de harmônicas. Caso contrário, não há necessidade de compensação. Essa consideração é, pois, admissível sob o ponto de vista

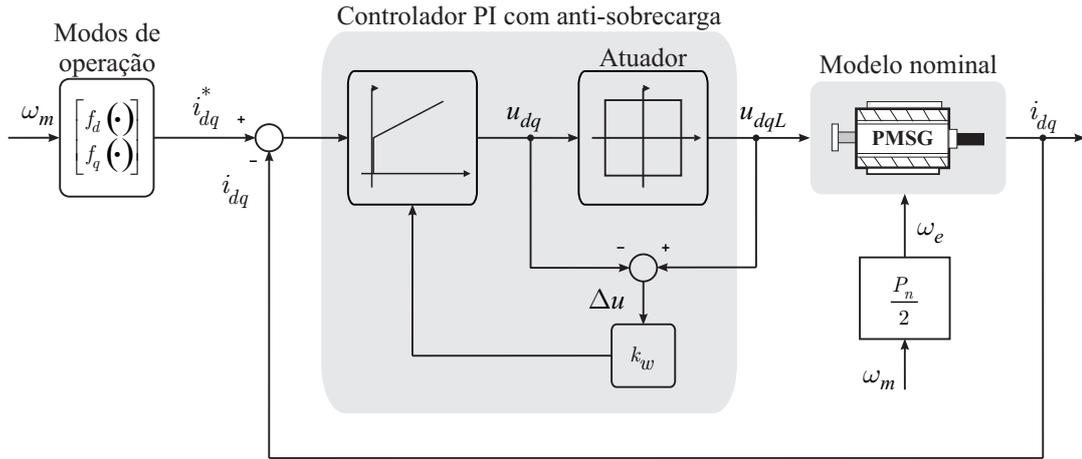


Figura 6.2: Representação em blocos do sistema de análise.

da malha de controle.

O modelo nominal do PMSG é dado por (2.22), enquanto controlador com ação anti-sobrecarga é (5.14)–(5.15). A função de saturação corresponde a (5.17), cujo valor limitante  $u_0 = 2v_{cc}/\pi$  é a tensão fundamental no modo de seis-pulsos. Além disso, considera-se a tensão do barramento CC  $v_{cc} = 61$  V. A Tabela 6.3 fornece os parâmetros para o gerador e o controlador, que são utilizados pelas matrizes (6.26)–(6.31).

Tabela 6.3: Parâmetros usados nos resultados numéricos.

Gerador	
$L_q$	22.7 mH
$L_d$	8.3 mH
$R_s$	0.64 $\Omega$
$\psi_{pm}$	0.108 Wb
Controlador de corrente	
$k_p$	114.91192
$k_i$	145426.76086
$k_w$	0.13753

Os resultados a seguir para estimação da região de operação com estabilidade garantida são apresentados para duas situações. Na primeira, a região  $\mathcal{E}$  é estimada para o caso em que o sistema apresenta distúrbios e saturação nos atuadores. Já na segunda, acrescenta-se a influência das incertezas paramétricas. De qualquer modo, os vetores que definem o elipsóide para maximização da estimativa da região de estabilidade  $\mathcal{E}$  foram

escolhidos sendo

$$p_{11} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, p_{21} = \begin{bmatrix} -0.15 \\ 0 \end{bmatrix}, p_{31} = \begin{bmatrix} 0 \\ -0.15 \end{bmatrix}, p_{41} = \begin{bmatrix} -0.15 \\ -0.15 \end{bmatrix} \quad (6.66)$$

O primeiro caso é solucionado pela Tabela 6.1 com  $\alpha_1 = 160$  e  $\delta = 850$ . A Figura 6.3 ilustra uma região  $\mathcal{E}$  de operação com estabilidade garantida sob saturação dos atuadores e distúrbios para três velocidades distintas.

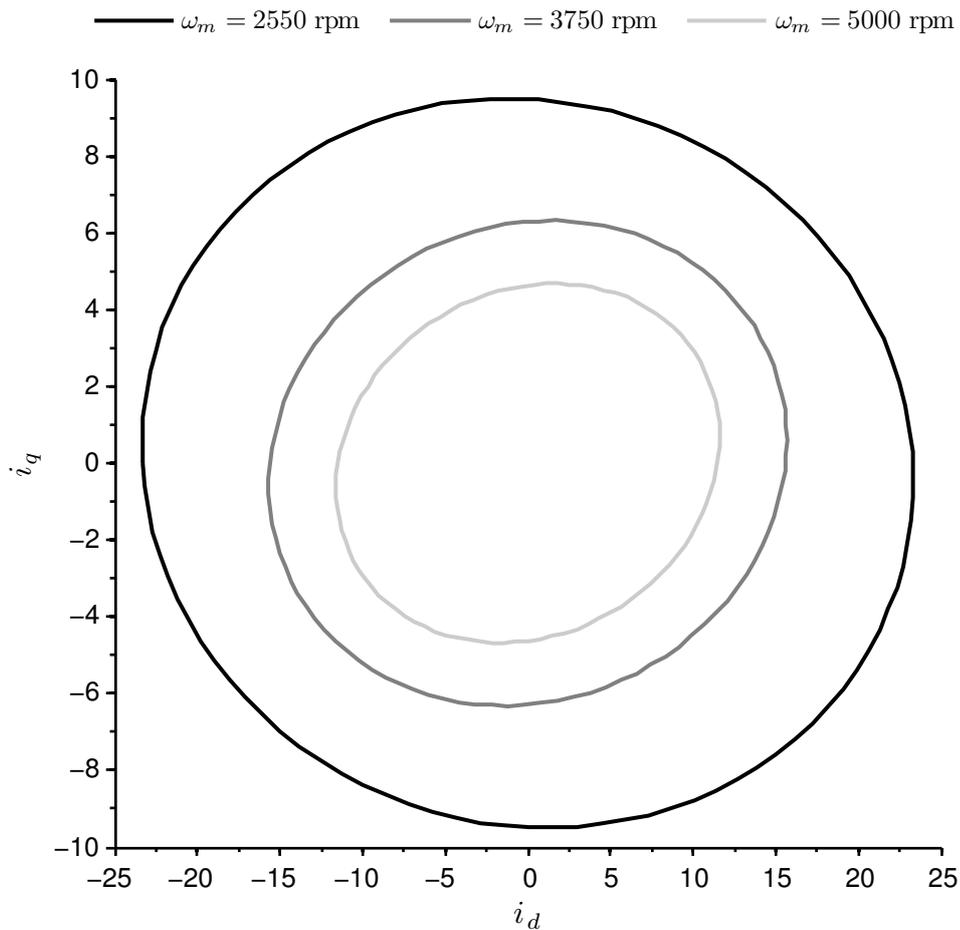


Figura 6.3: Estimativa da região de operação com estabilidade garantida  $\mathcal{E}$  para  $\omega_m = 2550$  rpm,  $\omega_m = 3750$  rpm e  $\omega_m = 5000$  rpm.

É possível observar que as regiões  $\mathcal{E}$  com estabilidade garantida diminuem com o aumento da velocidade. Esse fato é confirmado pela Figura 6.4, a qual apresenta o índice de maximização  $\beta$  para região  $\mathcal{E}$ .

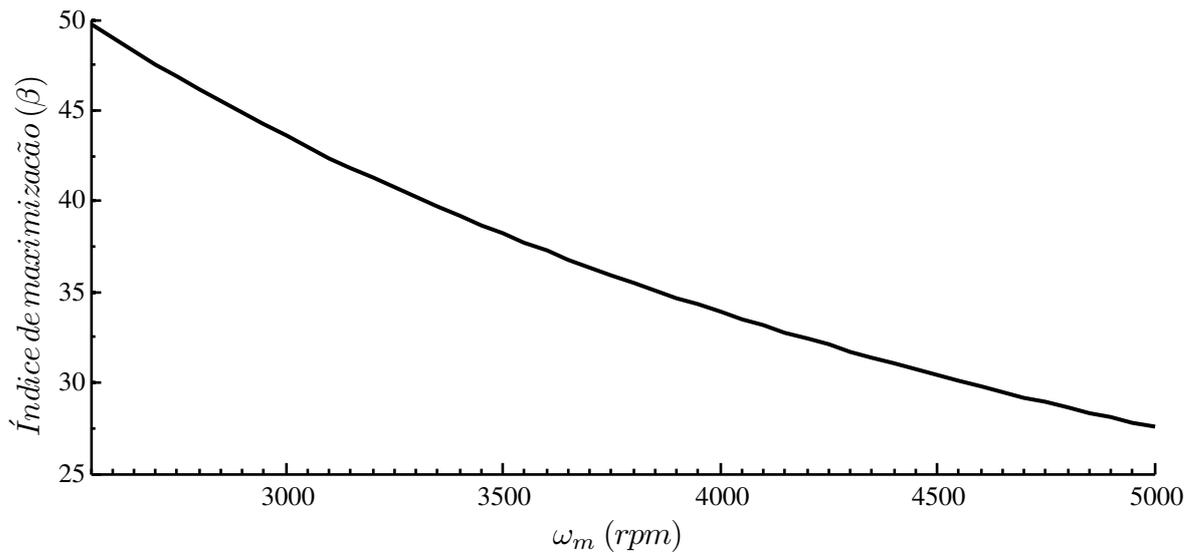


Figura 6.4: Índice de maximização para região de operação com estabilidade garantida em função da velocidade do gerador  $\omega_m$ .

Independentemente do tamanho da região, uma vez que o sistema parte de uma condição inicial pertencente à região  $\mathcal{E}$ , garante-se a convergência a um ponto de equilíbrio no interior da região.

O segundo caso é solucionado pela Tabela 6.2 com  $\alpha_1 = .01$  e  $\delta = .01$ . O objetivo é determinar a máxima região  $\mathcal{E}$  de operação de estabilidade garantida do sistema em malha fechada sob efeito de saturação dos atuadores, distúrbios e incertezas paramétricas. Então, assume-se que a velocidade mecânica  $\omega_m$  varia de 2150 rpm a 5150 rpm, enquanto a indutância  $L_q$  pertence a [19 23] mH. Na situação analisada, o parâmetro  $\delta$  significa uma variação em torno de qualquer valor pontual  $\omega_m \in [2150 \ 5150]$  rpm. Os intervalos adotados são válidos do ponto de vista da aplicação, pois o sistema é investigado na operação no modo de seis-pulsos e  $L_q$  está sujeito aos efeitos da saturação magnética. Assim, a região  $\mathcal{E}$  ilustrada pela Figura 6.5 é considerada uma região de operação com estabilidade garantida sob saturação, distúrbios e incertezas paramétricas.

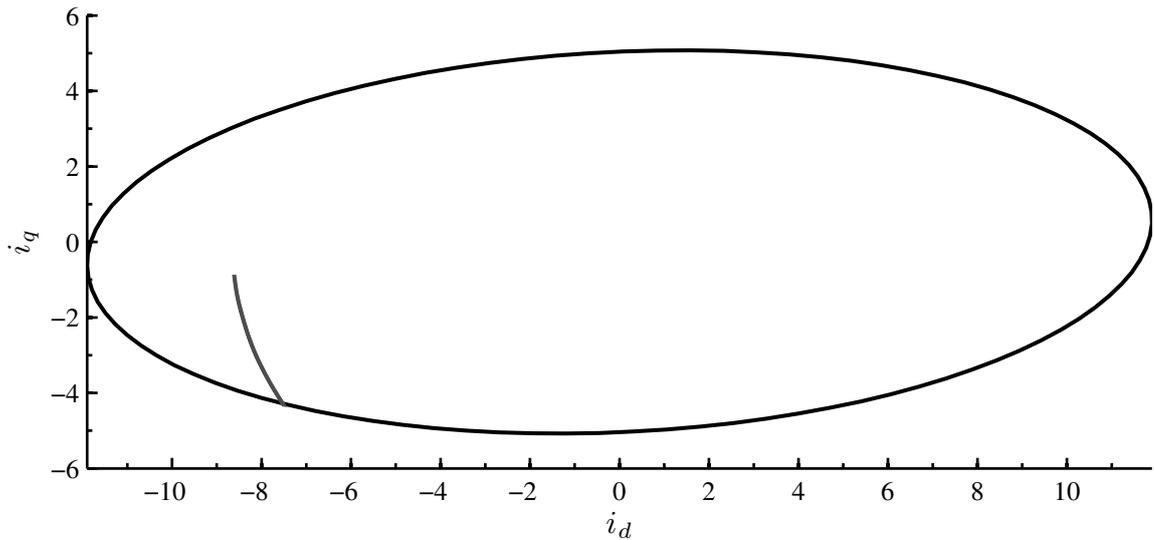


Figura 6.5: Região  $\mathcal{E}$  para operação do sistema em malha fechada com estabilidade garantida para variação paramétrica:  $\omega_m \in [2150 \ 5150]$  rpm e  $L_q \in [19 \ 23]$  mH. Conjunto de pontos de equilíbrio cujo erro em regime é nulo.

Consequentemente, o sistema converge para um ponto de equilíbrio pertencente a região  $\mathcal{E}$  sempre que ele parte de uma condição inicial dentro dessa mesma região.

## 6.7 Conclusão

Inicialmente, conceitos básicos referentes a desigualdades matriciais lineares são apresentados. Na sequência, uma ferramenta para estimar uma região estável de operação para um sistema dinâmico baseado em resultados da literatura é aplicado. Com essa ferramenta, a análise da estabilidade e robustez do sistema de controle com anti-sobrecarga é realizada, considerando primeiramente distúrbios e saturação dos atuadores e, posteriormente, também incertezas paramétricas. Em ambos os casos, demonstrou-se, através dos resultados numéricos, que é possível controlar as correntes do gerador durante a operação do retificador PWM na região de sobremodulação.

# **7 *RESULTADOS DE SIMULAÇÃO***

## **7.1 Introdução**

Este capítulo destina-se a realizar uma comparação dos resultados de simulação entre a metodologia apresentada neste trabalho, havendo aplicação da técnica de sobremodulação que possibilita uma transição ordenada e suave para o modo de seis-pulsos com duas metodologias. De início, resultados de simulação que vão ao encontro dos resultados de otimização são apresentados. Em seguida, realiza-se uma comparação com a metodologia cuja operação na sobremodulação é substituída pela limitação de tensão na região linear. Por fim, uma comparação com o método proposto por (MORIMOTO et al., 2006) é apresentada.

## **7.2 Parâmetros utilizados nas simulações**

A Tabela 7.1 apresenta as características do gerador usada nos resultados de simulação a seguir.

Tabela 7.1: Parâmetros do gerador.

Resistência do estator	$R_s$	0.64	$\Omega$
Indutância do eixo direto	$L_d$	8.7	mH
Indutância nominal do eixo em quadratura	$L_{q0}$	28.3	mH
Fator de saturação	$k$	0.657	mH/A
Constante de histerese	$r_{hys}$	40	$\Omega^{-1}s/\text{rad}$
Constante de Foucault	$R_{edd}$	260	$\Omega^{-1}$
Fluxo magnético	$\psi_{pm}$	0.108	Wb
Velocidade nominal	$\omega_m$	1800	rpm
Potência nominal	$P_{nom}$	500	W
Conjugado nominal	$T_e$	2.653	Nm
Números de pólos	$N_p$	4	

A Tabela 7.2 mostra os parâmetros utilizadas para determinar a constante de conjugado ótimo utilizada pelo controle de MPPT.

Tabela 7.2: Parâmetros da turbina.

