



ESTRATÉGIA DE MINIMIZAÇÃO DE PERDAS PARA UM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Marcelo Nesci Soares

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

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro
Janeiro de 2017

ESTRATÉGIA DE MINIMIZAÇÃO DE PERDAS PARA UM GERADOR DE
INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Marcelo Nesci Soares

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

Examinada por:

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

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr.Ing.

Prof. José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
JANEIRO DE 2017

Soares, Marcelo Nesci

Estratégia de Minimização de Perdas Para um Gerador de Indução Duplamente Alimentado/Marcelo Nesci Soares.
– Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2017.

XIX, 133 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2017.

Referências Bibliográficas: p. 114 – 119.

1. minimização de perdas. 2. máquina de indução duplamente alimentada. 3. controle vetorial. 4. modelo de perdas. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por conseguir chegar neste momento tão importante da minha vida. Hoje me sinto confiante e preparado para enfrentar os problemas e desafios que virão pela frente.

Agradeço a minha querida família, por todo o amor, suporte e sacrifício, pois sem vocês isso não seria possível. Em especial aos meus pais Luis Domingos e Adelaide Nesci, que são os grandes incentivadores e responsáveis por minhas conquistas. Ao meu irmão e melhor amigo Bruno Nesci que me cerca de boas intenções e me traz sorrisos; sempre paciente, confiante e intuitivo. A minha querida avó Marlene que mostrou e ensinou que o verdadeiro heroísmo consiste em persistir por mais um momento quando tudo parece perdido. Amo muito todos vocês.

Agradeço imensamente ao professor Luís Guilherme Barbosa Rolim, que se mostrou sempre presente e disposto a me ajudar durante toda a minha formação acadêmica. Obrigado pelas discussões, ensinamentos e oportunidades que colaboraram para o meu crescimento pessoal e profissional. Um grande exemplo a ser seguido.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica e funcionários do Laboratório de Eletrônica de Potência que fizeram parte essencial dessa jornada e que contribuíram para o meu desenvolvimento pessoal e acadêmico.

A minha querida e amada segunda família Galans por todas as aventuras, companheirismo e boas risadas. Vocês tornam os meus dias mais alegres e menos difíceis todos os dias. Vocês contribuíram para meu sucesso e para meu crescimento como pessoa. Sou o resultado da confiança e da força de cada um de vocês. Alegria compartilhada é alegria redobrada.

Aos meus distintos amigos de infância dos Santos Anjos que me ensinam todos os dias que a solidariedade e o companheirismo são um dever ético e nunca uma obrigação moral. É um prazer inenarrável estar na companhia de vocês!

A todos os colegas da GE; pelo constante apoio e incentivo na realização deste difícil trabalho. Foi um prazer trabalhar com vocês.

O meu muito obrigado ao meu melhor amigo Luiz André pela amizade, companheirismo e sua dedicação em me ajudar nos momentos mais difíceis e torna-los mais fáceis com seu otimismo. Muito obrigado irmão!

A todos que participaram direta ou indiretamente deste trabalho, meu mais profundo e sincero muito obrigado!

*"Reach for the sky keep your eye
on the prize, forever in my mind
be my golden sunshine."*

- Matisyahu

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

ESTRATÉGIA DE MINIMIZAÇÃO DE PERDAS PARA UM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Marcelo Nesci Soares

Janeiro/2017

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta um estudo teórico de uma estratégia de controle que busca mitigar as perdas elétricas inerentes ao cobre e ao ferro de uma máquina de indução duplamente alimentada. Essa estratégia consiste em encontrar o compartilhamento ótimo da potência reativa circulante entre os circuitos do rotor e estator do gerador. Como este trabalho é motivado em reduzir os custos e melhorar a eficiência do sistema, a linha de pesquisa deste trabalho é focada em sistemas de geração de velocidade variável utilizando uma máquina de indução duplamente alimentada. Neste tipo de topologia, o custo do conversor de eletrônica de potência é reduzido drasticamente visto que o dimensionamento está relacionado à potência de escorregamento do gerador. Para a elaboração do trabalho foi proposta a modelagem de uma máquina de indução duplamente alimentada considerando as perdas no ferro além da estratégia do controle vetorial para o acionamento dos conversores responsáveis por controlar o fluxo de potência ativa e reativa do gerador. O projeto dos controladores são baseados no ajuste ótimo da malha de controle em função da adaptação do módulo da função de transferência. Visto que a estratégia de minimização de perdas no gerador demanda um esforço dos conversores de eletrônica de potência, um modelo para a computação das perdas no semicondutor, do tipo IGBT, é apresentado e comparado com os resultados do software do fabricante no intuito de validar o modelo. Os resultados de simulação comprovam a existência de um ponto mínimo de perdas no gerador quando o compartilhamento da potência reativa ótimo é aplicado. Além disso, os resultados mostram que a utilização desta estratégia não compromete o fator de potência no ponto de conexão da rede e nem aumenta significativamente as perdas no conversor.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

LOSS MINIMISATION STRATEGY FOR DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR

Marcelo Nesci Soares

January/2017

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

This work presents a theoretical study of a control strategy that seeks to mitigate the inherent electrical losses due to copper and iron of a doubly fed induction machine. This strategy consists in finding the optimum reactive power sharing between the rotor and stator circuits of the generator. As this work is motivated to reduce costs and improve system efficiency, this research is focused on variable speed generation systems using a doubly fed induction machine. In this topology, the cost of power electronics converter is reduced drastically since the sizing is related to slip power of the generator. In this work a modeling of a doubly fed induction machine considering iron losses is proposed besides the strategy of vector control responsible for controlling the active and reactive power flow in the generator by the converters. The adaptation by module is the technical optimum design method used to set the controllers parameters. As loss-minimisation strategy requires a significant effort from converters, a model for computing semiconductor losses, IGBT type, is showed and compared with other software to validate the model. The simulation results confirm the existence of a minimal point of losses in the generator when the reactive power sharing is applied. In addition, the results show that the use of this strategy does not compromise the power factor at the point of common coupling neither increase the converter losses.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xv
Lista de Símbolos	xvi
1 Introdução	1
1.1 Contexto	1
1.2 Sistemas de Geração por Velocidade Variável Estado da Arte	5
1.2.1 Sistemas com caixa de engrenagens e conversor com escala nominal da potência do gerador	7
1.2.2 Sistemas sem caixa de engrenagens e conversor com escala nominal da potência do gerador	9
1.2.3 Sistemas com caixa de engrenagens e conversor com escala parcial da potência do gerador	10
1.3 Motivação e Objetivo	11
1.4 Organização da Proposta	12
2 Modelagem Matemática da Máquina de Indução Duplamente Alimentada	14
2.1 Modelagem da Máquina de Indução Duplamente Alimentada no Referencial $dq0$	15
2.2 Máquina de Indução de Dupla Alimentação Modelada em MATLAB Simulink	19
2.3 Conclusões Parciais	26
3 Modelo de Perdas de Conversores Trifásicos de Potência	27
3.1 Topologia de Conversores Trifásicos de Tensão	27
3.2 Modulação PWM por Vetores Espaciais	30
3.3 Cálculo Analítico das Perdas no Conversor de Tensão	35
3.3.1 Perdas por Condução	36
3.3.2 Perdas por Chaveamento	40

3.3.3	Validação do Modelo de Perdas	44
3.4	Conclusões Parciais	48
4	Estratégia de Minimização de Perdas pelo Fluxo de Potência	49
4.1	Sistema de Geração Elétrica pela Topologia DFIG	49
4.1.1	Modelagem do Fluxo de Potência Ativa	51
4.1.2	Modelagem do Fluxo de Potência Reativa	55
4.2	Minimização de Perdas no Gerador	58
4.3	Conclusões Parciais	65
5	Estratégia de Controle e Modelagem dos Conversores	66
5.1	Orientação dos Eixos Coordenados pela Tensão da Rede	66
5.2	Controle e Modelagem do Conversor do Lado da Rede (CLR)	69
5.2.1	Malha de Controle da Corrente Interna da Rede (i_{nd} e i_{nq})	70
5.2.2	Malha de Controle da Potência Reativa da Rede (q_n)	73
5.2.3	Malha de Controle da Tensão no Link de Corrente Contínua (V_{DC})	75
5.3	Controle e Modelagem do Conversor do Lado do Gerador (CLG)	78
5.3.1	Malha de Controle da Corrente Interna do Rotor (i_{Rd} e i_{Rq})	79
5.3.2	Malha de Controle da Potência Reativa do Estator (q_S)	83
5.3.3	Malha de Controle de Torque (T_e)	85
5.3.4	Malha de Controle de Velocidade (ω_{mec})	87
5.4	Conclusões Parciais	88
6	Simulações Computacionais	90
6.1	Sistema de Velocidade Variável DFIG Modelado em Matlab/Simulink	91
6.2	Resultados de Simulação do DFIG	94
6.3	Análise da Otimização no DFIG	104
6.4	Conclusões Parciais	111
7	Conclusão e Trabalhos Futuros	112
7.1	Conclusão	112
7.2	Trabalhos Futuros	113
	Referências Bibliográficas	114
	APPENDICES	119
A	<i>Datasheet</i> do Semicondutor SKM50GB12T4 da Semikron	120
B	Ajuste da Malha de Controle	126