Densidade atmosférica	$\rho$	1.225	$kg/m^3$
Raio das pás	$r$	0.771	$m$
Caixa de engrenagem	$G$	2.0	
Constante de conjugado ótimo	$K_{opt}$	$75.41 \times 10^{-6}$	$Nm / \left(\frac{rad}{s}\right)^2$
Velocidade do vento nominal	$v_w$	10.	$m/s$

A Tabela 7.3 apresenta a tensão do barramento CC para determinar as tensões limites para operação do retificador na região linear e na região sobremodulação. Também apresenta a frequência de comutação utilizada para calcular as perdas no retificador, assim como a corrente nominal ou máxima permitida pelo retificador.

Tabela 7.3: Parâmetros para o retificador.

Tensão no barramento CC	$v_{cc}$	61.	V
Corrente nominal	$I_{sm}$	8.66	A
Frequência de comutação	$f_c$	10	kHz

A Tabela 7.4 especifica os ganhos do controlador, bem como a frequência de amostragem empregados neste trabalho.

Tabela 7.4: Parâmetros do controlador de corrente.

Ganho proporcional	$k_p$	114.9	
Ganho integral	$k_i$	145426.8	
Ganho anti-sobrecarga	$k_w$	0.1375	
Frequência de amostragem	$f_s$	20.	kHz

### 7.3 Resultados

Os resultados a seguir são normalizados pelos valores nominais referentes a cada variável.

Assume-se que a velocidade mecânica  $\omega_m$  do gerador, para os resultados da Figura 7.1 até a Figura 7.4, seja dada por

$$\omega_m(t) = \frac{4856}{5}t + 300 \quad (7.1)$$

em  $rad/s$ , sendo o tempo  $t$  em segundos  $s$ . Essas simulações foram realizadas para um intervalo de tempo de 0 a 5 segundos. A Tabela 7.5 apresenta a correspondência entre o tempo  $t$  e  $\omega_m$  dado por (7.1).

Tabela 7.5: Correspondência entre o tempo  $t$  e  $\omega_m$ .

$t$	$\omega_m$	
	rpm	p.u.
0	300	0.1667
5	5156	2.8644

O objetivo dessas simulações é mostrar que os resultados são condizentes com os resultados de otimização apresentados no Capítulo 4. Desta forma, tem-se na Figura 7.1 as correntes em coordenadas síncronas  $i_d$  e  $i_q$  do gerador.

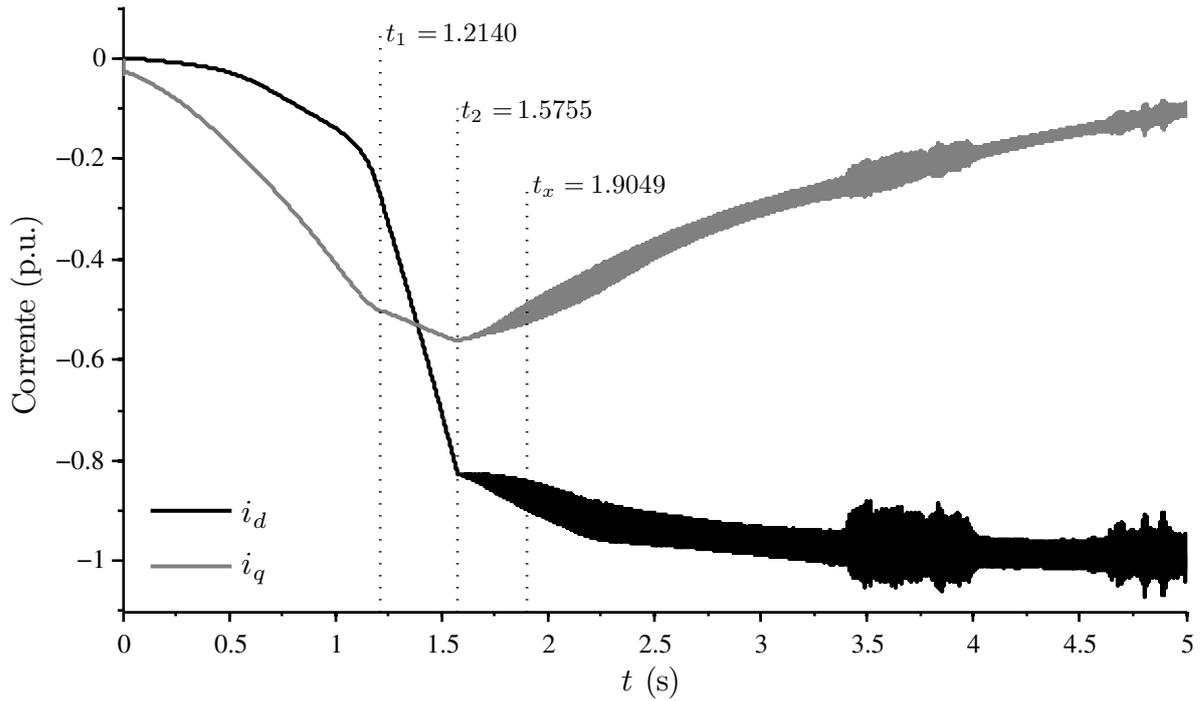


Figura 7.1: Correntes  $i_d$  e  $i_q$  do gerador.

Esses sinais são obtidos do gerador, antes de realizar a compensação de harmônicas de corrente. Os instantes de tempo  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_x$  representam, respectivamente, o instante de tempo limite para os modo I e II, e o momento em que ocorre a transição para o modo de seis-pulsos, determinada pela velocidade  $\omega_{m_x}$ . Ressalta-se que o modo I é referente a maximização de eficiência do sistema PMSG e retificador PWM. O modo II corresponde ao controle para limitação de tensão na região linear. E o modo III equivale ao controle na região de sobremodulação, que contém o modo de seis-pulsos. A Tabela 7.6 formaliza os intervalos de tempo e de velocidade para cada modo de operação.

Tabela 7.6: Intervalos de operação para cada modo.

Modo	Intervalo de	
	tempo (s)	velocidade (p.u.)
I	0. a 1.2140	0.1667 a 0.8217
II	1.2140 a 1.5755	0.8217 a 1.0167
III		
(transição)	1.5755 a 1.9049	1.0167 a 1.1945
(seis-pulsos)	1.9049 a 5.0000	1.1945 a 2.8644

A Figura 7.2 apresenta o fator de potência do gerador. Nota-se que em apenas dois intervalos de tempo ocorre um fator de potência unitário. No entanto, em nenhum momento é garantida a operação do sistema sob essa condição. Observa-se, por fim, que no modo de seis-pulsos há uma redução drástica do fator de potência.

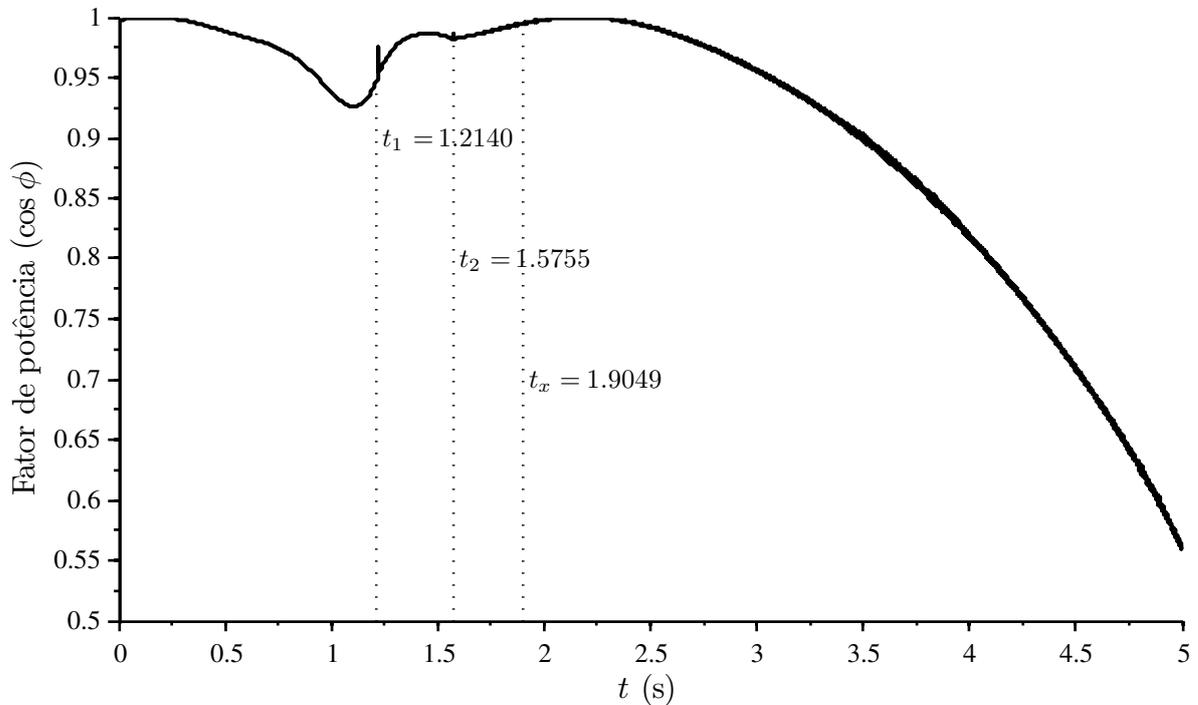


Figura 7.2: Fator de potência ( $\cos \phi$ ) do gerador.

Por sua vez, o rendimento  $\eta$  do gerador é ilustrado pela Figura 7.3. O rendimento máximo para o sistema é garantido para o intervalo de 0 a 1.214 segundos, pois nesse intervalo ocorre a minimização das perdas. Além do instante de tempo  $t_1$ , ocorre uma redução no rendimento, proporcionada pelo aumento da velocidade do gerador que, conseqüentemente, aumenta a corrente do gerador, ocasionando perdas elétricas maiores.

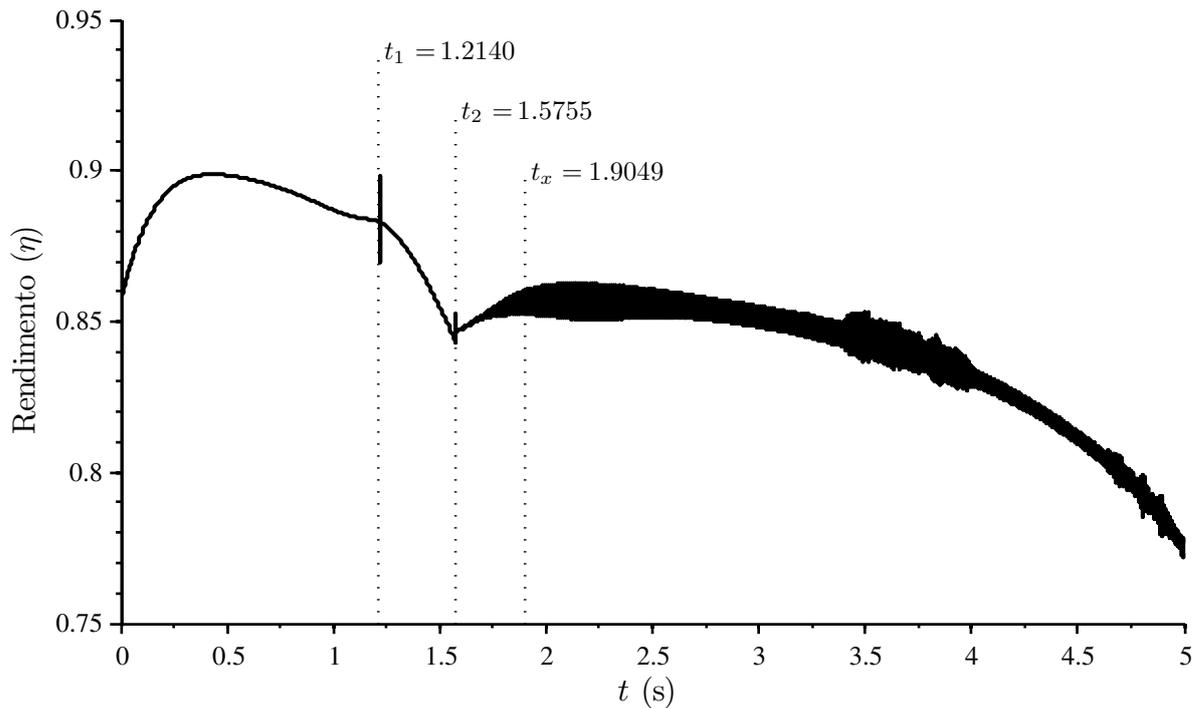


Figura 7.3: Rendimento ( $\eta$ ) do gerador.

Especificamente em relação ao modo III, a corrente do gerador é regulada no valor da corrente nominal  $I_{sm}$ . Logo, as perdas do cobre (4.34) permanecem constantes. Porém, as perdas do ferro ou núcleo do estator (4.35) continuam aumentando conforme a velocidade. Para evitar que ocorra a desmagnetização dos elementos magnéticos, os limites térmicos do gerador devem ser obedecidos.

A Figura 7.4 ilustra um caso em que a potência no eixo  $P_{sh}$  do gerador é comparada sob dois métodos. Um dos métodos é o desenvolvido neste trabalho. Há três modos de operação do sistema PMSG e retificador em que no modo III aplica-se a técnica de sobremodulação para se obter uma transição suave para o modo de seis-pulsos. No segundo método, apenas o modo III sofre modificação. Neste caso, a sobremodulação é substituída pela limitação de tensão na região linear. Em ambos os métodos, a corrente do gerador é regulada no valor nominal, e as curvas de potência  $P_m$  representam a potência mecânica extraída do vento.

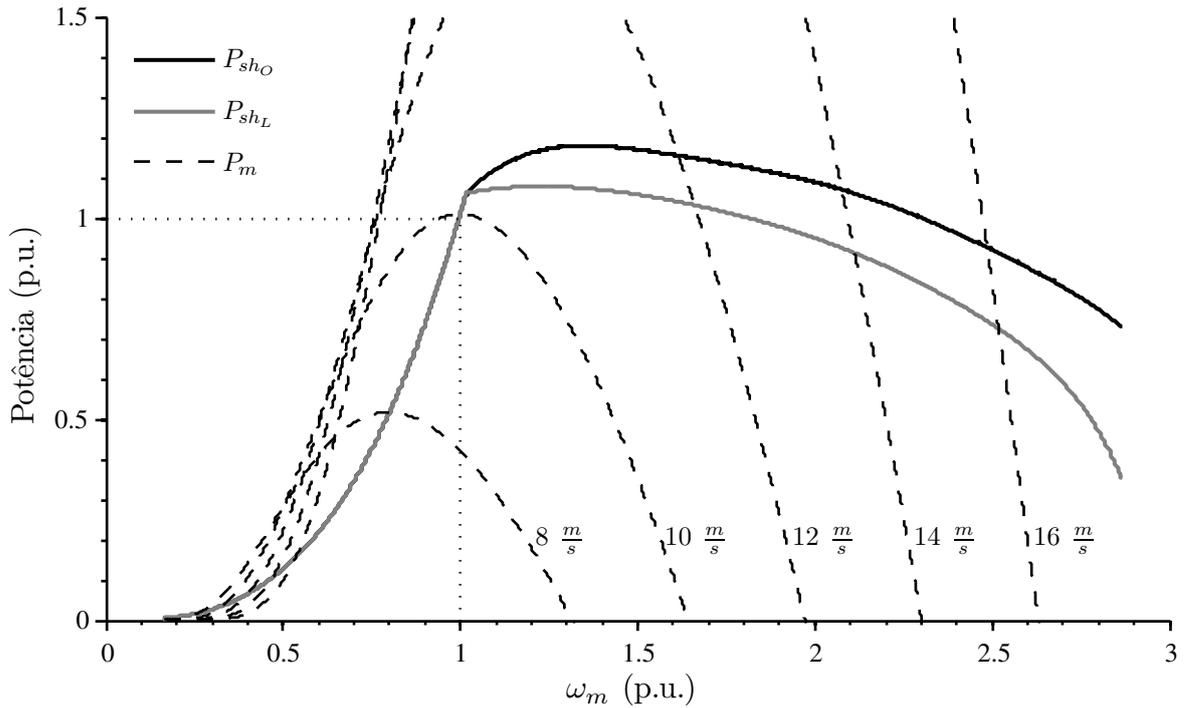


Figura 7.4: Comparação da potência no eixo do gerador pelo método desenvolvido ( $P_{shO}$ ) e pelo método de limitação de tensão na região linear ( $P_{shL}$ ).