Lista de Figuras

1.1	Evolução da matriz energética brasileira [2].	2
1.2	Taxa de crescimento das fontes energéticas brasileiras [3].	2
1.3	Complementariedade das gerações de energia [7].	3
1.4	Configuração de um sistema de geração de velocidade fixa.	4
1.5	Curva característica da potência versus velocidade no rotor de uma turbina eólica.	4
1.6	Configuração de um sistema de geração de velocidade variável com base em [11].	5
1.7	Configuração de um sistema de geração de velocidade variável com base em [12].	6
1.8	Evolução das configurações de sistemas de velocidade variável no mercado [15].	7
1.9	Topologia com caixa de engrenagens e conversor nominal: (a) utilizando gerador de indução gaiola de esquilo, (b) utilizando gerador síncrono de ímãs permanentes, (c) utilizando gerador síncrono de polos salientes.	8
1.10	Topologia sem caixa de engrenagens e conversor nominal: (a) Utilizando gerador de ímãs permanentes, (b) utilizando gerador síncrono de polos salientes.	9
1.11	Topologia com caixa de engrenagens e conversor parcial.	11
2.1	Modelo dq equivalente em um eixo arbitrário de referência de uma máquina de indução duplamente alimentada.	16
2.2	Fluxograma do modelo computacional da máquina de indução duplamente alimentada.	21
2.3	Simulação teste para comparação dos modelos.	22
2.4	Comparação da velocidade da máquina assíncrona com relação à presença da resistência do ferro.	22
2.5	Comparação do torque eletromagnético da máquina assíncrona com relação à presença da resistência do ferro.	23
2.6	Comportamento da corrente no ferro para uma variação de carga.	23

2.7	Perdas mecânicas na máquina.	24
2.8	Comparação das correntes no estator das máquinas devido à influência do ferro. (a) Comportamento da corrente para situações de operação a vazio e nominal, (b) Corrente nos modelos do motor a vazio, (c) Corrente nos modelos do motor em plena carga.	25
2.9	Perdas no ferro da máquina	26
3.1	Conversor de tensão trifásico de 2 níveis.	28
3.2	Representação do vetor espacial para SVM.	30
3.3	Representação do vetor espacial para SVM no primeiro sextante.	31
3.4	Representação equivalente da tensão de referência no primeiro sextante a partir de outros sextantes.	32
3.5	Distribuição dos intervalos de tempo para um período de onda fundamental.	33
3.6	Pulsos do conversor de dois níveis com SVM chaveando em um período de chaveamento no primeiro sextante.	33
3.7	Diagrama simplificado de um acionamento SVM.	34
3.8	Máximo valor de tensão de referência.	35
3.9	(a)Característica da curva de condução v_{ce} vs i_c do transistor do semicondutor SKM50GB12T4 IGBT; (b)Característica da curva de condução v_f vs i_f do diodo do semicondutor SKM50GB12T4 IGBT.	37
3.10	Dinâmica da corrente em um semicondutor do tipo IGBT.	38
3.11	Circuito teste para caracterizar dinâmica de chaveamento (Linearizado).	40
3.12	Dinâmica da tensão e corrente fluindo pela chave durante um período de chaveamento (Linearizado).	41
3.13	Dinâmica da tensão e corrente fluindo pelo diodo (Linearizado).	42
3.14	Curvas características das energias do semicondutor SKM50GB12T4 IGBT.	43
3.15	Interface computacional do programa para um conversor de dois níveis.	45
3.16	Perdas de condução no transistor do semicondutor.	46
3.17	Perdas de condução no diodo do semicondutor.	46
3.18	Perdas de chaveamento no transistor do semicondutor.	47
3.19	Perdas de chaveamento no diodo do semicondutor.	47
3.20	Perdas de chaveamento no semicondutor.	48
4.1	Fluxo de potência em uma topologia DFIG.	50
4.2	Fluxo de potência ativa em modo de operação subsíncrono.	50
4.3	Fluxo de potência em modo de operação supersíncrono.	51
4.4	Fluxo de potência ativa de acordo com a Tabela 4.1.	54

4.5	Variação da sequência de fase das correntes no rotor na transição de operação do modo subsíncrono para supersíncrono.	55
4.6	Distribuição da potência reativa em uma topologia DFIG.	59
4.7	Variação das perdas no gerador devido à variação da corrente de quadratura do rotor.	62
4.8	Distribuição das potências reativas para a mesma variação da corrente de quadratura do rotor da Figura 4.7.	64
4.9	Distribuição das perdas nos conversores para a mesma variação da corrente de quadratura do rotor da Figura 4.7.	64
5.1	Sistema orientado pela tensão.	67
5.2	Malha de controle do circuito da PLL para determinação do ângulo da rede.	68
5.3	Leitura da dinâmica das tensões orientadas.	69
5.4	Comportamento da posição angular da rede.	70
5.5	Conversor do lado da rede (CLR).	71
5.6	Circuito do filtro de saída do conversor do lado da rede.	72
5.7	Diagrama de blocos representativo da malha de controle de corrente do conversor do lado da rede.	73
5.8	Diagrama de blocos representativo da malha de controle de potência reativa do CLR.	75
5.9	Circuito equivalente do elo CC.	76
5.10	Diagrama de blocos representativo da malha de controle da tensão CC.	77
5.11	Orientação pelo ângulo de escorregamento.	79
5.12	Correntes dq do ferro e de magnetização.	81
5.13	Relação da magnitude das correntes no ramo de magnetização para várias condições de carga.	82
5.14	Diagrama de blocos representativo da malha de corrente do lado do rotor do gerador.	83
5.15	Diagrama de blocos representativo da malha de controle da potência reativa do estator.	84
5.16	Diagrama de blocos representativo da malha de torque.	86
5.17	Diagrama de blocos representativo da malha de velocidade.	88
5.18	Estrutura de acionamento do CLR.	89
5.19	Estrutura de acionamento do CLG.	89
6.1	Sistema de geração de velocidade variável baseado no DFIG implementado na simulação.	91
6.2	Controlador PI utilizando a estratégia de <i>anti-windup</i>	94
6.3	Comportamento da tensão no barramento CC durante a simulação.	95

6.4	Comportamento da tensão no barramento CC durante a inicialização do sistema.	95
6.5	Resposta do controle de tensão devido à variação do valor de referência.	96
6.6	Comportamento da velocidade do DFIG durante a simulação.	96
6.7	Resposta do controle de velocidade devido à variação do valor de referência.	97
6.8	Resposta do controle de potência reativa do estator devido à variação do valor de referência.	97
6.9	Resposta das correntes dq do CLG devido às variações no sistema.	98
6.10	Resposta do controle da potência reativa da rede devido à variação do valor de referência.	98
6.11	Resposta das correntes dq do CLR devido às variações no sistema.	99
6.12	Resposta do torque eletromagnético devido às variações no sistema.	99
6.13	Variações na tensão do elo CC decorrentes de perturbações no sistema.	100
6.14	Variações na velocidade mecânica decorrentes de perturbações no sistema.	100
6.15	Comportamento das correntes trifásicas do estator e do rotor.	101
6.16	Comportamento do fluxo de potência ativa no rotor mediante a variação de velocidade mecânica.	102
6.17	Fluxo de corrente no elo CC mediante a variação da velocidade mecânica.	103
6.18	Ângulo de escorregamento do rotor devido à variação da velocidade mecânica.	104
6.19	Comparação das perdas no cobre e no ferro do DFIG quando a estratégia de minimização de perdas é acionada (Carga Leve).	105
6.20	Corrente de quadratura do estator e do rotor.	106
6.21	Análise das perdas totais no conversor <i>Back-to-Back</i> (Carga Leve)	106
6.22	Comparação das perdas no cobre e no ferro do DFIG quando a estratégia de minimização de perdas é acionada (Carga Média).	107
6.23	Análise das perdas totais no conversor <i>Back-to-Back</i> (Carga Média)	108
6.24	Comparação das perdas no cobre e no ferro do DFIG quando a estratégia de minimização de perdas é acionada (Carga Pesada).	108
6.25	Análise das perdas totais no conversor <i>Back-to-Back</i> (Carga Pesada).	109
6.26	Comparação das perdas totais no gerador para vários pontos de operação/velocidades.	109
6.27	Comparação da perda total no conversor para vários pontos de operação/velocidades.	110
6.28	Comparação da perda total do sistema gerador/conversor para vários pontos de operação/velocidade.	110