O resultado apresentado pela Figura 7.4 vai ao encontro de (MORIMOTO et al., 2006). Com a análise das duas curvas de potência  $P_{shO}$  e  $P_{shL}$ , pode-se afirmar que é possível obter um ganho de potência extraída do vento ( $P_m$ ) com uma mesma turbina eólica, se o sistema de conversão de energia eólica operar na região de sobremodulação do retificador.

Neste momento, uma comparação entre o método desenvolvido neste trabalho e o método (MORIMOTO et al., 2006) será realizada.

No método (MORIMOTO et al., 2006), há três modos de operação para o conjunto PMSG e retificador PWM. O modo I é dito modo de maximização de eficiência. Mas, apenas as perdas do gerador são minimizadas. O modo II apresenta características equivalentes ao deste trabalho, e o modo III corresponde ao modo de seis-pulsos. Neste modo, o controle de corrente não é executado. No seu lugar, aplica-se um controle de ângulo de fase para regular o módulo da corrente do gerador. A Figura 1.7 apresenta o sistema proposto. Esse método tem a característica de realizar uma transição brusca e direta da operação do retificador da região linear para o modo de seis-pulsos. Por esse motivo, esse método será referenciado como método direto a partir de agora.

No método desenvolvido neste trabalho, as perdas do retificador foram contempladas para realizar a maximização da eficiência do sistema PMSG e retificador. Já no modo III,

a técnica de sobremodulação foi aplicada. Com isso, existe a possibilidade de se executar o controle de corrente para todos os modos, além de se obter uma transição suave para o modo de seis-pulsos. Assume-se esse método como método com sobremodulação.

As Figuras 7.5 e 7.6 apresentam a corrente  $I_s$  e a tensão  $V_s$  do gerador, respectivamente, para o método com sobremodulação e para o método direto. A tensão limite  $V_{sm}$  para operação na região linear é 0.5774, enquanto que na sobremodulação é 0.6366, tal valor corresponde a amplitude da tensão fundamental no modo de seis-pulsos. Na Figura 7.5, a transição suave ocorre em um instante de tempo  $t_x$  escolhida do projetista.

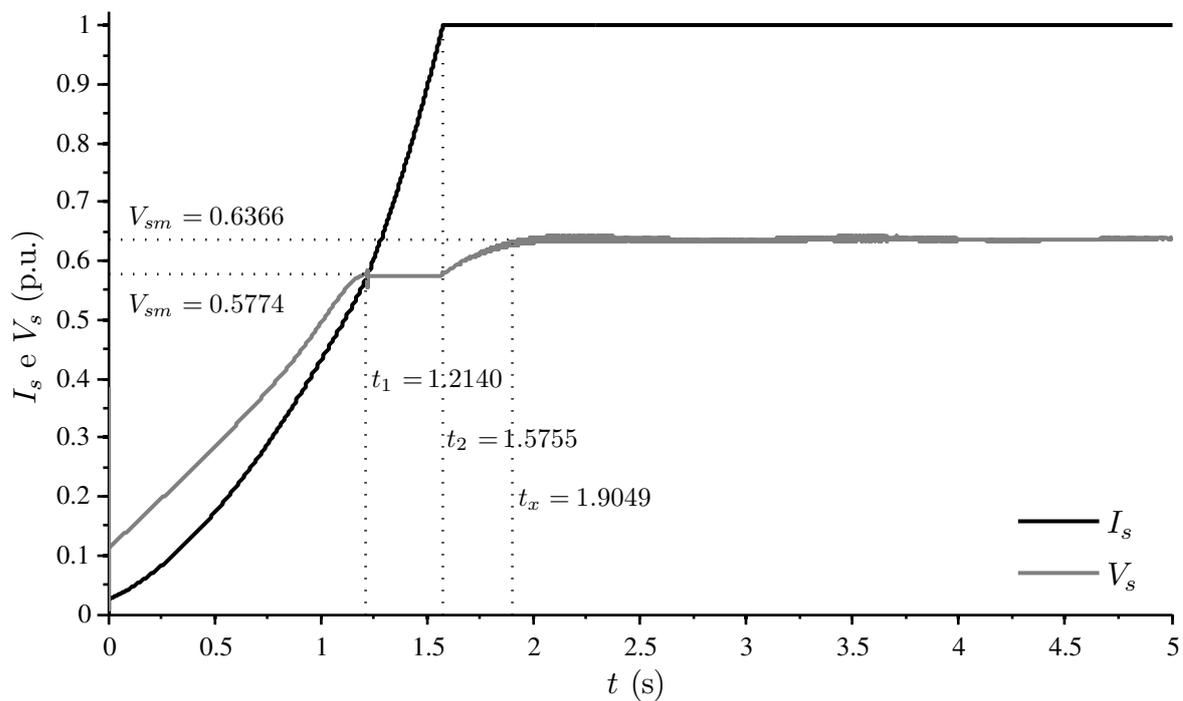


Figura 7.5: Corrente  $I_s$  e tensão  $V_s$  do gerador pelo método com sobremodulação.

Por outro lado, na Figura 7.6 o instante  $t_x$  é nulo, determinando que a transição para o modo seis-pulsos é abrupta e direta. Além disso, não há compensação de harmônicas de corrente, uma vez que no modo III não se realiza controle de corrente. Este é realizado apenas nos modos I e II. Como dito anteriormente, o modo III realiza controle de ângulo de fase.

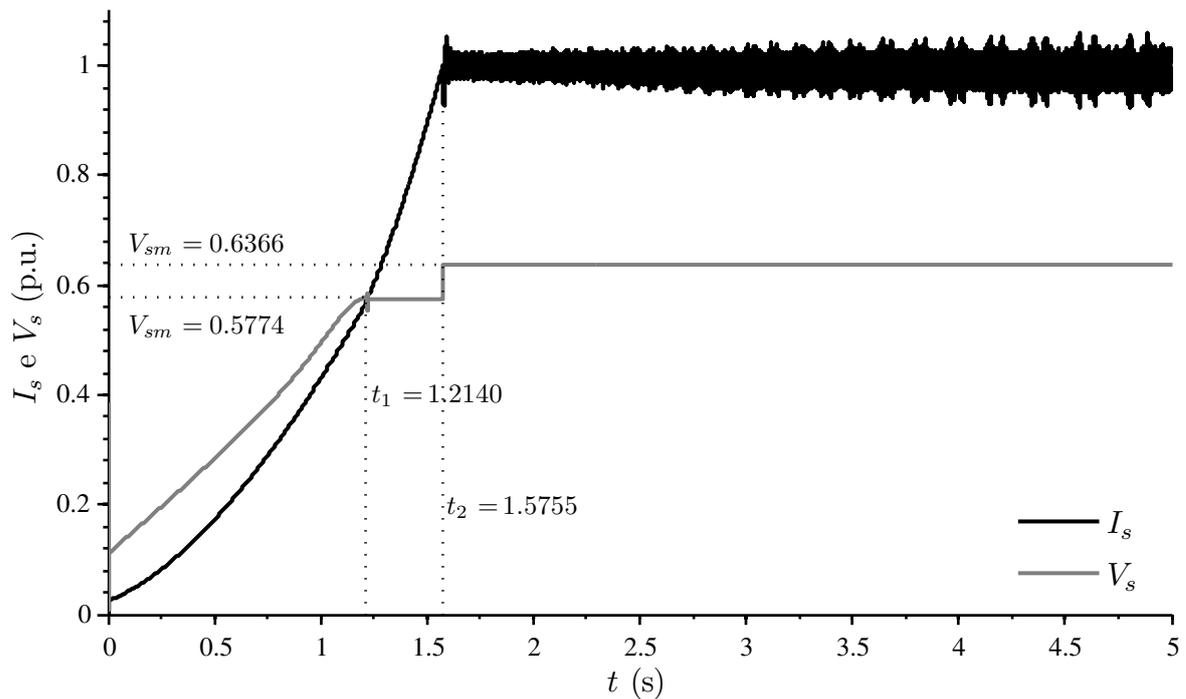


Figura 7.6: Corrente  $I_s$  e tensão  $V_s$  do gerador pelo método direto.

Um caminho para se evitar pulsações de conjugado é realizar o controle de corrente do gerador. As pulsações de conjugado são transferidas para todos os componentes mecânicos de uma turbina eólica. Essas pulsações causam estresses mecânicos que podem reduzir a vida útil de uma turbina eólica. Nesse sentido, a existência de duas estratégias de controle pode indicar um problema para um sistema de conversão de energia eólica. Para evidenciar esse problema, considera-se que a velocidade mecânica  $\omega_m$  do gerador segue a curva ilustrada pela Figura 7.7 em um intervalo de tempo de 0 a 10 segundos.

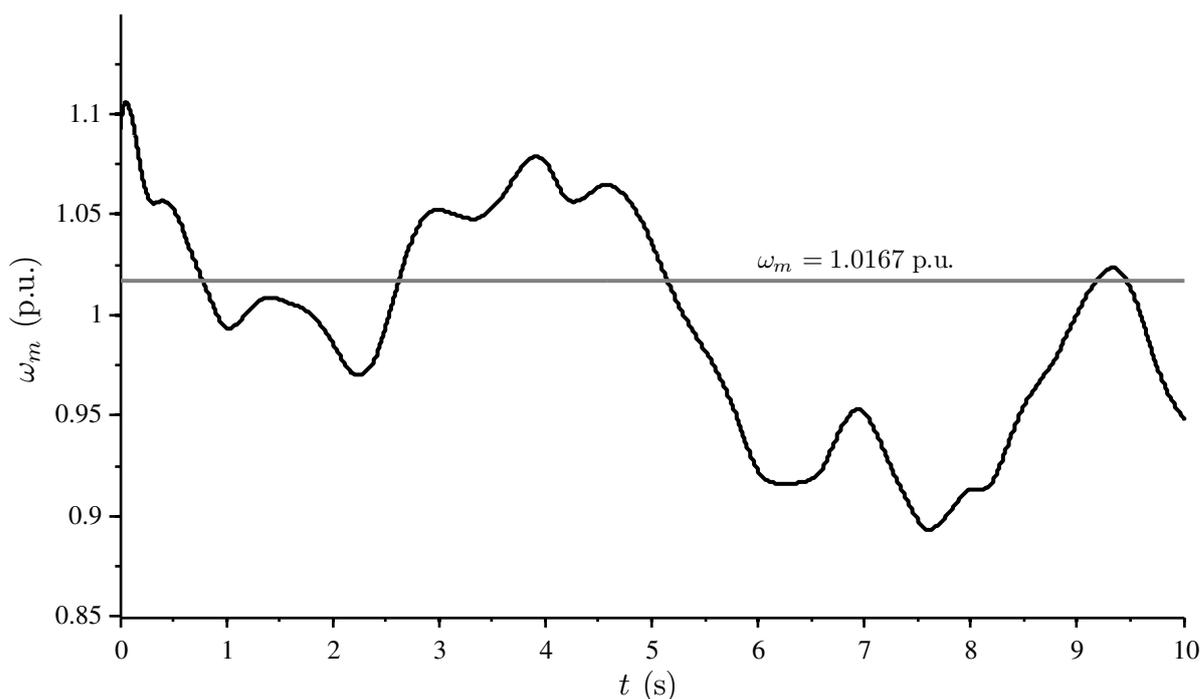
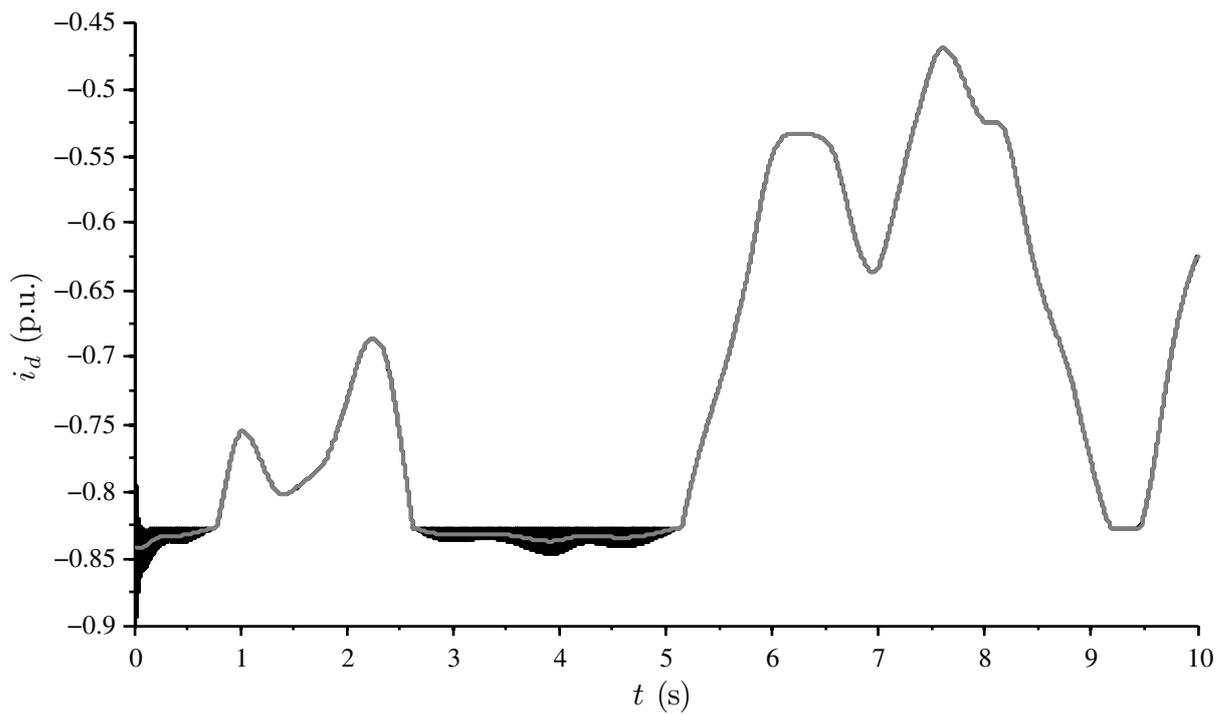