B.1	Malha de controle contendo todos os percursos no sistema.	128
B.2	Resposta ao degrau em uma malha de controle otimizada por módulo.	129
B.3	Malha de controle contendo um elemento integrador no percurso. . .	130
B.4	Resposta ao degrau em uma malha de controle otimizada pelo método Ótimo Simétrico.	131
B.5	Implementação do filtro de referência em uma malha de controle com otimização simétrica.	132
B.6	Resposta ao degrau de uma malha de controle otimizada por ótimo simétrico com filtro de referência.	133

Lista de Tabelas

2.1	Dados da placa de identificação do DFIG	20
2.2	Parâmetros Elétricos do DFIG	20
3.1	Estados de tensão e comutação de um conversor trifásico de tensão. . .	29
3.2	Ângulo equivalente θ_n no primeiro sextante.	32
3.3	Relação dos pulsos de chaveamento equivalentes para cada fase de acordo com o vetor de referência.	34
3.4	Parâmetros do semicondutor a partir das curvas de condução.	38
3.5	Polinômios característicos das energias do semicondutor SKM50GB12T4 IGBT.	44
3.6	Parâmetros de entrada para validar perdas por condução.	45
3.7	Parâmetros de entrada para validar perdas por chaveamento.	47
4.1	Fluxo de potência diante das várias condições de operação do DFIG .	53
6.1	Parâmetros do sistema elétrico implementado	92
6.2	Parâmetros do sistema de controle utilizado na simulação numérica .	93

Lista de Símbolos

- ω_{dq} Velocidade arbitrária no referencial dq.
- ω_N Velocidade angular da rede.
- ω_S Velocidade angular do estator.
- ω_r Velocidade angular do rotor.
- ω_R Velocidade angular de escorregamento.
- ω_{mec} Velocidade angular mecânica.
- θ ângulo de fase entre as ondas de corrente e tensão.
- θ_S Posição angular do estator.
- θ_r Posição angular do rotor.
- $i_{Fe,dq}$ Corrente na resistência equivalente do ferro em coordenadas dq.
- $i_{m,dq}$ Corrente de magnetização em coordenadas dq.
- $i_{S,dq}$ Corrente do estator em coordenadas dq.
- $i_{R,dq}$ Corrente do rotor em coordenadas dq.
- i_c Corrente de coletor.
- i_f Corrente reversa do diodo.
- $v_{N,dq}$ tensão da rede em coordenadas dq.
- $v_{S,dq}$ tensão do estator em coordenadas dq.
- $v_{R,dq}$ tensão do rotor em coordenadas dq.
- V_{DC} Tensão no elo de corrente contínua.
- v_{ce} Tensão coletor emissor.

v_f	Tensão no diodo.
V_{ce0}	Tensão de <i>threshold</i> coletor emissor.
V_{f0}	Tensão Tensão de <i>threshold</i> no diodo.
$\lambda_{m,dq}$	Fluxo mútuo em coordenadas dq.
$\lambda_{S,dq}$	Fluxo no estator em coordenadas dq.
$\lambda_{R,dq}$	Fluxo no rotor em coordenadas dq.
p	Potência ativa instantânea.
p_S	Potência ativa do estator.
p_R	Potência ativa do rotor.
P_{DC}	Potência ativa no elo de corrente contínua.
p_{gS}	Potência ativa de entreferro do estator.
p_{gR}	Potência ativa de entreferro do rotor.
q	Potência reativa instantânea.
q_S	Potência reativa do estator.
q_R	Potência reativa do rotor.
q_{gS}	Potência reativa de entreferro do estator.
q_{gR}	Potência reativa de entreferro do rotor.
q_{lS}	Potência reativa de dispersão do estator.
q_{lR}	Potência reativa de dispersão do rotor.
q_m	Potência reativa de magnetização.
s	escorregamento.
T_e	Torque eletromagnético.
T_L	Torque de carga.
J	Momento de inércia.
D	Coefficiente de atrito viscoso.

P_p Pares de polos.
 p_f Perdas mecânicas.
 p_{CuS} Perda no enrolamento do estator.
 p_{CuR} Perda no enrolamento do rotor.
 p_{Fe} Perda no ferro.
 P_{Tcond} Perda média por condução no transistor.
 P_{Dcond} Perda média por condução no diodo.
 P_{Tsw} Perda média por chaveamento no transistor.
 P_{Dsw} Perda média por chaveamento no diodo.
 P_p Pares de polos.
 d Ciclo de trabalho.
 T_s Passo de simulação.
 $T_{Controle}$ Passo de amostragem do controle.
 T_{sw} Período de chaveamento.
 f_{sw} Frequência de chaveamento.
 M Índice de Modulação.
 R_{Fe} Resistência equivalente no ferro.
 R_S Resistência do estator.
 R_R Resistência do rotor.
 r_{ce} Resistência do transistor.
 r_f Resistência do diodo.
 R_f Resistência de filtro.
 L_m Indutância mútua.
 L_S Indutância do estator.
 L_R Indutância do rotor.

- L_f Indutância de filtro.
- L_{lS} Indutância de dispersão do estator.
- L_{lR} Indutância de dispersão do rotor.
- G_o Função de Transferência em malha aberta.
- G_F Função de Transferência em malha fechada.
- K_p Ganho proporcional do controlador PI.
- T_i Tempo integral do controlador PI.
- σ Constante genérica de atraso.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

Atualmente, o grande desafio do setor energético consiste em atender a crescente demanda de energia elétrica com o mínimo impacto ambiental. Nesse intuito, a humanidade está em constante desenvolvimento em busca de sistemas mais eficientes e viáveis. Programas de eficiência energética relacionados à política de conservação e uso racional de energia elétrica vêm sendo cada vez mais incentivadas pelo governo brasileiro [1]. Essa política exige que níveis mínimos obrigatórios sejam atendidos visando a melhora e o aumento da eficiência dos equipamentos elétricos e do sistema. Com relação ao impacto ambiental, o governo brasileiro também vem incentivando programas, como o PROINFA (Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica), que fomentam e incentivam a implementação de fontes renováveis de energia como parques eólicos, biomassa e pequenas centrais hidroelétricas (PCHs). Dessa forma, com o incentivo do governo por meio de subsídios, a matriz energética brasileira vem se diversificando com o passar dos anos [2], como pode ser visto na Figura 1.1.

Segundo a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) [3], de 2008 a 2015, a energia eólica foi a fonte de energia elétrica que teve a taxa crescimento mais significativa no Brasil. A Figura 1.2 mostra a taxa de crescimento das principais fontes de energia da matriz energética brasileira neste período. É possível analisar que a geração eólica saiu de 247 MW em 2008 para 5833 MW em 2015, um crescimento de 2261%. Além da energia eólica, as usinas movidas a biomassa também tiveram um crescimento considerável nos últimos anos. Um dos fatores que também contribui para a disseminação das fontes renováveis de energia, além do PROINFA, foi o barateamento da tecnologia e dos equipamentos que estes tipos de fontes geradoras necessitam, como por exemplo os conversores de eletrônica de potência. Essa nova tendência e desafio exigem que pesquisas e desenvolvimentos sejam fei-

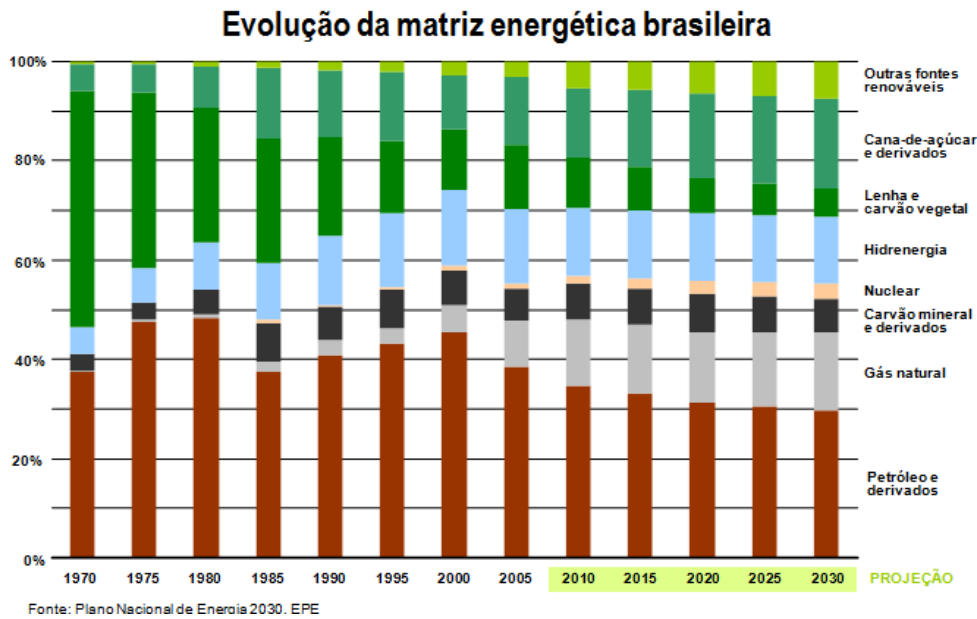


Figura 1.1: Evolução da matriz energética brasileira [2].

tos para acompanhar o emprego dessas novas tecnologias renováveis e contribuir para o desempenho dos equipamentos minimizando as suas perdas e diminuindo as quantidades de manutenções preventivas antes do tempo estabelecido.

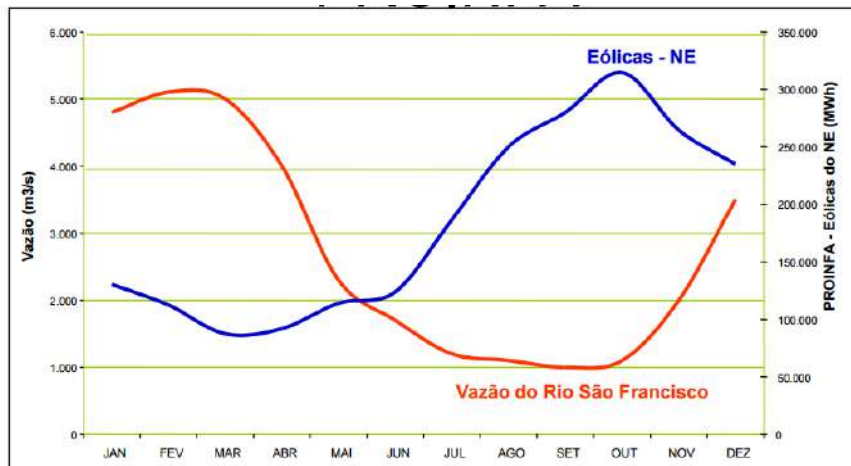
Fonte	Capacidade instalada MW (2008)	Capacidade instalada MW (2015)	Varição 2015/2008 (%)
Hidroelétrica	77.091	89.811	17%
Termoelétrica	17.352	25.919	49%
Biomassa	4.193	12.415	196%
Nuclear	2.007	1.990	-1%
Eólica	247	5.833	2261%
Solar*	-	15	-
Total	100.890	135.983	35%

Figura 1.2: Taxa de crescimento das fontes energéticas brasileiras [3].

Nos últimos anos as pequenas centrais hidroelétricas e aerogeradores vêm ganhando o mercado com relação às outras fontes geradoras em consequência do crescente desenvolvimento de novos métodos de controle e novas tecnologias que melhoraram sua eficiência. A parcela de produção de energia provida por meios hídricos já consiste em 16,6% da produção mundial e seu crescimento continua sendo uma das principais tendências para as próximas décadas [4, 5]. Assim como as PCHs, a energia eólica vem se mostrando não somente um mercado promissor mas também um dos tópicos de pesquisas e desenvolvimento mais procurados e publicados nos últimos anos [6].

A energia eólica e hídrica em muitos casos vem sendo uma alternativa comple-

mentar do quadro energético de algumas regiões no Brasil, solucionando o problema de variação da potência gerada devido às mudanças sazonais [7], descritas na Figura 1.3. No caso, a figura representa os regimes hídrico e eólico da região nordeste do Brasil. É possível analisar pela figura que o potencial eólico e hídrico da região se complementam no momento em que umas das fontes possui menor potencial que a outra em uma época do ano. Dessa forma, o planejamento energético da região não fica comprometido devido às variações energéticas naturais, podendo assim trabalhar com perspectivas de valores mais exatos durante o ano.



(Fonte: Eletrobrás, 2005)

Figura 1.3: Complementariedade das gerações de energia [7].

Com relação às duas fontes de geração de energia mencionadas, existem basicamente duas categorias de sistemas de geração: os de velocidade constante e os de velocidade variável [8]. Até a década de 90 muitas das turbinas eólicas eram operadas por um sistema de geração por velocidade fixa [9] e até os dias de hoje muitas das turbinas hidráulicas são operadas por um sistema de velocidade fixa [10]. Em aplicações de velocidade fixa são usados vários estágios de caixas de engrenagens, um banco de capacitores para compensar o consumo de potência reativa e um gerador de indução do tipo gaiola de esquilo conectado diretamente na rede elétrica operando em velocidade constante limitada pela frequência da rede. Esse conceito ainda é utilizado em sistemas que priorizam a simplicidade, robustez e um custo relativamente baixo com relação às outras tecnologias. Porém, devido ao fato da não controlabilidade da velocidade do gerador, o aproveitamento da energia mecânica extraída da turbina, quando ocorrem variações de vento e carga no sistema, é drasticamente reduzida, comprometendo assim sua eficiência. Em PCHs que utilizam o sistema de geração por velocidade fixa a variação de potência é obtida mediante a variação do fluxo de água incidente na turbina. Entretanto, neste tipo de controle, o tempo de resposta com relação às variações de carga presentes no sistema elétrico

são enormes. Esse tipo de controle chega a apresentar constantes de tempo na ordem de alguns segundos [10]. Além disso, outros fatores comprometem a eficiência deste sistema de geração, como a alta dissipação de energia nas barras do rotor devido ao alto escorregamento, o alto custo devido à inserção do banco de capacitores e caixas de engrenagens e os estresses mecânicos devido às variações de torques. A Figura 1.4 representa o diagrama unifilar de um sistema configurado para velocidade fixa.

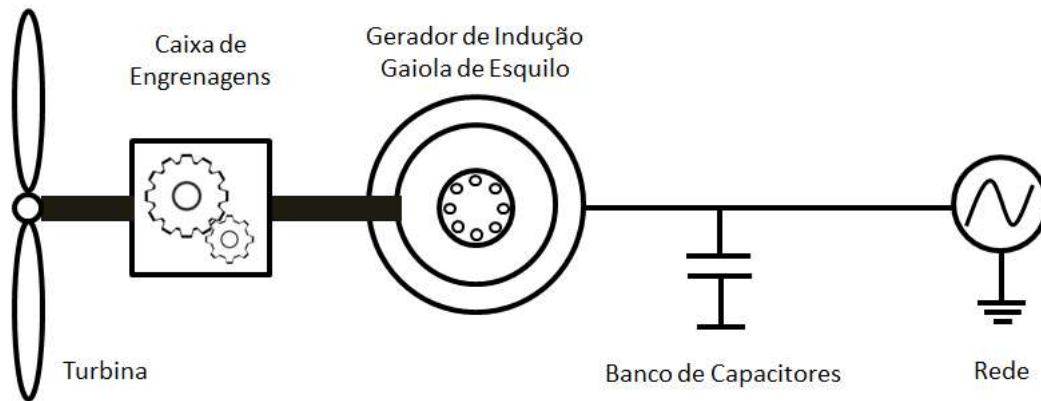


Figura 1.4: Configuração de um sistema de geração de velocidade fixa.

Cada tipo de turbina seja eólica, hidráulica ou a gás possui uma curva característica que relaciona a potência mecânica da turbina com a velocidade de rotação. Para cada velocidade de vento, fluxo de água ou pressão, a curva característica da turbina é modificada apresentando assim novos pontos de operação. A Figura 1.5 mostra o comportamento da potência mecânica com relação à velocidade de rotação de uma turbina eólica para diferentes velocidades de ventos.

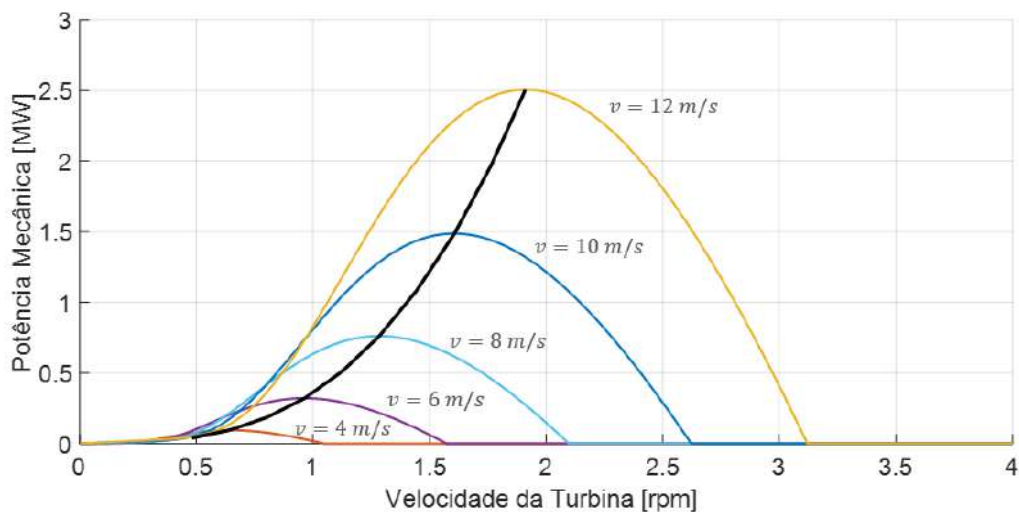


Figura 1.5: Curva característica da potência versus velocidade no rotor de uma turbina eólica.