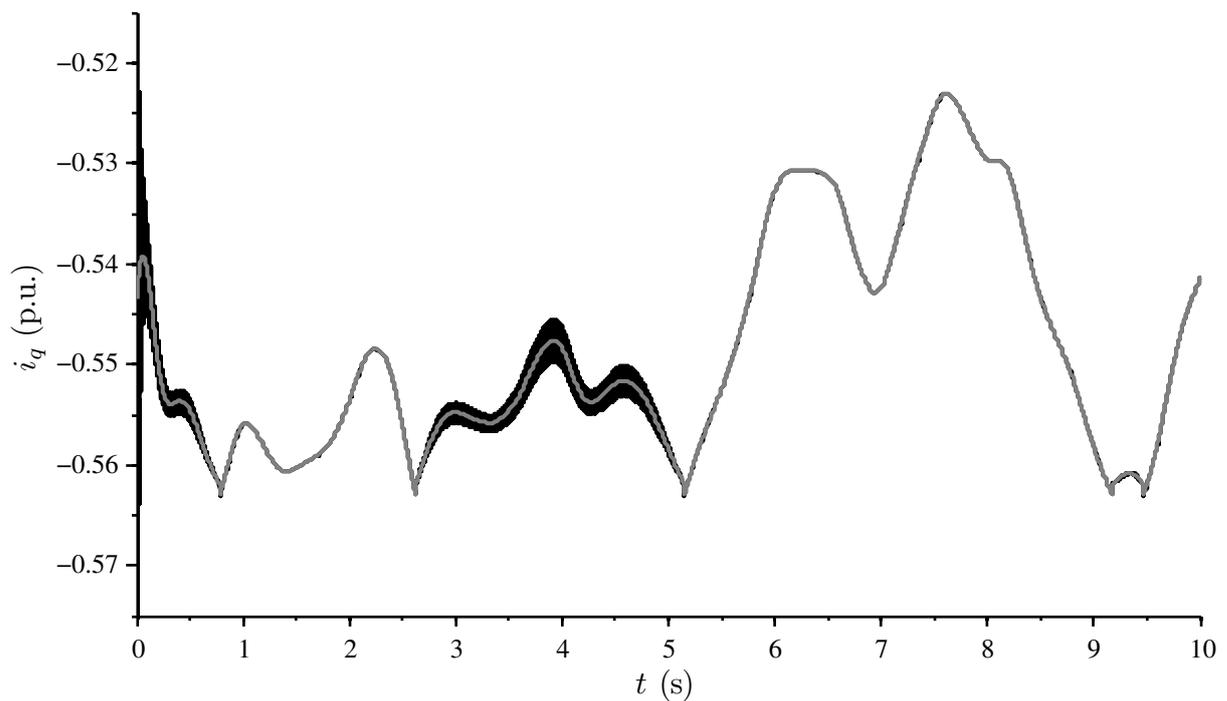
Figura 7.7: Velocidade mecânica para verificação das pulsações de conjugado.

A velocidade limite entre os modos de operação II e III corresponde a  $\omega_m = 1.0167$  (p.u.). Em outras palavras, isso significa que pelo método direto haverá uma mudança de estratégia de controle quando o sistema passar para o modo III ou retornar para o modo II. Por outro lado, pelo método com sobremodulação haverá sempre uma única estratégia de controle independente do valor da velocidade  $\omega_m$ .

Pelas Figuras 7.8 e 7.9, observa-se as correntes  $i_d$  e  $i_q$  do gerador para o método com sobremodulação e para o método direto, respectivamente. A Figura 7.8 mostra que indiferentes a mudanças de modo de operação, as correntes  $i_d$  e  $i_q$  continuam sendo reguladas.



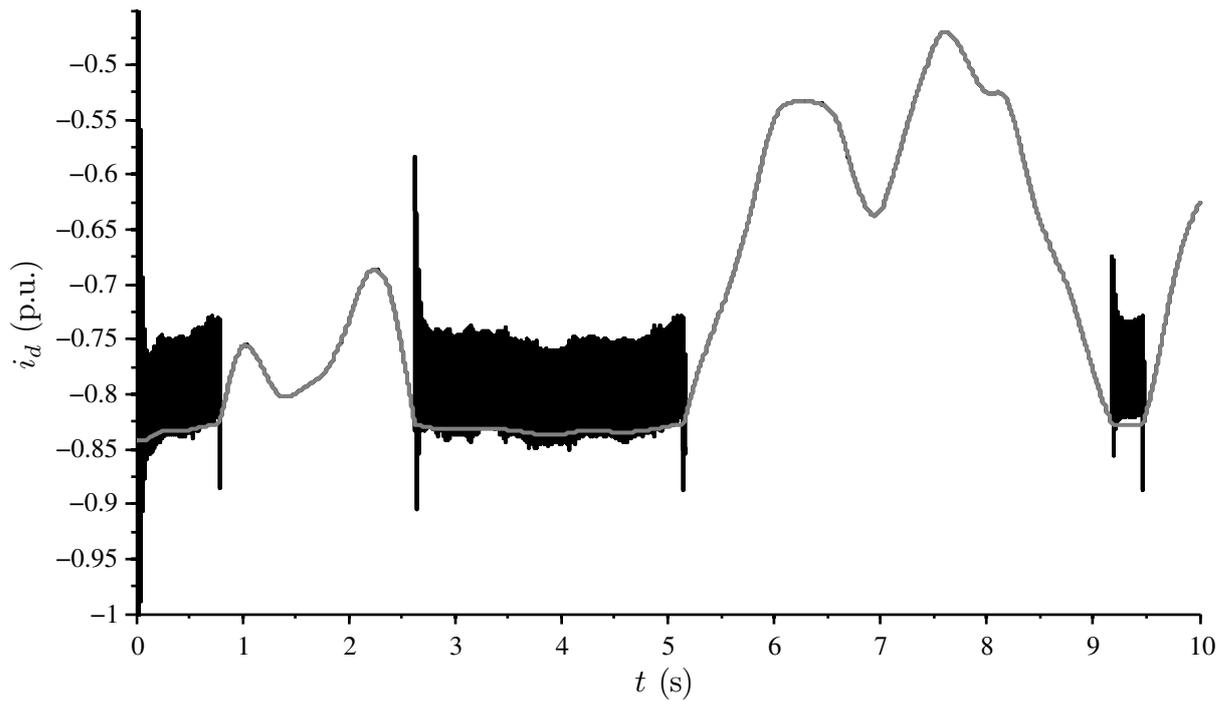
(a) Corrente de eixo direto



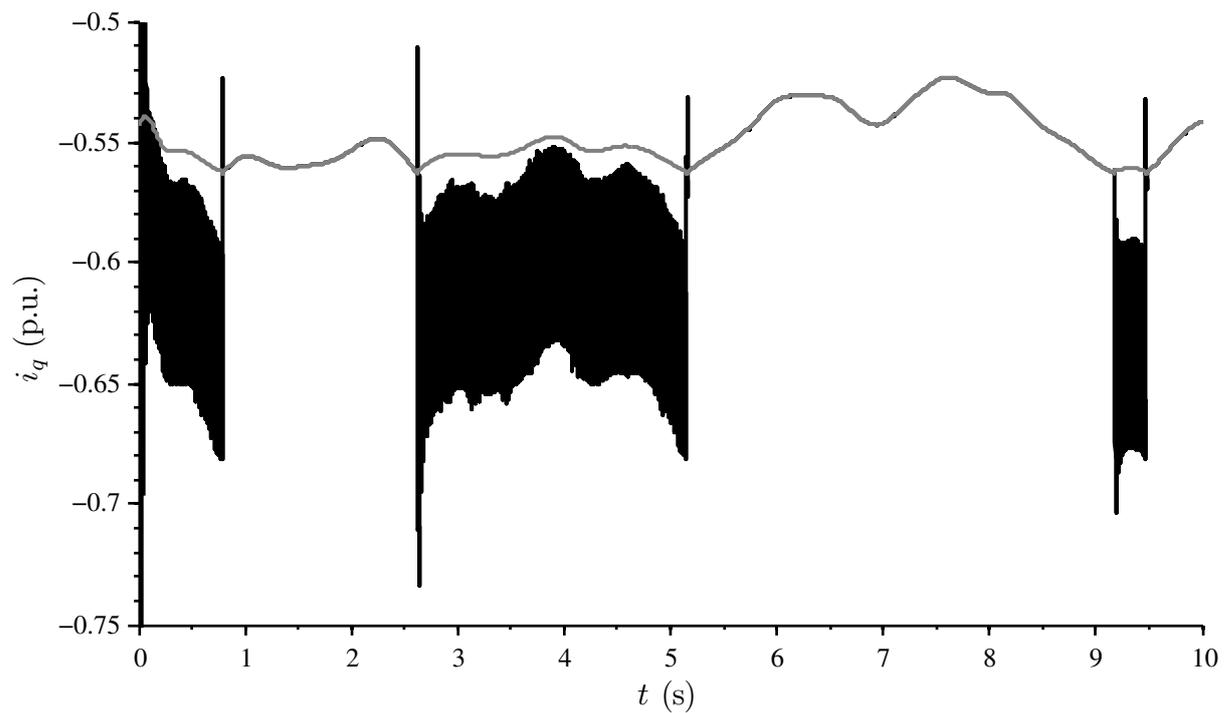
(b) Corrente de eixo em quadratura

Figura 7.8: Corrente  $i_d$  e  $i_q$  pelo método com sobremodulação.

Em contrapartida, pelo método direto as correntes  $i_d$  e  $i_q$  não são controladas no modo III. Também, ocorrem pulsações de corrente como resultado da mudança de estratégia de controle entre os modos II e III, como foi ilustrado na Figura 7.9.



(a) Corrente de eixo direto



(b) Corrente de eixo em quadratura

Figura 7.9: Corrente  $i_d$  e  $i_q$  pelo método direto.

Conforme mencionado anteriormente, a estratégia de controle de corrente é aplicada para os três modos de operação pelo método com sobremodulação. Desta forma, o conjugado elétrico  $T_e$  do gerador também é controlado de maneira indireta. Com

isso, pulsações de conjugado são evitadas. A curva de conjugado apresenta então, um comportamento suave em todo intervalo de tempo considerado como mostra a Figura 7.10.

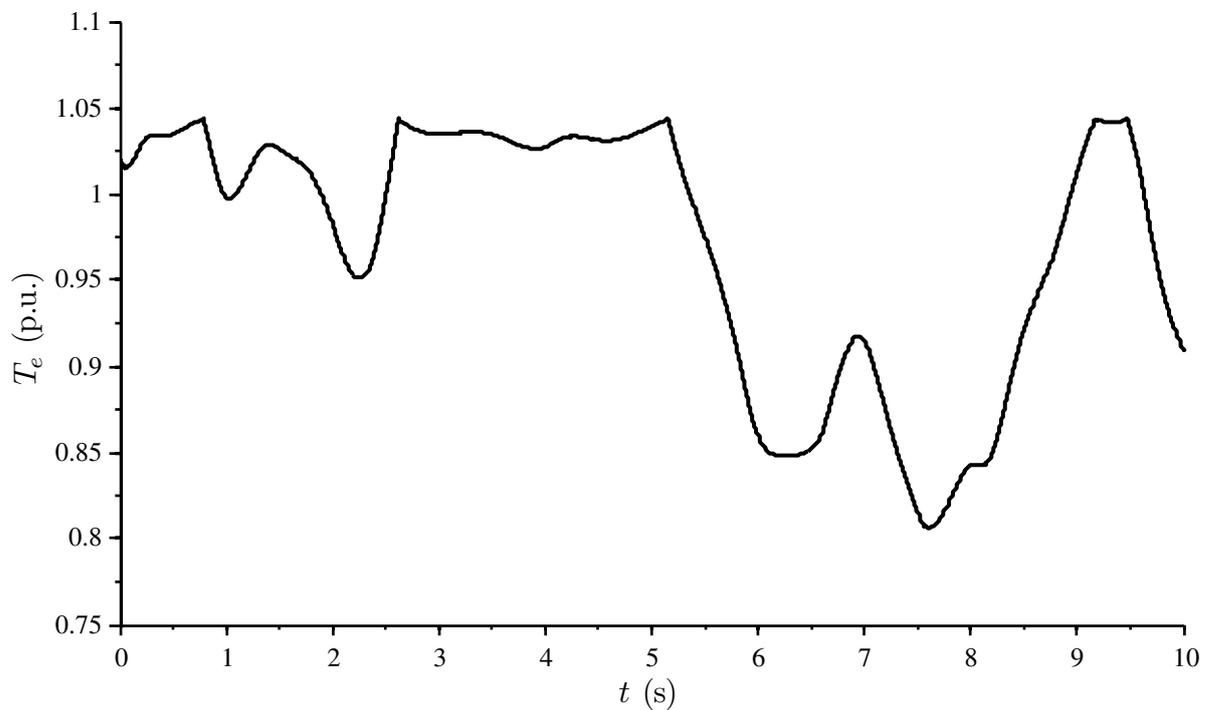
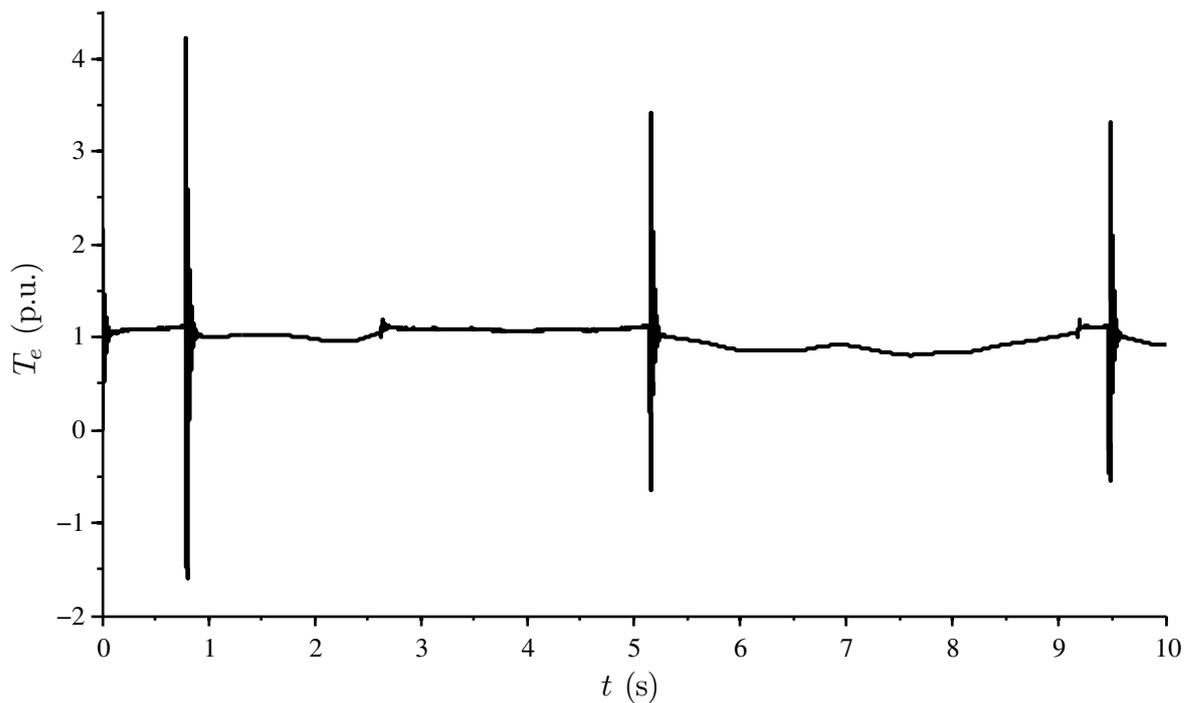
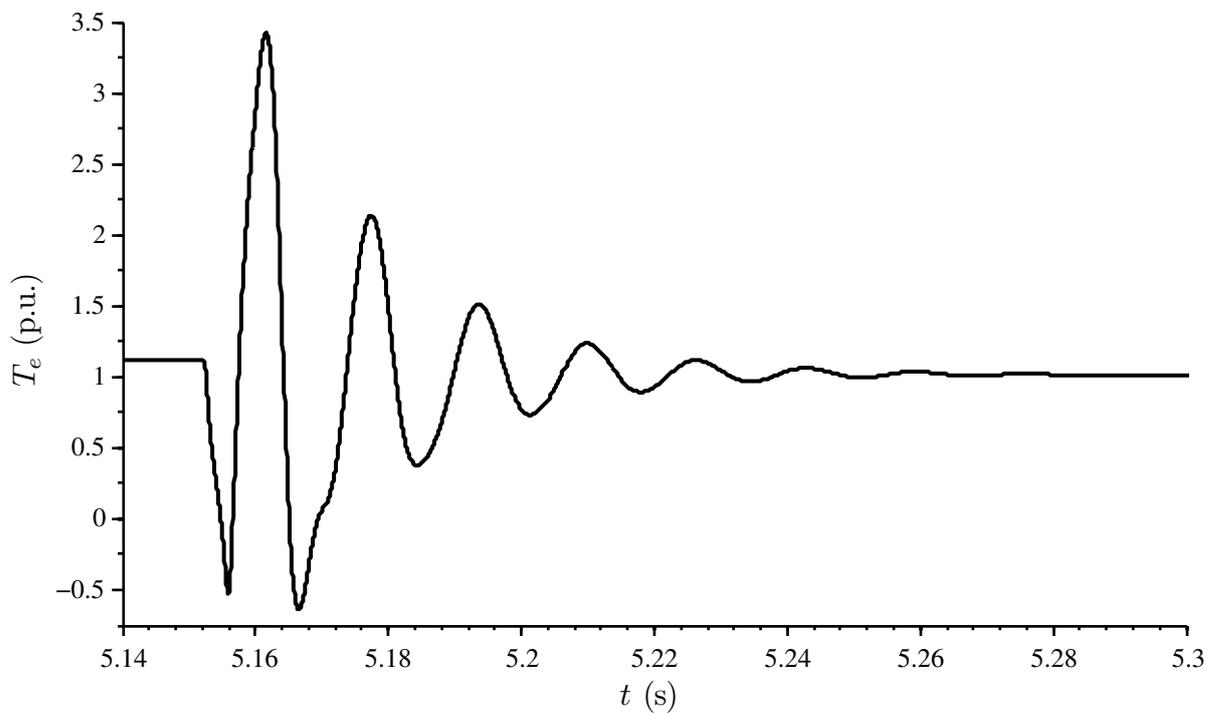