Percebe-se que para cada velocidade de vento a turbina possui uma curva característica onde o ponto de máxima potência, representado pela curva preta, ocorre em uma velocidade específica de operação. Dessa forma, com o intuito de obter um melhor aproveitamento da energia mecânica proveniente das turbinas, para certas condições de operação, surgem os sistemas de geração de velocidade variável para preencher essa lacuna.

1.2 Sistemas de Geração por Velocidade Variável

Estado da Arte

Tendo em vista o ganho da eficiência energética que o sistema de geração por velocidade variável poderia proporcionar ao sistema, este tipo de sistema ganhou força e destaque no mercado. Com esse desafio em mente, a primeira solução apresentada consistiu na utilização do gerador de indução com rotor bobinado conectado a um banco de resistências variáveis nos terminais do rotor [11]. A resistência variável permite que a potência do gerador seja controlada para diferentes pontos de operação da turbina. Ao mesmo tempo, com o progresso tecnológico dos semicondutores de potência e avanços nos estudos na área de eletrônica de potência, foi adicionado a esta topologia um *soft starter* conectado nos terminais do estator. Este *soft starter* é responsável por inicializar o sistema com níveis de corrente de partida admissíveis, melhorando assim a robustez e confiabilidade do sistema. A estrutura desta topologia é bem semelhante ao apresentado no sistema de geração por velocidade constante, entretanto a máquina de indução utilizada não é mais do tipo gaiola; um conversor estático é adicionado à sua topologia conforme mostra a Figura 1.6. Esta topologia permite que o gerador tenha variações de velocidade de até 10% acima da velocidade síncrona [11].

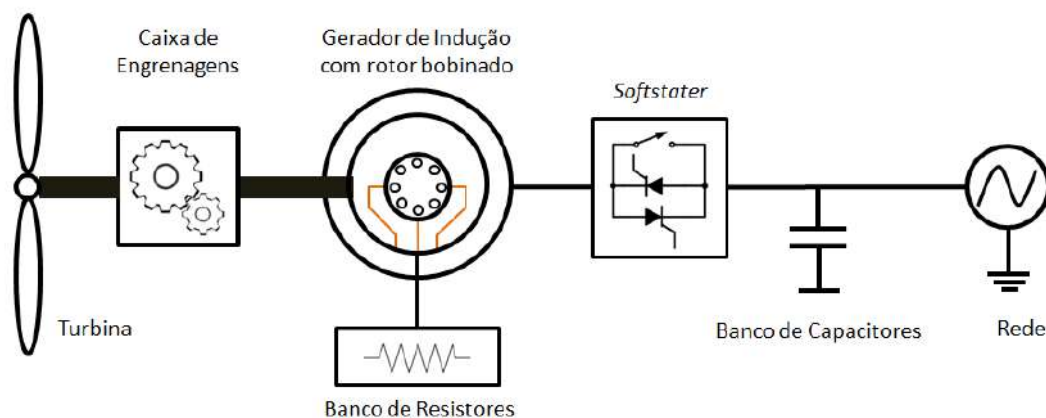


Figura 1.6: Configuração de um sistema de geração de velocidade variável com base em [11].

Com o passar dos anos e o constante desenvolvimento dos semicondutores, o que conseqüentemente proporcionou seu barateamento, uma nova topologia para o sistema de velocidade variável foi apresentado em 1988. Esta topologia consistia na utilização de uma máquina duplamente alimentada (do inglês *Doubly Fed Induction Gerenerator*) onde os terminais do estator são ligados diretamente à rede e os terminais do rotor são ligados a um circuito retificador a diodo e um inversor a tiristor em cascata, cuja função é devolver à rede a potência fornecida pelo rotor [12]. Neste sistema, a operação sobre o controle de velocidade também é limitada apenas para região supersíncrona do gerador, entretanto a energia gerada pelo circuito do rotor agora é fornecida à rede. A representação deste sistema é mostrada na Figura 1.7.

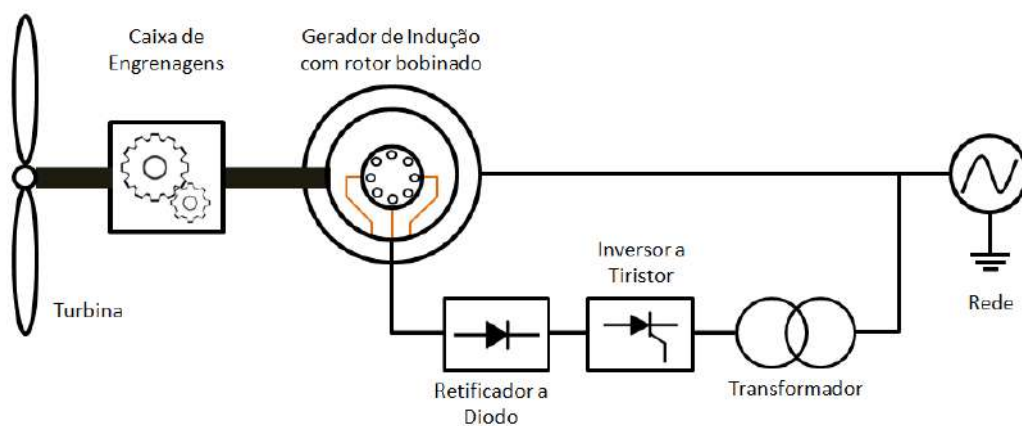


Figura 1.7: Configuração de um sistema de geração de velocidade variável com base em [12].

Para que os sistemas de velocidade variável fossem impulsionados de vez no mercado, foi necessário maior desenvolvimento da eletrônica de potência para os sistemas de geração. A eletrônica de potência tem mudado rapidamente durante os últimos 30 anos e o número de aplicações continua crescendo, principalmente devido ao desenvolvimento tecnológico dos semicondutores e microprocessadores [13]. A performance e aperfeiçoamento de ambos os equipamentos vêm crescendo constantemente e ao mesmo tempo seus preços vêm decaindo. A escolha dos conversores estáticos depende da topologia do sistema e de sua aplicação, e atualmente existem três configurações principais encontradas em sistemas de geração por velocidade variável [14]:

- Sistemas com caixa de engrenagens e conversor com escala nominal da potência do gerador (Tipo A);
- Sistemas sem caixa de engrenagens e conversor com escala nominal da potência do gerador (Tipo B);

- Sistemas com caixa de engrenagens e conversor com escala parcial da potência do gerador (Tipo C).

A Figura 1.8 mostra a relação da capacidade instalada, no atual mercado, para as três principais configurações de sistemas de velocidade variável listadas acima [15].

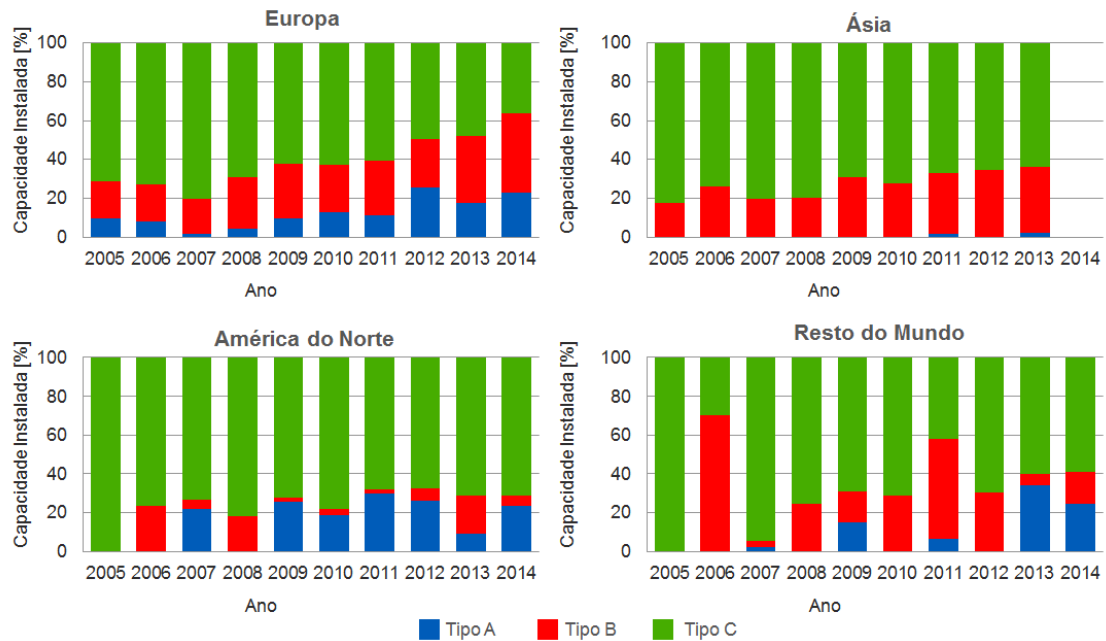


Figura 1.8: Evolução das configurações de sistemas de velocidade variável no mercado [15].

É possível avaliar pelo gráfico que a topologia do Tipo C, mesmo com o passar dos anos, ainda apresenta a maior capacidade instalada no mundo.

1.2.1 Sistemas com caixa de engrenagens e conversor com escala nominal da potência do gerador

Este tipo de topologia é composto principalmente por máquinas de indução do tipo gaiola de esquilo e máquinas síncronas de ímã permanente e polos salientes [16, 17]. Nesta configuração é necessário o uso de um conversor bidirecional do tipo *back-to-back* de potência nominal, utilizando chaves do tipo IGBT, o qual permite total controle da potência ativa e reativa do sistema e variação da velocidade em toda a faixa de frequência. No caso dos geradores síncronos de polos salientes faz-se necessária a inserção de um retificador a diodos, utilizado para a criação do fluxo no rotor da máquina [18, 19]. Devido ao fato das máquinas presentes nesta topologia apresentarem poucos pares de polos, é necessária a utilização de uma caixa de engrenagens no intuito de fazer a adequação das características de torque

e rotação da planta turbina/gerador. A Figura 1.9 mostra o diagrama unifilar de várias possibilidades desta topologia.

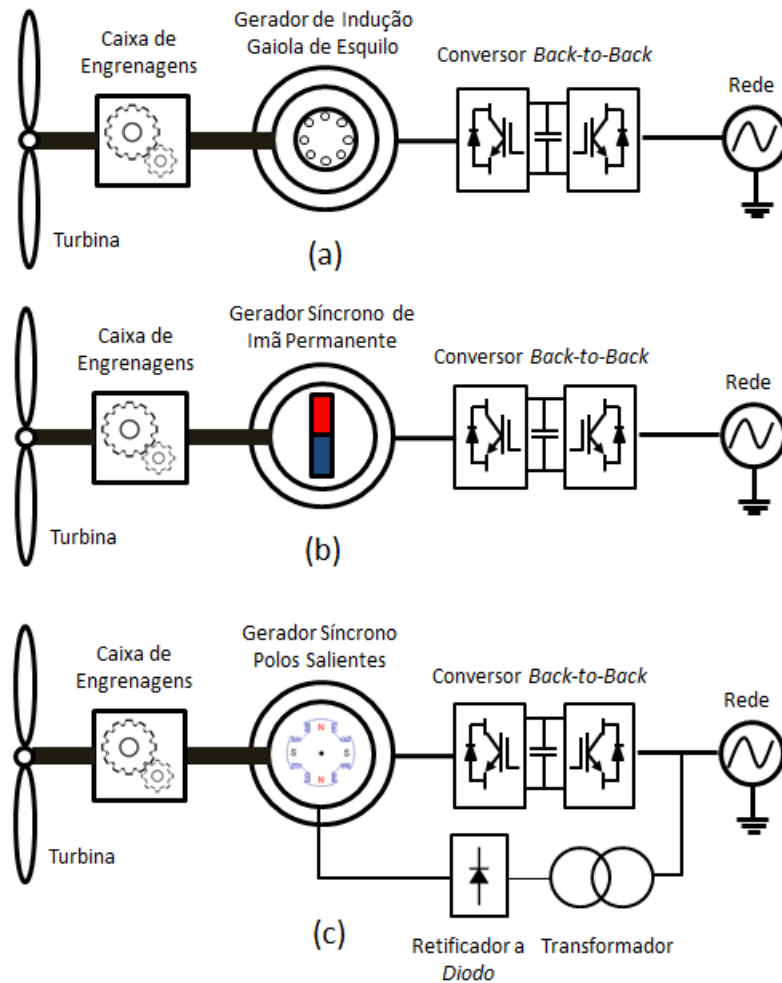


Figura 1.9: Topologia com caixa de engrenagens e conversor nominal: (a) utilizando gerador de indução gaiola de esquilo, (b) utilizando gerador síncrono de ímãs permanentes, (c) utilizando gerador síncrono de polos salientes.

O fato de existir um conversor *back-to-back* de potência nominal entre os terminais do gerador e da rede garante que ambos estejam quase que totalmente desacoplados, favorecendo a proteção do gerador em eventuais faltas que possam ocorrer. Apesar desta vantagem, a utilização de um conversor de potência de mesma dimensão da potência do gerador, além de ocasionar maiores perdas, faz com que o custo de implementação para este caso seja muito caro desestimulando a implementação desta topologia. Além disso, apesar do estresse mecânico na caixa de engrenagens ter sido consideravelmente reduzido no sistema de velocidade variável, a mesma continua ainda sendo um dos equipamentos com maior índice de manutenção e custo para o projeto [14].

1.2.2 Sistemas sem caixa de engrenagens e conversor com escala nominal da potência do gerador

Com o intuito de reduzir o custo de projeto e aumentar a confiabilidade da topologia anterior, foi desenvolvida uma forma de eliminar o acoplamento mecânico da caixa multiplicadora aumentando o número de polos da máquina para que assim a máquina pudesse operar com rotação mais baixa, igual à turbina. Para esta aplicação, devido ao aumento considerável das suas dimensões e materiais utilizados no projeto, os geradores síncronos de ímãs permanentes e de polos salientes são os que mostram melhor viabilidade econômica ao serem comparadas com os geradores assíncronos [6]. A Figura 1.10 mostra o sistema onde o gerador é acoplado diretamente ao eixo da turbina.

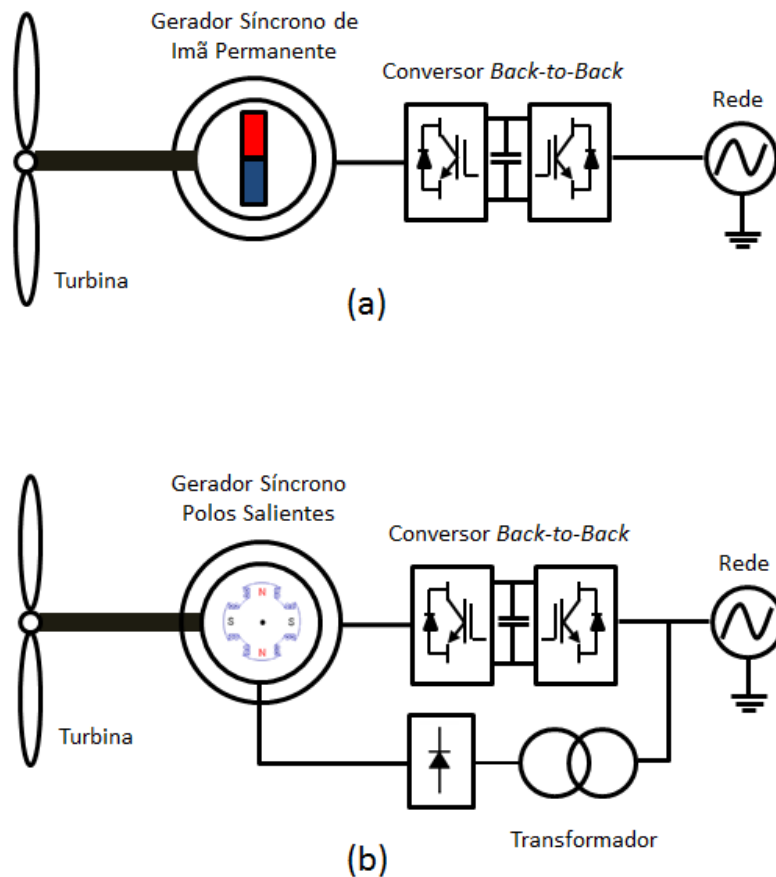


Figura 1.10: Topologia sem caixa de engrenagens e conversor nominal: (a) Utilizando gerador de ímãs permanentes, (b) utilizando gerador síncrono de polos salientes.

Apesar da redução de custo do projeto com a extinção da caixa multiplicadora, as produções das máquinas de ímãs permanentes é ciclicamente ameaçada devido à grande flutuação dos preços do material magnético que compõe os ímãs do rotor [20]. Segundo [15], 90% da extração atual deste minério em terras raras está concentrada na China, o que associa um risco para os investidores devido à monopolização do

mercado deste minério. Essa instabilidade de preços causa desconfiança por parte dos investidores o que compromete a continuidade deste gerador nesta topologia apesar da sua melhor eficiência e robustez com relação à de polos salientes. Com isso, quando o preço do gerador de ímãs permanentes fica comprometido, o mercado busca como solução utilizar as máquinas síncronas de polos salientes. Além disso, como este tipo de topologia necessita da utilização de um conversor com escala de potência nominal ao gerador, a distorção harmônica gerada pelo conversor do lado da rede precisa ser eliminada por um filtro da mesma dimensão do sistema.