Figura 7.10: Conjugado elétrico  $T_e$  do gerador pelo método com sobremodulação.

Em oposição, pelo método direto existem pulsações de corrente. Uma vez que o conjugado elétrico é uma função das correntes  $i_d$  e  $i_q$  do gerador (2.29), as pulsações de corrente geram elevadas pulsações de conjugado, que podem ser vistas pela Figura 7.11.

Figura 7.11: Conjugado elétrico  $T_e$  do gerador pelo método direto.

A Figura 7.12 apresenta uma ampliação das pulsações de conjugado em torno do instante de tempo de 5 segundos.

Figura 7.12: Ampliação do conjugado elétrico  $T_e$  para o método direto.

## 7.4 Conclusão

Os resultados mostraram que é possível controlar as correntes do gerador em todos os modos de operação, seguindo a metodologia desenvolvida neste trabalho. Se o sistema de conversão de energia eólica opera com o retificador PWM no modo seis-pulsos, pode-se obter uma potência extraída do vento maior para uma mesma turbina eólica. Ademais, a aplicação da técnica de sobremodulação, além de possibilitar uma transição suave para o modo de seis-pulsos, permite a utilização de uma única estratégia de controle para o sistema considerando. Desta forma, pode-se evitar as pulsações de conjugado que tendem a causar estresse mecânica na turbina eólica.

## 8 CONCLUSÃO

Este trabalho trouxe contribuições ao desenvolvimento de sistemas de conversão de energia eólica utilizando geradores síncronos a ímã permanente. Dentre os estudos desenvolvidos, destacam-se os citados a seguir:

Análise e apresentação de um modelo de gerador síncrono a ímã permanente, o qual leva em consideração suas não-linearidades, saturação magnética e perdas do núcleo do estator, para projetar adequadamente a estratégia de controle.

Caracterização dos modos de controle do conjunto gerador e retificador, conforme as limitações impostas pelo retificador PWM. Os modos de controle são determinados objetivando a maximização da eficiência do sistema de conversão de energia eólica sem ocasionar sobrecarga no gerador. Para garantir a maximização da eficiência do sistema, tanto as perdas do gerador e do retificador são minimizadas quanto o controle de MPPT é realizado. Além disso, para usufruir de todo recurso disponível pelo barramento CC, uma técnica de sobremodulação foi descrita e analisada detalhadamente. Assim, uma transição suave entre a operação do retificador na região linear para o modo de seis-pulsos é obtido. O método utilizado para caracterizar cada modo possibilitou uma maneira simples de determinar as correntes do gerador.

No tocante ao sistema de controle, uma simples estratégia de controle é apresentado para garantir a regulação das correntes do gerador em toda sua região de operação do sistema. Essa estratégia é contemplada tanto por um método de anti-sobrecarga dos estados dos controladores quanto por um método de compensação das harmônicas de corrente presentes na operação na região de sobremodulação. Essa estratégia de controle assegura um bom desempenho dinâmico ao sistema, sem limitações na operação na sobremodulação, usando somente uma malha de controle.

A análise de estabilidade do sistema de controle para faixa de velocidade que caracteriza a operação na região de sobremodulação foi realizada considerando o método de anti-sobrecarga com saturação pela magnitude, baseado em desigualdades matriciais

lineares. Uma boa concordância entre a análise teórica e os resultados de simulação foi obtida. Numa análise seguinte, a robustez do sistema com variação paramétrica, distúrbios e saturação dos atuadores foi analisada. Em ambos os casos, uma condição para estimar a região de operação de estabilidade garantida foi utilizada.

Por fim, o sistema de controle proposto apresentou uma significativa melhora no desempenho em relação ao sistema convencional. Assim, foi mostrado que é possível regular a corrente do gerador na região de sobremodulação, enquanto as referências de corrente são calculadas para manter a magnitude do vetor de ação de controle menor ou igual a fundamental da operação no modo de seis-pulsos.

## 8.1 Trabalhos futuros

Algumas propostas para trabalhos futuros são:

1. comparar as diferentes topologias de retificadores PWM, visando identificar suas potencialidades para o uso em sistemas de geração eólica com geradores síncronos a ímã permanente;
2. propor métodos de otimização para maximização da eficiência de PMSG para sistemas de geração eólica;
3. propor controle *sensorless*;
4. analisar estratégias para mitigar os efeitos transitórios da comutação entre controladores;
5. propor uma metodologia para determinar os ganhos de um controlador visando a maximização da região de estabilidade garantida de operação;
6. propor metodologias para determinar o projeto do PMSG de forma a maximizar a produção anual de energia, considerando os regimes locais de vento;
7. implementar uma plataforma de PMSG para validar e quantificar experimentalmente os resultados obtidos com os métodos de otimização propostos;
8. demonstrar experimentalmente o desempenho dos controladores de corrente com limitação da sobrecarga dos atuadores e compensação de harmônicas propostos.

# REFERÊNCIAS

- ABRAHAMSEN, F. et al. Efficiency-optimized control of medium-size induction motor drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 6, p. 1761–1767, Nov/Dec 2001.
- ABREU, L.; SHAHIDEHPOUR, M. Wind energy and power system inertia. In: . [S.l.: s.n.], 2006. p. 6 pp.–.
- BATISTA, F. A. B. *Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais*. 2006. 276 p. Doutorado em Engenharia Elétrica — Universidade Federal de Santa Catarina.
- BERTOTTI, G. *Hysteresis in Magnetism: for Physicists, Materials Scientists, and Engineers*. [S.l.]: Academic Press, 1st edition (June 15, 1998), 1998. ISBN 0120932709.
- BLANCHINI, F.; MIANI, S. *Set-Theoretic Methods in Control*. [S.l.]: Birkhäuser Boston, 2007.
- BOLDEA, I. *Synchronous Generators*. [S.l.]: Crc Press Llc, 2005. ISBN 084935725X.
- BOLDEA, I. *Variable Speed Generators (Electric Power Engineering Series)*. [S.l.]: CRC, 2005. ISBN 0849357152.
- BOLDEA, I.; NASAR, S. Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis model of electric machines. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, v. 134, n. 6, p. 355–363, November 1987.
- BOLOGNANI, S.; ZIGLIOTTO, M. Novel digital continuous control of svm inverters in the overmodulation range. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 2, p. 525–530, Mar/Apr 1997.
- BOYD L. El Ghaoui, E. F. S.; BALAKRISHNAN., V. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. [S.l.]: SIAM Studies in Applied Mathematics, Philadelphia, PA, 1994. 187 p.
- BURTON, T. et al. *Wind Energy HandBook*. [S.l.]: Wiley, 2001.
- CAVALLERO, C. et al. Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1153–1160.
- CHINCHILLA, M.; ARNALTES, S.; BURGOS, J. Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 1, p. 130–135, March 2006.

- COSTA, J. P. da. *Contribuição ao Estudo da Máquina Assíncrona Trifásica Duplamente Alimentada Aplicada a Aerogeradores de Velocidade Variável*. 203 p. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2006.
- GAHINET A. NEMIROVSKII, A. J. L. P.; CHILALI., M. *LMI Control Toolbox User's Guide*. [S.l.]: The Math Works Inc., Natick, MA, 1995.
- GRABIC, S.; CELANOVIC, N.; KATIC, V. Permanent magnet synchronous generator cascade for wind turbine application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 3, p. 1136–1142, May 2008.
- GUIMARÃES, A. C. S. L.; NETO, P. B. de C. A geração eólica e os desafios para a operação do sistema elétrico brasileiro. In: *X EDAO – Encontro para Debates de Assuntos de Operação*. [S.l.: s.n.], 2008.
- HANSEN, A. D. et al. Review of contemporary wind turbine concepts and their market penetration. *Wind Engineering*, v. 28, n. 3, p. 247–263, 2004.
- HEIER, S. *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. [S.l.]: Wiley, 2006.
- HOLTZ, J.; LOTZKAT, W.; KHAMBADKONE, A. On continuous control of pwm inverters in the overmodulation range including the six-step mode. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 4, p. 546–553, Oct 1993.
- HU, T.; LIN., Z. *Control Systems with Actuator Saturation: Analysis and Design*. [S.l.]: Birkhäuser, Boston, MA, 2001.
- HUA, G.; GENG, Y. A novel control strategy of mppt taking dynamics of wind turbine into account. In: . [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6.
- HULLE, F. V. *Integrating Wind - Developing Europe's power market for the large-scale integration of wind power*. [S.l.], 2009.
- JOHANSSON., M. *Piecewise Linear Control Systems - A Computational Approach. Lecture Notes in Control and Information Science*. [S.l.]: Springer-Verlag, Heidelberg, Germany, 2003.
- JR., J. M. G. da S.; TARBOURIECH., S. Antiwindup design with guaranteed regions of stability: An lmi-based approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, p. 50(1):106–111, January 2005.
- JUNG, J.; NAM, K. A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of induction motors. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 46, n. 1, p. 100–110, Feb 1999.
- KAWABE, I.; MORIMOTO, S.; SANADA, M. Output maximization of wind generation system using sensorless controlled ipmsg. In: . [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.
- KHALIL, H. K. *Nonlinear Systems*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1996.
- KHAMBADKONE, A.; HOLTZ, J. Current control in overmodulation range for space vector modulation based vector controlled induction motor drives. *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*, v. 2, p. 1334–1339 vol.2, 2000.

- KHAMBADKONE, A.; HOLTZ, J. Compensated synchronous pi current controller in overmodulation range and six-step operation of space-vector-modulation-based vector-controlled drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 3, p. 574–580, Jun 2002.
- KIM, H.-W.; NHO, N. V.; YOUN, M.-J. Current control of pm synchronous motor in overmodulation range. *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, v. 1, p. 896–901 Vol. 1, Nov. 2004.
- KIM, T.-J. et al. The analysis of conduction and switching losses in multi-level inverter system. In: . [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1363–1368.
- KOTHARE, M. V. et al. A unified framework for the study of anti-windup designs. *Automatica*, v. 30, p. 1869–1883, 1994.
- KOURO, S. et al. Switching loss analysis of modulation methods used in cascaded h-bridge multilevel converters. In: . [S.l.: s.n.], 2008. p. 4662–4668.
- KRAUSE, P. C. *Analysis of Electric Machinery*. [S.l.]: McGraw-Hill Book Company, 1986. ISBN 0-07-035436-7.
- LEE, D.-C.; LEE, G.-M. A novel overmodulation technique for space-vector pwm inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 6, p. 1144–1151, Nov 1998.
- LERDUDOMSAK, S.; DOKI, S.; OKUMA, S. A novel current control system for pmsm considering effects from inverter in overmodulation range. *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, p. 794–800, Nov. 2007.
- LERDUDOMSAK, S. et al. Harmonic currents estimation and compensation method for current control system of ipmsm in overmodulation range. *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, p. 1320–1326, April 2007.
- LI, H.; CHEN, Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons. *Renewable Power Generation, IET*, v. 2, n. 2, p. 123–138, June 2008.
- LOVELACE, E.; JAHNS, T.; LANG, J. A saturating lumped parameter model for an interior pm synchronous machine. In: . [S.l.: s.n.], 1999. p. 553–555.
- LOVELACE, E.; JAHNS, T.; LANG, J. Impact of saturation and inverter cost on interior pm synchronous machine drive optimization. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 36, n. 3, p. 723–729, May/June 2000.
- MADEMLIS, C.; AGELIDIS, V. On considering magnetic saturation with maximum torque to current control in interior permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Transactions Energy conversion*, v. 16, n. 3, p. 246–252, Sep 2001.
- MADEMLIS, C.; KIOSKERIDIS, I.; MARGARIS, N. Optimal efficiency control strategy for interior permanent magnet synchronous motor drives. In: *IEEE Transaction on Energy Conversion*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 19, n. 4, p. 715–723.
- MADEMLIS, C.; MARGARIS, N. Loss minimization in vector-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drives. In: *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 49, n. 6, p. 1344–1346.