1.2.3 Sistemas com caixa de engrenagens e conversor com escala parcial da potência do gerador

Percebe-se que o uso de um conversor de potência nominal acoplado ao gerador é um dos principais fatores que geram complicações no custo do projeto. Dessa forma, a máquina de indução duplamente alimentada mesmo com o desenvolvimento de novas configurações continua sendo a protagonista no mercado de sistemas de velocidade variável. Nesta topologia o estator do gerador é conectado diretamente na rede elétrica de tensão e frequência fixa, enquanto o circuito do rotor é ligado à rede através de um conversor *back-to-back* com uma potência nominal que varia em média de 25 a 30% da potência nominal do gerador. O dimensionamento do conversor para este tipo de topologia leva em consideração a parcela de potência proporcional à diferença de velocidade do eixo do gerador com a frequência da rede. Essa parcela de potência é conhecida como potência de escorregamento [21]. A Figura 1.11 mostra a estrutura desta topologia DFIG. Este tipo de topologia permite que o controle de potência ativa e reativa no gerador seja feito de forma independente. Além disso, devido ao fato do estator estar conectado diretamente à rede elétrica e por ser responsável pela maior parte da potência fornecida à rede, a injeção de harmônicos na rede é reduzida significativamente, ficando apenas por conta do conversor do lado da rede.

Com a redução considerável das perdas e do custo do conversor de eletrônica de potência e conseqüentemente do filtro na saída do conversor do lado da rede, este é o tipo de topologia que mais cresce e que possui maior capacidade instalada principalmente em parques eólicos [11]. Contudo este conjunto apresenta uma desvantagem considerável devido à presença de escovas e anéis coletores que necessitam de manutenções recorrentes, reduzindo a confiabilidade do sistema. Apesar disso, atualmente várias alternativas vêm sendo constantemente estudadas para reduzir a dependência das escovas e aumentar a confiabilidade do sistema. Nesse intuito, muito tem-se pesquisado em utilizar o gerador de indução duplamente alimentado sem escovas ou popularmente conhecido como BDFIG (*Brushless Doubly Fed In-*

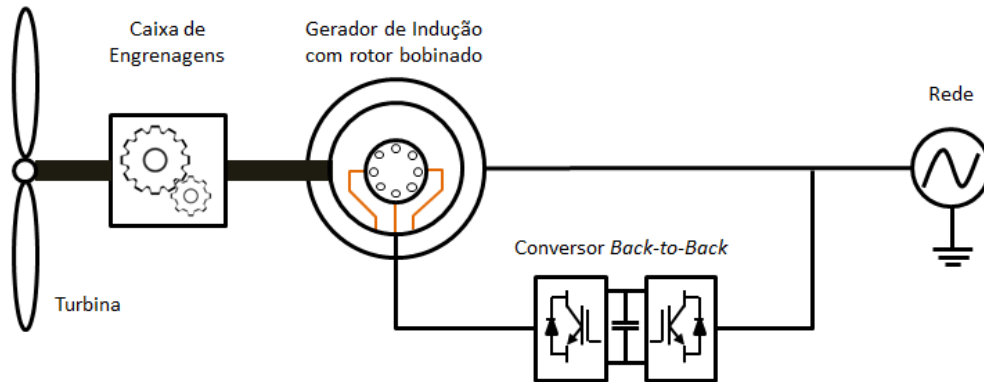


Figura 1.11: Topologia com caixa de engrenagens e conversor parcial.

duction Generator). Este gerador associa as vantagens do DFIG sem a necessidade de escovas na sua construção. Apesar deste conceito não utilizar anéis deslizantes a operação desta máquina e sua montagem são relativamente complexos e caros [22].

1.3 Motivação e Objetivo

O aumento da geração, controlabilidade do sistema e diminuição do estresse mecânico são umas das principais vantagens em sistemas de velocidade variável. O aumento da produção de energia gerada por sistemas de velocidade variável pode chegar a ser até 30% maior que em sistemas de velocidade fixa [10, 23]. Apesar desta tecnologia estar presente há mais de 30 anos no mercado, muitos estudos ainda são feitos para otimizar o custo e a eficiência do sistema. A partir disso, muitas estratégias e inovações no seu controle ainda podem ser analisadas e estudadas, motivando assim o desenvolvimento deste trabalho.

Além disso, no intuito de tornar as fontes renováveis mais competitivas e atraentes no cenário atual, a principal motivação deste trabalho constitui na busca pela mitigação das perdas ocorridas no gerador de indução de dupla alimentação em uma topologia DFIG para melhorar a eficiência do sistema.

O objetivo deste trabalho constitui na análise de uma estratégia de controle para minimizar as perdas no cobre e no ferro do gerador a partir do compartilhamento ótimo da potência reativa circulante nos circuitos do estator e do rotor da máquina de indução duplamente alimentada. Para que os objetivos deste trabalho possam ser alcançados, os seguintes tópicos são abordados e desenvolvidos:

- Desenvolvimento de um modelo computacional do motor de indução considerando as perdas no ferro, para que assim seja possível obter resultados de simulação semelhantes aos que seriam obtidos com uma máquina real;

- Desenvolvimento de um modelo analítico para calcular as perdas no conversor, baseado nas curvas presentes no *datasheet* do semiconductor;
- Mostrar o comportamento dos fluxos de potência ativa e reativa em um sistema de velocidade variável em topologia DFIG, juntamente com os cálculos matemáticos a partir das perdas do cobre e do ferro que comprovem o ponto mínimo de perdas do gerador;
- Aplicação da técnica de controle vetorial orientado pela tensão da rede para o acionamento dos conversores de tensão, assim como o projeto dos controladores PI;
- Desenvolvimento de um sistema de geração de velocidade variável onde é implementada a estratégia de controle para a minimização das perdas no gerador e comprovação da teoria mediante resultados obtidos em simulação feita no software MATLAB/Simulink.

Desta forma, este trabalho visa contribuir para pesquisas nas áreas de acionamentos e modelagem de máquinas assíncronas em aplicação de sistemas de geração de velocidade variável.

1.4 Organização da Proposta

Esta dissertação está dividida em 7 capítulos, incluindo esta introdução, onde são apresentadas a inserção das energias renováveis e a busca por equipamentos e métodos de controles mais eficientes devido aos incentivos governamentais para solucionar a demanda energética para as próximas décadas. Além disso, neste mesmo capítulo é apresentado o estado da arte sobre a evolução dos sistemas de geração de energia de velocidade variável, a motivação e os objetivos deste trabalho.

No capítulo 2 é apresentada a modelagem matemática de uma máquina de indução duplamente alimentada de 7,5kW considerando as perdas no ferro e também resultados referentes à dinâmica do modelo computacional. O mesmo modelo é comparado com os valores de placa e de ensaio da máquina de indução duplamente alimentada comercial da empresa Equacional, utilizada como referência neste trabalho.

O capítulo 3 consiste em apresentar um modelo analítico para estimar as perdas por condução e chaveamento dos conversores de potência baseados nos dados e informações adquiridos por meio das curvas características presentes no *datasheet* dos semicondutores. Aborda também a topologia de conversores de dois níveis assim como a técnica de modulação por largura de pulso utilizada neste trabalho.

No capítulo 4 são discutidos o comportamento do fluxo de potência ativa e reativa em um sistema de geração de velocidade variável em topologia DFIG e também a estratégia de minimização de perdas do gerador de indução duplamente alimentado a partir do compartilhamento da potência reativa entre os circuitos do rotor e do estator da máquina.

O capítulo 5 aborda a estratégia do controle vetorial dos conversores responsáveis por controlar a potência ativa e reativa do DFIG e o fator de potência da rede no ponto de conexão comum (PCC). No mesmo capítulo é apresentada a modelagem dos sistemas elétricos e o projeto dos controladores PI através da otimização das malhas de controle pelos métodos de otimização por módulo e por simetria. O sistema de orientação do controle vetorial também é abordado neste capítulo.

O capítulo 6 mostra os resultados de simulação usando a ferramenta computacional MATLAB/Simulink. Neste capítulo são apresentados os passos para a inicialização do sistema, o comportamento das variáveis controladas e também a comparação das perdas do gerador quando a estratégia de minimização de perdas é utilizada.

O capítulo 7 apresenta as conclusões do trabalho assim como propostas de trabalhos futuros para a continuidade desta linha de pesquisa.

Capítulo 2

Modelagem Matemática da Máquina de Indução Duplamente Alimentada

Neste capítulo é apresentada uma modelagem matemática detalhada da máquina de indução duplamente alimentada, considerando as perdas no ferro. As perdas no ferro são uma possível fonte de deterioração da sua performance, especialmente na regulação de torque, em controles vetoriais orientados pelo campo [24]. Como um dos objetivos deste trabalho é relacionado à mitigação das perdas no gerador, é extremamente importante que um modelo mais detalhado da máquina seja construído, a fim de se poder aplicar critérios quantitativos para a minimização dessas perdas durante o controle.

Usualmente, a maioria dos modelos de máquinas empregados para fins de controle não representam perdas por correntes parasitas e histerese, o que causa em certos casos anomalias no controle baseado nestes modelos. Consequentemente, no intuito de desenvolver um modelo o mais aproximado possível da máquina real, as perdas no ferro serão introduzidas nos modelos de equações da máquina assíncrona.