- MARCH, P.; TURNER, M. Anti-windup compensator designs for permanent magnet synchronous motor speed regulation. *Electric Machines and Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, v. 1, p. 312–317, May 2007.
- MARQUES, J. *Turbinas Eólicas: Modelo, Análise e Controle do Gerador de Indução com Dupla Alimentação*. 158 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, 2004.
- MI, C.; SLEMON, G.; BONERT, R. Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 3, p. 734–742, May-June 2003.
- MICHALKE, G.; HANSEN, A. D.; HARTKOPF, T. Control strategy of a variable speed wind turbine with multipole permanent magnet synchronous generator. In: . [S.l.: s.n.], 2007.
- MONAJEMY, R. *Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*. 150 p. Dissertação (Doctor of Philosophy in Electrical Engineering) — Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.
- MONCADA, R. H. et al. Axial flux permanent-magnet machine under optimum control strategy for wind power generation. *International Electric Machines and Drives Conference*, May 2009.
- MONTAGNER, J. M. G. d. S. J. V. F.; PERES., P. L. D. Regional stabilization of switched systems subject to input saturation. *Proceedings of the 3rd IFAC Symposium on System, Structure and Control*, October 2007.
- MONTAGNER P. L. D. PERES, S. T. V. F.; QUEINNEC., I. Improved estimation of stability regions for uncertain linear systems with saturating actuators: an lmi-based approach. *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control, San Diego, CA.*, p. 5429–5434, December 2006.
- MORIMOTO, S. et al. Output maximization control of wind generation system with interior permanent magnet synchronous generator. In: *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 1, p. 503–510.
- MORIMOTO, S.; SANADA, M.; TAKEDA, Y. Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 6, p. 1632–, Nov/Dec 1994.
- MORIMOTO, S. et al. Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 41, p. 511–517.
- NAKAI, H.; OHTANI, H.; INAGUMA, Y. Novel torque control technique for high efficiency/ high power interior permanent magnet synchronous motors. *RD Review of Toyota CRDL*, v. 40, p. 44–49, Mar 2005.
- NASAR I. BOLDEA, L. U. S. *Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors*. [S.l.]: CRC Press, 1993. 269 p.

- NOVOTNY, D. W.; LIPO, N. T. A. *Vector Control And Dynamics Of Ac Drives*. [S.l.]: Oxford University Press, USA, 1996. ISBN 0198564392.
- ONG, C.-M. *Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1998. ISBN 0-13-723785-5.
- PARK, J. S. et al. A study on stable torque control in overmodulation region for high speed pmsm systems. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, p. 2373–2377, June 2008.
- PINHEIRO, H. et al. Space vector modulation for voltage-source inverters: a unified approach. In: . [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 23–29.
- QIAO, W.; QU, L.; HARLEY, R. G. Control of ipm synchronous generator for maximum wind power generation considering magnetic saturation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 3, p. 1095–1105, May-june 2009.
- RASHID, M. H. *Power Electronics – Circuits, Devices and Applications*. [S.l.]: Prentice Hall, 2003. ISBN 0131011405.
- ROSHEN, W. Iron loss model for permanent-magnet synchronous motors. *Magnetics, IEEE Transactions on*, v. 43, n. 8, p. 3428–3434, Aug. 2007.
- SLEMON, G.; LIU, X. Core losses in permanent magnet motors. *Magnetics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 5, p. 1653–1655, Sep 1990.
- SLOOTWEG, J.; POLINDER, H.; KLING, W. Representing wind turbine electrical generating systems in fundamental frequency simulations. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 4, p. 516–524, Dec. 2003.
- SLOOTWEG, J. G. et al. Aggregated modelling of wind parks with variable speed wind turbines in power system dynamics simulations. June 2002.
- STURM., J. F. *Using SeDuMi 1.02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones. Optimization Methods and Software*. [S.l.]: URL: <http://sedumi.mcmaster.ca/>, 1999.
- TANAKA, K.; WANG., H. *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach*. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., New York, 2001.
- THE MATHWORKS. *Optimization Toolbox User's Guide*. [S.l.], 2008.
- TOMMASO, A. O. di et al. Efficiency control for permanent magnet synchronous generators. In: *Industrial Technology ICIT 2006. IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2079–2084.
- VAEZ, S.; JOHN, V. I.; RAHMAN, M. A. An on-line loss minimization controller for interior permanent magnet motor drives. In: *IEEE Transaction on Energy Conversion*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 14, n. 4, p. 1435–1440.
- VENUGOPAL, S. *Study on Overmodulation Methods for PWM Inverter Fed AC Drives*. 135 p. Dissertação (Master of Science in Electrical Engineering) — Indian Institute of Science, 2006.

XU, L. et al. Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 5, p. 977–985, Sep/Oct 1991.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. A neutral-point clamped converter system for direct-drive variable-speed wind power unit. *Energy conversion, iee transactions on*, v. 21, n. 2, p. 596–607, June 2006.

ZAMBRA, D. A. B. *Análise Comparativa de Inversores Multiníveis Com Células H-Bridge Conectadas em Série*. 129 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, 2006.

# ***APÊNDICE A – DEMONSTRAÇÕES PARA MODULAÇÃO VETORIAL***

## **A.1 Introdução**

Neste apêndice, os intervalos de tempo de duração para cada vetor de comutação bem como o conteúdo dos comparadores para todos os setores de comutação serão apresentados. A metodologia para calcular essas variáveis para a modulação vetorial foi estabelecida no Capítulo 3.

Além disso, a expressão que determina o módulo do vetor de tensão modificado para o modo de sobremodulação I será demonstrada. As funções para cada segmento de tensão média referente aos modos de sobremodulação serão determinadas. Finalmente, o ângulo de fase do vetor de tensão modificado, que é utilizado no modo de sobremodulação II, será expresso de forma generalizada em função do setor de comutação.

## **A.2 Intervalos de tempo e conteúdo dos comparadores**

Os intervalos de tempo de duração para cada vetor de comutação para modulação vetorial Tabela A.1. Ressalta-se que na operação do retificador na região de sobremodulação, o vetor de tensão modificado já garante que  $\Delta t_0 = 0$ .

Tabela A.1: Intervalo de tempo de duração de cada vetor de comutação por setor.

Setor 1:	Setor 2:	Setor 3:
$\Delta t_0 = 1 - \frac{3}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$	$\Delta t_0 = 1 - \sqrt{3}u_\beta$	$\Delta t_0 = 1 + \frac{3}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$
$\Delta t_1 = \frac{3}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$	$\Delta t_2 = \frac{3}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$	$\Delta t_3 = \sqrt{3}u_\beta$
$\Delta t_2 = \sqrt{3}u_\beta$	$\Delta t_3 = -\frac{3}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$	$\Delta t_4 = -\frac{3}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$
Setor 4:	Setor 5:	Setor 6:
$\Delta t_0 = 1 + \frac{3}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$	$\Delta t_0 = 1 + \sqrt{3}u_\beta$	$\Delta t_0 = 1 - \frac{3}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$
$\Delta t_4 = -\frac{3}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$	$\Delta t_5 = -\frac{3}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$	$\Delta t_1 = \frac{3}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$
$\Delta t_5 = -u_\beta\sqrt{3}$	$\Delta t_6 = \frac{3}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta$	$\Delta t_6 = -\sqrt{3}u_\beta$

Os conteúdos dos comparadores para cada setor de comutação são determinados conforme a Tabela A.1 para uma sequência de comutação simétrica dada pela Tabela 3.5. Desta forma, o conteúdo dos comparadores pode ser expresso por

$$CMP_i = \frac{1}{2}TPER \cdot v_{c_i} \bullet u \quad (\text{A.1})$$

onde  $\bullet$  representa o produto escalar entre vetor  $u = [1 \ u_\alpha \ u_\beta]^T$  e o vetor  $v_{c_i}$  dado pela Tabela A.2.

Tabela A.2: Vetores para cálculo do conteúdo dos comparadores.

Setores 1 e 4:	Setores 2 e 5:	Setores 3 e 6:
$v_{c_1} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$v_{c_1} = [1 \ 3 \ 0]$	$v_{c_1} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$
$v_{c_2} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{3}{2} & \frac{3\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$v_{c_2} = [1 \ 0 \ \sqrt{3}]$	$v_{c_2} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$
$v_{c_3} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$v_{c_3} = [1 \ 0 \ -\sqrt{3}]$	$v_{c_3} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{3}{2} & -\frac{3\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Note que, o cálculo dos conteúdos dos comparadores a cada dois setores são iguais. Isso representa mais uma vantagem de escolher uma sequência de comutação simétrica, pois isto reduz o número de operação matemática realizadas pelo DSP.

### A.3 Determinação do módulo do vetor de tensão modificado

Seja a Figura A.1 que mostra a trajetória do vetor modificado  $u_{mod}$  para a região de sobremodulação modo I.

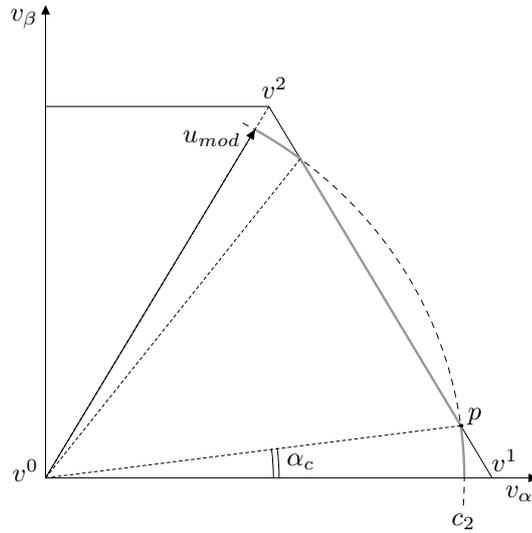


Figura A.1: Vetor de tensão modificado na sobremodulação modo I.

O triângulo apresentado pela Figura A.2 pode ser extraído da Figura A.1. Sendo o

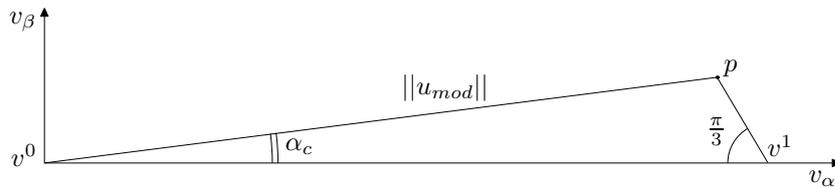


Figura A.2: Triângulo para determinar o módulo do vetor de tensão modificado.

vetor de comutação  $v^1 = [\frac{2}{3} \ 0]^T$ , então aplicando a lei dos senos nesse triângulo, obtém-se

$$\frac{\|u_{mod}\|}{\sin \frac{\pi}{3}} = \frac{\frac{2}{3}}{\sin \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha_c\right)} \quad (\text{A.2})$$

que pode ser simplificado para

$$\|u_{mod}\| = \frac{1}{\sqrt{3} \cos \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_c\right)}. \quad (\text{A.3})$$

### A.4 Funções dos segmentos de tensão

O mesmo raciocínio utilizado para determinar as funções dos segmentos de tensão para a sobremodulação modo I são empregados na sobremodulação modo II. Assim, as funções serão determinadas para o modo I e por analogia as funções para o modo II serão apresentadas.

A Figura A.3 representa a trajetória do vetor modificado no espaço  $\alpha\beta$  e sua respectiva forma de onda no domínio do tempo.

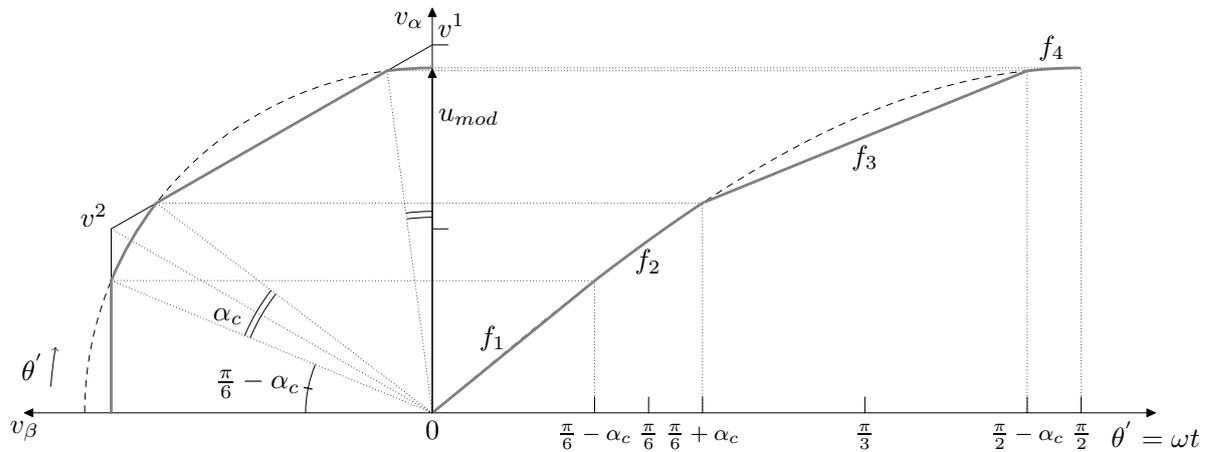


Figura A.3: Trajetória do vetor modificado e tensão de fase gerada no domínio do tempo.

Neste instante, considere apenas o espaço  $\alpha\beta$  conforme mostra a Figura A.4 onde as letras de A até E são usadas para representar os intervalos do segmentos de tensão. Lembre-se que  $v^2 = \left[ \frac{1}{3} \quad \frac{\sqrt{3}}{3} \right]^T$ .

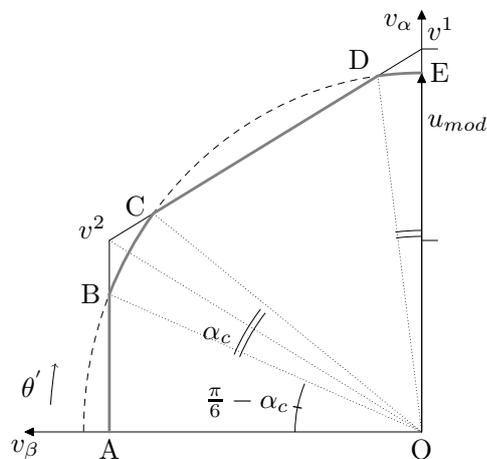


Figura A.4: Trajetória do vetor modificado no espaço  $\alpha\beta$ .

A transformação de Clark tem a característica de ser invariante em tensão. Isso

garante que uma tensão de fase  $v_a$  será igual a componente de tensão no eixo  $\alpha$ . Desta forma, o objetivo é determinar a componente  $v_\alpha$  do vetor de tensão modificado  $u_{mod}$  que corresponderá ao segmento de tensão no domínio do tempo.

Os intervalos para cada segmento de tensão são apresentados na Tabela A.3.

Tabela A.3: Intervalos dos segmentos de tensão.

Segmentos	Intervalo
$f_1$	A a B
$f_2$	B a C
$f_3$	C a D
$f_4$	D a E

Assim, se o vetor  $u_{mod}$  pertence a região limitada pelo triângulo  $\triangle AOB$  é fácil observar que a componente  $\alpha$  ou o segmento de tensão  $f_1$  é dado por

$$f_1 = \frac{\sqrt{3}}{3} \tan \theta' \quad (A.4)$$

Para o intervalo de B a C, onde o vetor  $u_{mod}$  pertence a região limitada pelo hexágono, é possível visualizar um triângulo retângulo cuja hipotenusa será o módulo de  $u_{mod}$  (A.3) enquanto a componente  $\alpha$  será mínima no ponto A e máxima no ponto B. Logo, pode-se concluir que o segmento de tensão  $f_2$  é expresso por

$$f_2 = \frac{1}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_c\right)} \sin \theta'. \quad (A.5)$$

Uma vez que no intervalo de D a E o vetor  $u_{mod}$  também pertence a região limitada pelo hexágono, então esse mesmo raciocínio é válido, de maneira que obtém-se o segmento de tensão  $f_4 = f_2$ . Obviamente, com o ângulo de fase  $\theta'$  variando nos seus respectivos intervalos. Finalmente, se o vetor de tensão modificado  $u_{mod}$  pertence ao intervalo de C a D, então pode-se visualizar da Figura A.4 um triângulo conforme mostra a Figura A.5 para determinar o segmento de tensão  $f_3$ .

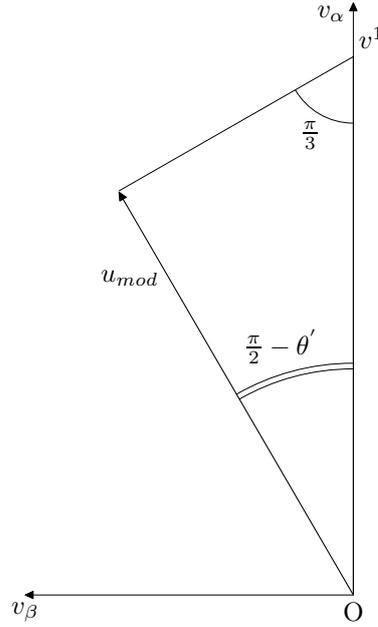


Figura A.5: Triângulo para determinar o segmento de tensão  $f_3$ .

Seja o vetor  $u_{mod} = [u_\alpha \ u_\beta]$ , então a componente  $\alpha$  é dada por

$$u_\alpha = \|u_{mod}\| \sin \theta' \quad (\text{A.6})$$

Aplicando a lei dos senos nesse triângulo, obtém-se

$$\frac{\|u_{mod}\|}{\sin \frac{\pi}{3}} = \frac{\frac{2}{3}}{\sin \left(\frac{\pi}{6} + \theta'\right)} \quad (\text{A.7})$$

que resulta em

$$\|u_{mod}\| = \frac{1}{\sqrt{3} \cos \left(\frac{\pi}{3} - \theta'\right)}. \quad (\text{A.8})$$

Assim, substituindo (A.8) em (A.6) o segmento de tensão  $f_3$  é expresso por

$$f_3 = \frac{1}{\sqrt{3} \cos \left(\frac{\pi}{3} - \theta'\right)} \sin \theta'. \quad (\text{A.9})$$

As funções dos segmentos de tensão para a região de sobremodulação modo II são obtidos pela mesma metodologia. A Figura A.6 apresenta a trajetória do vetor modificado no espaço vetorial e sua forma de onda no domínio do tempo.

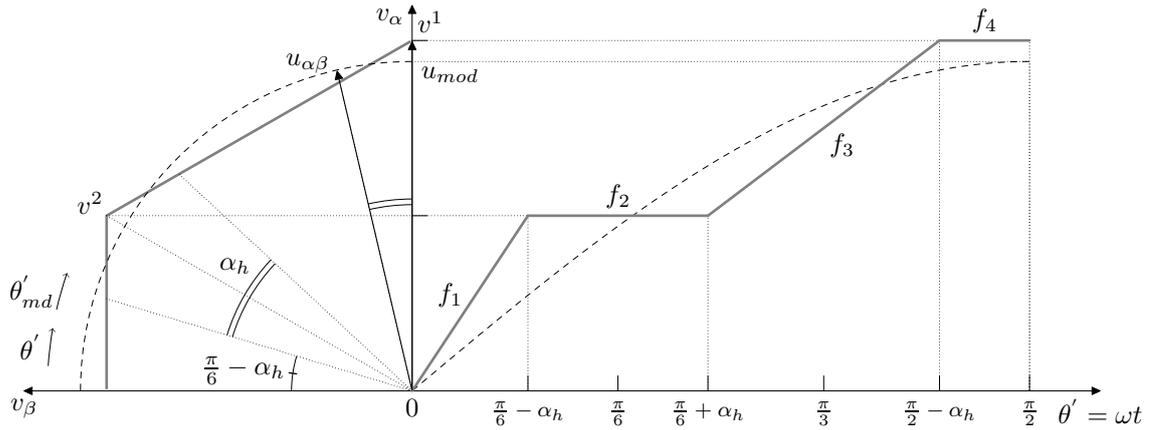


Figura A.6: Trajetória do vetor modificado e tensão de fase gerada no domínio do tempo.

As funções  $f_2$  e  $f_4$  são facilmente visualizadas. Realizando os mesmos procedimentos que anteriormente, as funções  $f_1$  e  $f_3$  podem ser obtidas simplesmente fazendo  $\theta' = \theta'_{md}$  tanto em (A.4) quanto em (A.9).

## A.5 Determinação do ângulo de fase modificado

O ângulo de fase modificado do vetor de tensão  $u_{mod}$  é calculado através da equação clássica da velocidade para um movimento circular e uniforme.

No Capítulo 3, o ângulo de fase modificado  $\theta_{md}$  foi determinado para o setor de comutação  $S^1$ , sendo dado por

$$\theta_{md} = \begin{cases} 0, & 0 \leq \theta \leq \alpha_h \\ \frac{\theta - \alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \frac{\pi}{6}, & \alpha_h < \theta < \frac{\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{\pi}{3}, & \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

Para determinar as expressões do ângulo  $\theta_{md}$  para todos os setores de comutação, assume-se um vetor modificado  $u_{mod}$  na sobremodulação modo II correspondendo a um ângulo de retenção  $\alpha_h$  como mostra Figura A.7.

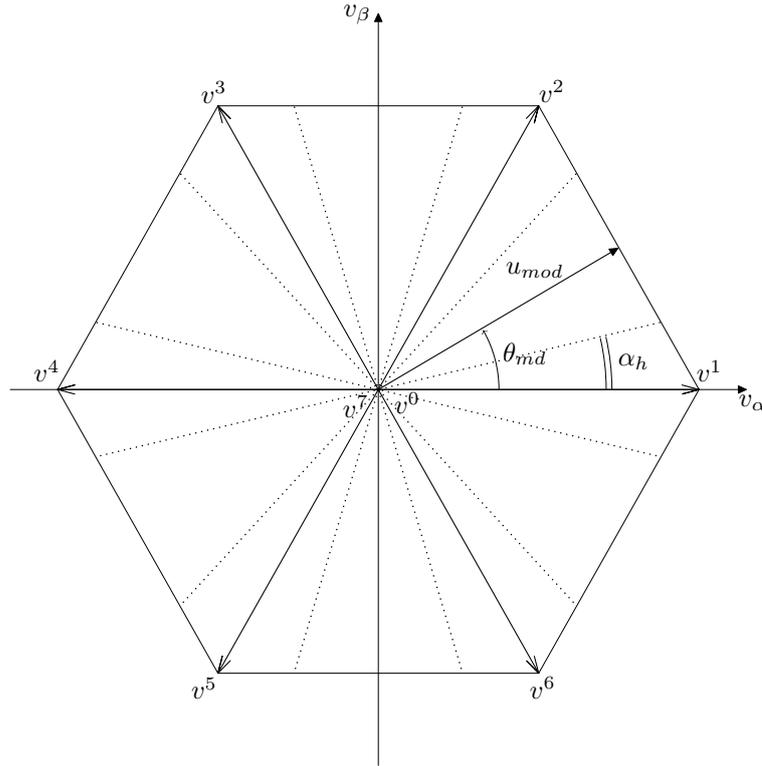


Figura A.7: Espaço vetorial para determinar o ângulo de fase modificado.

A cada instante de tempo  $t$  o vetor  $u_{mod}$  desloca-se ao longo do hexágono, quando ele pertencer ao segundo sextante ou setor  $S^2$  a equação clássica da velocidade para um movimento circular e uniforme pode ser aplicada obtendo a relação

$$\frac{\theta - \alpha_h - \frac{\pi}{3}}{t_3 - t_2} = \frac{\left(\frac{2\pi}{3} - \alpha_h\right) - \left(\frac{\pi}{3} + \alpha_h\right)}{t_5 - t_2} \quad (\text{A.11})$$

$$\frac{\theta_{md} - \frac{\pi}{3}}{t_3 - t_2} = \frac{\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3}}{t_5 - t_2} \quad (\text{A.12})$$

válida para  $\theta_{md} \in \left(\alpha_h + \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3} - \alpha_h\right)$ . Assim, para o setor  $S^2$  o ângulo de fase modificado por ser definido por

$$\theta_{md} = \begin{cases} \frac{\pi}{3}, & \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} + \alpha_h \\ \frac{\theta - 3\alpha_h}{6} \frac{\pi}{6}, & \alpha_h + \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{2\pi}{3}, & \frac{2\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

Seguindo o mesmo procedimento, o ângulo de fase  $\theta_{md}$  para o setor  $S^3$  pode ser dado por

$$\theta_{md} = \begin{cases} \frac{2\pi}{3}, & \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} + \alpha_h \\ \frac{\theta - 5\alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \frac{\pi}{6}, & \frac{2\pi}{3} + \alpha_h < \theta < \pi - \alpha_h \\ \pi, & \pi - \alpha_h \leq \theta \leq \pi \end{cases} . \quad (\text{A.14})$$

Verificando as expressões (A.10), (A.13), (A.14) é possível determinar uma lei de formação para o ângulo de fase  $\theta_{md}$ . Finalmente, a fórmula geral pode dada como segue

$$\theta_{md} = \begin{cases} (s-1)\frac{\pi}{3}, & (s-1)\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq (s-1)\frac{\pi}{3} + \alpha_h \\ \frac{\theta - (2s-1)\alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \frac{\pi}{6}, & (s-1)\frac{\pi}{3} + \alpha_h < \theta < s\frac{\pi}{3} - \alpha_h \\ s\frac{\pi}{3}, & s\frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta \leq s\frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

sendo  $s$  o setor de comutação.

# ANEXO A – TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS

## A.1 Transformações de equações – Mudança de variáveis

Em análise de sistemas de potência, transformações matemáticas são empregadas para desacoplar variáveis, facilitar soluções de equações com grandezas variantes no tempo ou referir as variáveis a um plano de referência comum (ONG, 1998), como na análise de máquinas ac para eliminar as indutâncias variantes no tempo (KRAUSE, 1986). Por exemplo, o método de coordenadas simétricas de Fortescue permite transformar uma sistema trifásico desequilibrado em sistemas equilibrados a partir de uma transformação dada por

$$f_{012} = T_{012}f_{abc} \quad (\text{A.1})$$

onde o vetor  $f$  pode ser corrente elétrica, tensão ou fluxo, sendo a matriz de transformação  $T_{012}$  dada por

$$T_{012} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

enquanto sua inversa corresponde a

$$[T_{012}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

para  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ .

### A.1.1 Transformação a um plano de referência arbitrário

Uma mudança de variáveis que representa a transformação das variáveis de um sistema trifásico equilibrado a um plano de referência arbitrário pode ser expresso pela transformação (KRAUSE, 1986)

$$f_{qd0} = T_{qd0} f_{abc} \quad (\text{A.4})$$

onde a matriz de transformação  $T_{qd0}$  é

$$T_{qd0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

sendo a matriz de transformação inversa igual a

$$[T_{qd0}]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

O plano de referência pode rotacionar para qualquer velocidade angular  $\omega$  constante ou variável, ou mesmo permanecer estacionário. Esse grau de liberdade na escolha do plano de referência tem por objetivo solucionar ou satisfazer determinadas restrições de um sistema (KRAUSE, 1986). A Figura A.1 ilustra a transformação de um sistema em coordenadas  $abc$  para um plano de referência arbitrário  $qd$ .

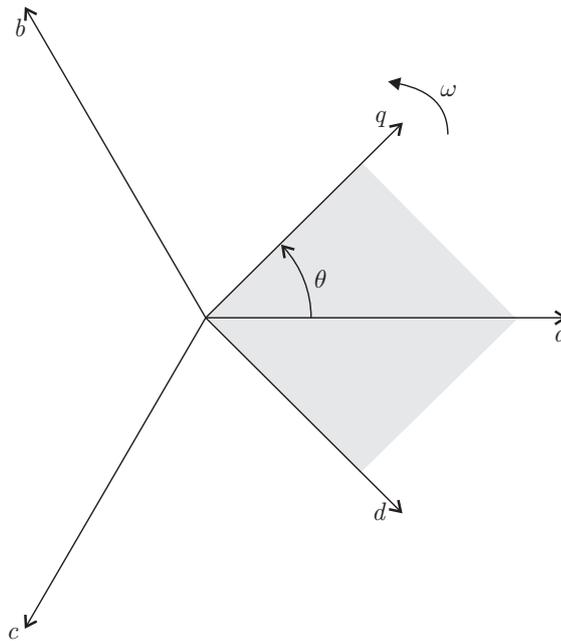


Figura A.1: Transformação para um plano de referência arbitrário.

Em uma transformação a um plano de referência arbitrário, a potência instantânea total em coordenadas  $qd0$  deverá ser igual a potência instantânea total em coordenadas  $abc$ . Em outras palavras, a potência total do sistema deve ser a mesma independente do plano de referência adotado (KRAUSE, 1986). Seja a potência instantânea em coordenadas  $abc$  dado por

$$P_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (\text{A.7})$$

que pode ser expressa por

$$P_{abc} = v_{abc}^T i_{abc} \quad (\text{A.8})$$

sendo o vetor  $v_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$  e o vetor  $i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ . Se a potência é a mesma independente do plano de referência, então a condição

$$P_{qd0} = P_{abc} \quad (\text{A.9})$$

é válida. Desta forma, aplicando a transformação (A.4) para a corrente e tensão em (A.8), obtém-se

$$P_{qd0} = \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d + 2v_0 i_0). \quad (\text{A.10})$$

## A.2 Transformações normalmente usadas

### A.2.1 Transformada de Clark

A transformação de Clark ou transformação  $\alpha\beta$  transforma um circuito estacionário para um plano de referência estacionário. A Figura A.2 mostra a relação de transformação entre o sistema de coordenadas  $abc$  e  $\alpha\beta$ .

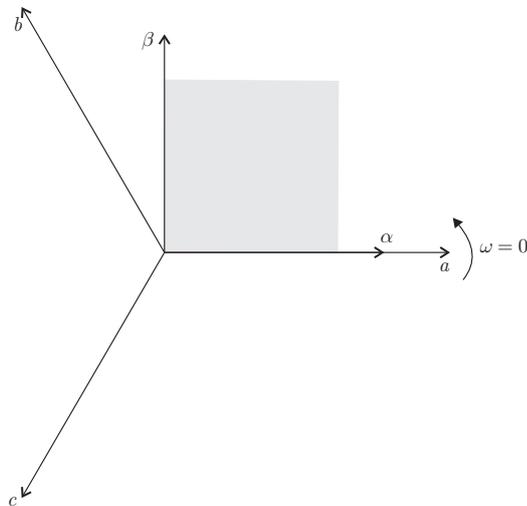


Figura A.2: Transformação de Clark.

Observe que nessa transformação, assume-se que  $\theta = \pi/2$ . Assim, o eixo  $\alpha$  fica em fase com o eixo  $a$ , enquanto o eixo  $\beta$  permanece  $90^\circ$  atrasado em relação eixo  $\alpha$  (ONG, 1998).

A transformação bem como a matriz de transformação podem ser obtidas a partir de (A.4)–(A.5) para  $\theta = \pi/2$ . Assim, a transformação de Clark é estabelecida por

$$f_{\alpha\beta 0} = T_{\alpha\beta 0} f_{abc} \quad (\text{A.11})$$

sendo a matriz de transformação

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

com a sua inversa dada por

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

A transformação de Clark é invariante em tensão. Essa característica pode ser demonstrando, considerando um sistema trifásico equilibrado tal que a condição

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{A.14})$$

é obedecida. Assim, aplicando a transformação (A.11) no sistema de coordenadas  $abc$ , resulta em

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

de onde facilmente pode ser observado que as componentes de eixo  $\alpha$  e  $a$  são igual, isto é,  $v_\alpha = v_a$ . Por esse motivo, diz-se que a transformação de Clark é invariante em tensão.

## A.2.2 Transformada de Park

Na análise de máquinas síncronas transforma-se normalmente o sistema em coordenadas no estator para um sistema de coordenadas síncronas. Essa transformação

$$f_{dq0} = T_{dq0} f_{abc} \quad (\text{A.16})$$

é dita transformada de Park, onde a a matriz de transformação é definida por

$$T_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos \left( \theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_d & -\sin \left( \theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

sendo sua inversa dada por

$$[T_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & -\sin \theta_d & 1 \\ \cos \left( \theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.18})$$

A transformada de Park é usada para transformar grandezas estatóricas de uma máquina síncrona em um plano de referência  $dq$  fixada no rotor. Além disso, adota-se o sentido positivo do eixo síncrono  $d$  em fase com o eixo magnético do enrolamento de campo. Enquanto, o sentido positivo do eixo síncrono  $q$  positivo é definido sendo  $90^\circ$  adiantado em relação ao eixo  $d$  além de estar em fase com as tensões internas da máquina. A Figura A.3 mostra a relação entre as coordenadas  $abc$  e  $dq$ .

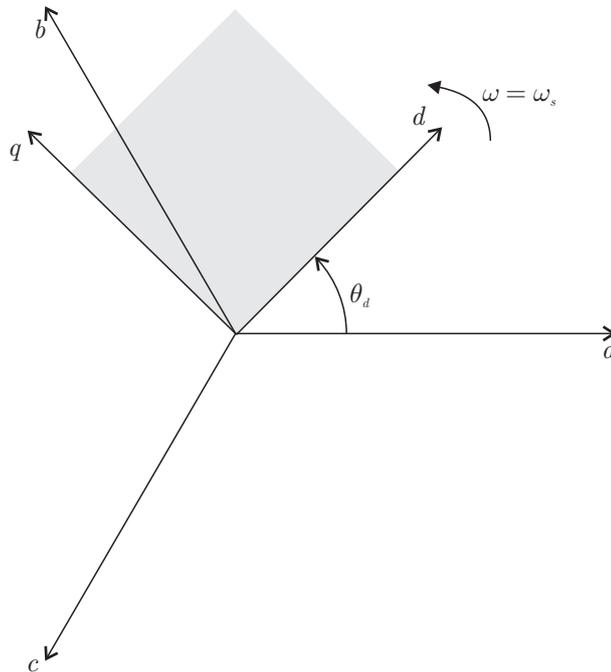


Figura A.3: Transformação de Park.

Um outra alternativa para essa transformação é utilizar um plano de referência  $qd$ , uma transformação  $qd0$ . Nesse caso, o eixo síncrono  $q$  está adiantado em relação ao eixo síncrono  $d$ . Além disso, o ângulo  $\theta_q$  corresponde ao ângulo entre o eixo síncrono  $q$  e o eixo

estático  $a$ . A Figura A.4 mostra a relação entre os sistemas de coordenadas.

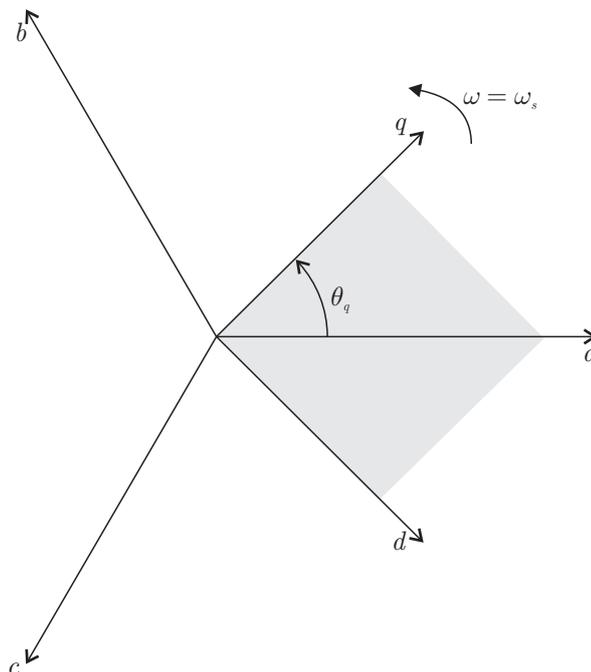


Figura A.4: Transformação  $qd0$ .

### A.3 Transformação entre planos de referência

Em algumas análises, é conveniente expressar diretamente as variáveis de plano de referência em outro plano, sem envolver as grandezas  $abc$  na transformação. Assim, seja os planos de referência especificados pela Figura A.5.

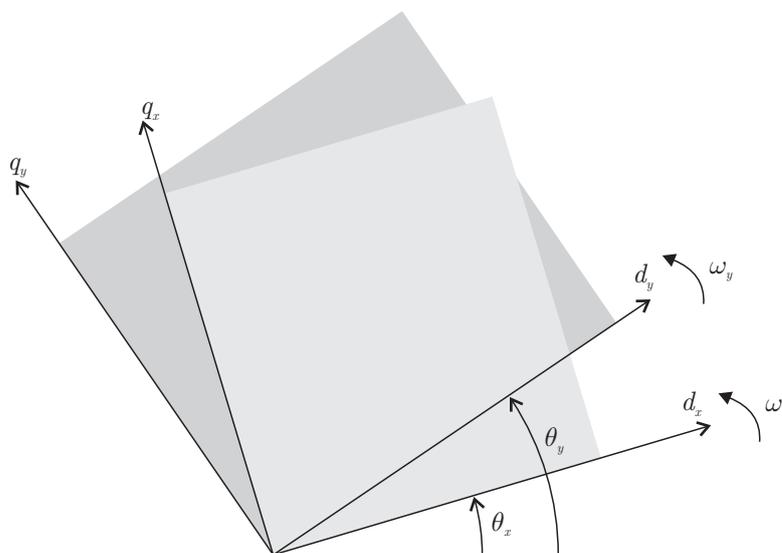


Figura A.5: Transformação entre dois planos de referência.

A transformação é dado por (KRAUSE, 1986):

$$f_{dq0}^y = T_{xy} f_{dq0}^x \quad (\text{A.19})$$

onde

$$T_{xy} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_y - \theta_x) & \sin(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ -\sin(\theta_y - \theta_x) & \cos(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

Na transformação de coordenadas de um plano de referência estacionário  $\alpha\beta 0$  para um plano de referência  $dq0$  girante, tem-se  $\theta_x = 0$  e  $\theta_y = \theta$ , onde o ângulo  $\theta$  que representa o ângulo entre o eixo direto  $d$  e o eixo  $\alpha$ . Logo, se  $f^x = [f_\alpha \ f_\beta \ f_0]$  e  $f^y = [f_d \ f_q \ f_0]$ , então a transformação corresponde a

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

onde o ângulo  $\theta$  pode ser definido por

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0) \quad (\text{A.22})$$

onde  $\omega$  é a velocidade angular do plano girante.

# ANEXO B – ANÁLISE DE FOURIER

Em regime permanente, a tensão de saída dos conversores é, geralmente, uma função periódica do tempo definida por

$$v_o(t) = v_o(t + T) \quad (\text{B.1})$$

onde  $T$  é o período da função  $v_o$ . Se  $f$  é a frequência da tensão em  $Hz$ , então a frequência angular é igual a  $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$  e a (B.1) pode ser escrita por

$$v_o(\omega t) = v_o(\omega t + 2\pi) \quad (\text{B.2})$$

O Teorema de Fourier determina que uma função periódica  $v_o(t)$  pode ser descrita por um termo constante mais uma série infinita de termos de senos e cossenos de frequência  $n\omega$ , onde  $n$  é um inteiro. Então,  $v_o(t)$  pode ser expressa por

$$v_o(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (\text{B.3})$$

onde  $a_0/2$  é o valor médio da tensão  $v_o(t)$ . As constantes  $a_0$ ,  $a_n$  e  $b_n$  podem ser determinadas pelas seguintes expressões:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) d(\omega t) \quad (\text{B.4a})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{B.4b})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \sin(n\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{B.4c})$$

Todavia, é possível expressar  $v_o(t)$  como uma função analítica, de maneira que essas constantes são determinadas por uma única integração. Se  $v_o(t)$  é descontínua, que é geralmente ocorre nos conversores, integrações por parte (sobre todo o período) devem ser desenvolvidas para determinar as constantes  $a_0$ ,  $a_n$  e  $b_n$ .

Considerando um triângulo retângulo cujo ângulo  $\phi_n$  seja adjacente ao lado  $b_n$  e oposto ao lado  $a_n$ , enquanto a hipotenusa é  $(a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}}$ , então podemos obter a seguinte expressão

$$\begin{aligned} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) &= (a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}} \left( \frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \cos(n\omega t) + \frac{b_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \sin(n\omega t) \right) \\ &= C_n \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad (\text{B.5a})$$

onde

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (\text{B.6a})$$

$$C_n = (a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.6b})$$

Substituindo (B.5) em (B.3), a série pode ser escrita na forma complexa por

$$v_o(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (\text{B.7})$$

onde  $C_n$  e  $\phi_n$  são o valor de pico da magnitude e o ângulo de atraso da componente harmônica de ordem  $n$  da tensão  $v_o(t)$ , respectivamente.

Ademais, se a tensão tem simetria de meia-onda, as integrações dentro de um período são reduzidas. A condição para que uma forma onda tenha simetria de meia-onda é dada por:

$$v_o(t) = -v_o\left(t + \frac{T}{2}\right) \text{ ou } v_o(\omega t) = -v_o(\omega t + \pi) \quad (\text{B.8})$$

Na forma de onda com simetria de meia-onda, a meia-onda negativa é uma imagem refletida da meia-onda positiva, com um deslocamento de fase de  $T/2$  s ou  $(\pi \text{ rad})$ . Além disso, devido a essa simetria, não há harmônicas pares ( $n = 2, 4, 6, \dots$ ), existindo somente harmônicas ímpares ( $n = 1, 3, 5, \dots$ ). Enquanto, o valor médio é nulo ( $a_0 = 0$ ). Portanto, (B.4) e (B.7) tornam-se

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t), \text{ para } n = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{B.9a})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t), \text{ para } n = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{B.9b})$$

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (\text{B.9c})$$

Em geral, com uma simetria de meia-onda,  $a_0 = a_n = 0$ , e com uma simetria de quarto-de-onda,  $a_0 = b_n = 0$ . Neste caso, a condição para que uma função apresente simetria de quarto-de-onda é dada por

$$v_o(t) = -v_o\left(t + \frac{T}{4}\right) \text{ ou } v_o(\omega t) = -v_o\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{B.10})$$

# ***ANEXO C – ANÁLISE DE PERDAS DO RETIFICADOR***

## **C.1 Introdução**

Os dispositivos semi-condutores utilizados em conversores modernos são IGBTs e diodos. Durante a operação de um sistema de conversão, esses dispositivos apresentam perdas. Assim, numa aplicação em um sistema de conversão de energia eólico, por exemplo, as perdas do retificador devem ser consideradas e sua estimativa é necessária.

As perdas nas chaves semi-condutoras podem ser classificadas como perdas de condução e perdas de comutação (RASHID, 2003). O método usado para estimá-las consiste na combinação de simulação com as informações dos *datasheets* dos dispositivos semi-condutores empregados. Uma vez determinadas as perdas por condução e comutação para cada dispositivo, o somatório das perdas dará as perdas totais de conversor.

## **C.2 Perdas por condução**

As perdas de condução ocorrem enquanto o dispositivo está conduzindo corrente e permanece entre seus terminais uma tensão de saturação. No IGBT, a tensão de saturação é a tensão entre o emissor e o coletor  $v_{ce}$  enquanto no diodo é a tensão direta  $v_F$ .

Em (KIM et al., 2001), um método de estimativa baseado numa relação linear entre a tensão de saturação e a corrente conduzida é utilizada. Todavia, (ZAMBRA, 2006) propôs obter a função que descreve a tensão de saturação através de técnica matemática de regressão de curvas utilizando diversos pontos da curva característica apresentada no *datasheet* para resultados mais precisos. Desta forma, as perdas de condução médias em

um período da fundamental podem ser obtidas por

$$P_{c_{SW}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ce}(\theta) |i_{fase}(\theta)| g_{cmd}(\theta) d\theta \quad (C.1)$$

$$P_{c_D} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_f(\theta) |i_{fase}(\theta)| g_{cmd}(\theta) d\theta \quad (C.2)$$

para o IGBT e para o diodo, respectivamente, sendo  $g_{cmd}(\theta)$  uma função que determina o estado de condução e o sentido da corrente de  $i_{fase}$  que passa pela chave semi-condutora. Se a chave estão conduzindo e a corrente é positiva, então o IGBT conduzirá, por outro lado, se a corrente é negativa o diodo que estará em condução. Por fim, as perdas totais de condução são obtidas por (C.3).

$$P_{cond} = P_{c_{SW}} + P_{c_D} \quad (C.3)$$

### C.3 Perdas por comutação

As perdas de comutação correspondem a potência dissipada durante as transições de comutação *turn-on* e *turn-off*, e a recuperação reversa do diodo. Para estimação dessa perdas, (KOURO et al., 2008) realizou uma análise cuja método de estimação é obtido pela combinação dos resultados teóricos das formas de onda de comutação com as características de comutação dos dispositivos medidas experimentais. Mais uma vez, (ZAMBRA, 2006) utilizou as características disponíveis pelo *datasheet* para obter a energia perdida numa transição de *turn-on*  $E_{on}$ , numa transição de *turn-off*  $E_{off}$  e de recuperação reversa  $E_{rec}$  e com isso obter uma estimação mais preciso com as características reais da chave semi-condutora escolhida. Assim, as perdas médias de comutação de *turn-on*, *turn-off* e de recuperação reversa do diodo, em um período da fundamental, são dadas por

$$P_{on} = \frac{1}{2\pi} f_c \int_0^{2\pi} E_{on}(|i_{fase}(\theta)|) g_{on}(\theta) d\theta \quad (C.4)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2\pi} f_c \int_0^{2\pi} E_{off}(|i_{fase}(\theta)|) g_{off}(\theta) d\theta \quad (C.5)$$

$$P_{rec} = \frac{1}{2\pi} f_c \int_0^{2\pi} E_{rec}(|i_{fase}(\theta)|) g_{rec}(\theta) d\theta \quad (C.6)$$

respectivamente, sendo  $f_c$  a frequência de comutação, enquanto as funções  $f_{on}$ ,  $f_{off}$  e  $f_{rec}$  determinam os estados de perdas. Esses estados são definidos conforme os estados de comutação e condução das chaves. Se ocorre uma transição no estado de comutação e o IGBT estava conduzindo, então há uma perda por *turn-off*, entretanto, se ele vai conduzir, nesse caso, haverá uma perda por *turn-on*. Porém, se na transição no estado de comutação o diodo que estava conduzindo, então haverá perda por recuperação reversa.

As perdas totais de comutação são iguais a soma das perdas de *turn-on*, de *turn-off* e de recuperação de cada dispositivos semi-condutor, dado por

$$P_{comut} = P_{on} + P_{off} + P_{rec}. \quad (C.7)$$

## C.4 Perdas totais nos semi-condutores

As perdas totais do conversor correspondem ao somatório das perdas totais por condução e por comutação dada como segue

$$P_{total} = P_{cond} + P_{comut}. \quad (C.8)$$