De modo geral, este tipo de análise é adequado para máquinas de baixa potência, visto que nessas a presença das perdas no ferro são mais significativas na eficiência do que em máquinas de grande porte. Entretanto, deve-se ressaltar que apesar das perdas no ferro serem mais consideráveis em máquinas de pequeno porte, para máquinas de grande porte, da ordem de megawatts, normalmente as perdas no ferro costumam ser maiores que as perdas no cobre devido à grande quantidade de material ferromagnético presente na máquina [25].

Normalmente, quando as perdas no ferro são significativas na máquina de indução duplamente alimentada e a estratégia de controle empregada no seu acionamento não considera esta perda, alguns erros são propagados para o controle [14].

2.1 Modelagem da Máquina de Indução Duplamente Alimentada no Referencial dq0

Tendo em vista a dificuldade de se trabalhar com o modelo trifásico da máquina de indução devido à complexidade das equações diferenciais presentes nas equações, faz-se o uso de uma manipulação algébrica aplicada no modelo trifásico da máquina utilizando as transformadas de Park e Clarke [26], transformando o sistema em um modelo bifásico. Portanto, nesta seção é mostrado o desenvolvimento do modelo da máquina em coordenadas dq. O eixo 'zero' da transformada não será aplicado na modelagem visto que não existe um terminal de neutro no circuito equivalente, ou seja, a ligação é em estrela com 3 fios [27].

Antes de exibir as equações sobre a modelagem da máquina, algumas premissas são assumidas baseadas em [28]

- O entreferro é considerado constante.
- A máquina apresenta simetria elétrica e magnética.
- As indutâncias de dispersão são consideradas constantes.
- O efeito saturação do núcleo ferromagnético é desconsiderado.

O modelo da máquina assíncrona é analisado no eixo de referencial genérico em dq girando em uma velocidade arbitrária ω_{dq} . O valor atribuído à velocidade de referência do eixo dq pode ser representado de diferentes maneiras segundo [29]. A seguir são dados exemplos de valores frequentemente empregados:

- Sistema fixo no estator $\omega_{dq}=0$ (Stanley - 1930)
- Sistema fixo no rotor $\omega_{dq}=\omega_r$ (Brereton - 1957)
- Sistema girante com velocidade síncrona $\omega_{dq}=\omega_S$ (Kron - 1951)

A modelagem feita nesta seção teve como base [24] e [30]. O fluxo de entreferro resultante é criado pelas forças magnetomotrizes combinadas provenientes das correntes do estator e do rotor da máquina. A combinação dessas correntes resulta na corrente de excitação que pode ser decomposta em uma componente de perdas no núcleo i_{Fe} e uma componente de magnetização i_m . No circuito equivalente, a corrente de excitação pode ser levada em consideração incluindo-se um ramo em derivação, formado por uma resistência de perdas no ferro R_{Fe} em paralelo com uma reatância de magnetização X_m [31]. Esse ramo em derivação é popularmente

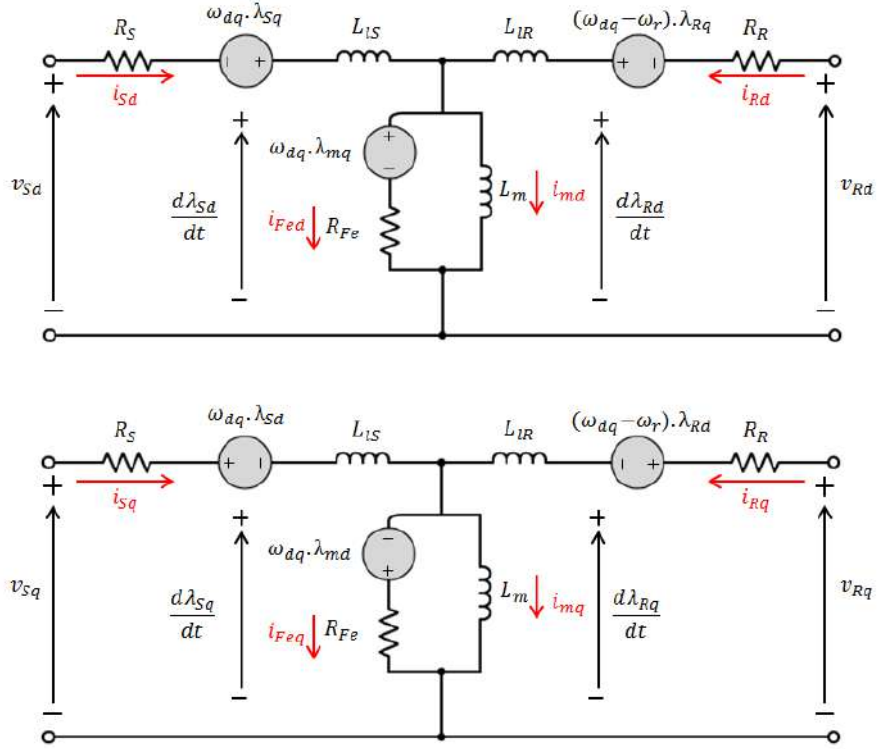


Figura 2.1: Modelo dq equivalente em um eixo arbitrário de referência de uma máquina de indução duplamente alimentada.

conhecido como ramo de magnetização. Tal aproximação tem sido bastante utilizada na análise de máquinas assíncronas [32]. O circuito equivalente do DFIG em coordenadas dq pode ser visto na Figura 2.1.

Com isso, aplicando as leis de Kirchhoff no circuito equivalente, as equações de tensão, fluxo e corrente da máquina em coordenadas dq são mostradas a seguir:

- Tensão no Estator

$$v_{Sd} = R_S i_{Sd} + \frac{d\lambda_{Sd}}{dt} - \omega_{dq} \lambda_{Sq}, \quad (2.1)$$

$$v_{Sq} = R_S i_{Sq} + \frac{d\lambda_{Sq}}{dt} + \omega_{dq} \lambda_{Sd}, \quad (2.2)$$

em que v_{Sd} , i_{Sd} e λ_{Sd} representam respectivamente a tensão, corrente e fluxo do circuito do estator no eixo de coordenadas direto, v_{Sq} , i_{Sq} e λ_{Sq} representam respectivamente a tensão, corrente, fluxo do circuito do estator no eixo de coordenadas quadratura, R_S a resistência intrínseca do circuito do estator e ω_{dq} representa a velocidade angular arbitrária do sistema.

- Tensão no Rotor

$$v_{Rd} = R_R i_{Rd} + \frac{d\lambda_{Rd}}{dt} - (\omega_{dq} - \omega_r) \lambda_{Rq}, \quad (2.3)$$

$$v_{Rq} = R_R i_{Rq} + \frac{d\lambda_{Rq}}{dt} + (\omega_{dq} - \omega_r) \lambda_{Rd}, \quad (2.4)$$

em que v_{Rd} , i_{Rd} e λ_{Rd} representam respectivamente a tensão, corrente e fluxo do circuito do rotor no eixo de coordenadas direto, v_{Rq} , i_{Rq} e λ_{Rq} representam respectivamente a tensão, corrente, fluxo do circuito do rotor no eixo de quadratura, R_R a resistência intrínseca do circuito do rotor e ω_r representa a velocidade angular elétrica do rotor.

- Tensão no Ramo de Magnetização

$$R_{Fe}i_{Fed} = \frac{d\lambda_{md}}{dt} - \omega_{dq}\lambda_{mq}, \quad (2.5)$$

$$R_{Fe}i_{Feq} = \frac{d\lambda_{mq}}{dt} + \omega_{dq}\lambda_{md}, \quad (2.6)$$

em que i_{Fed} e λ_{md} representam respectivamente a corrente do ferro e o fluxo mútuo no eixo direto presente no circuito de magnetização, i_{Feq} e λ_{mq} representam respectivamente a corrente do ferro e o fluxo mútuo no eixo de quadratura e R_{Fe} representa a resistência equivalente do ferro responsável por computar as perdas no núcleo.

- Fluxo no Estator

$$\lambda_{Sd} = L_{lS}i_{Sd} + \lambda_{md}, \quad (2.7)$$

$$\lambda_{Sq} = L_{lS}i_{Sq} + \lambda_{mq}, \quad (2.8)$$

em que L_{lS} representa a indutância de dispersão do circuito do estator.

- Fluxo no Rotor

$$\lambda_{Rd} = L_{lR}i_{Rd} + \lambda_{md}, \quad (2.9)$$

$$\lambda_{Rq} = L_{lR}i_{Rq} + \lambda_{mq}, \quad (2.10)$$

em que L_{lR} representa a indutância de dispersão do circuito do rotor.

- Fluxo Mútuo

$$\lambda_{md} = L_m i_{md}, \quad (2.11)$$

$$\lambda_{mq} = L_m i_{mq}, \quad (2.12)$$

em que L_m representa a indutância equivalente do ramo de magnetização e i_{md} e i_{mq} correspondem respectivamente às correntes de magnetização do eixo direto e de quadratura do ramo de magnetização.

- Relação das Correntes no Circuito

$$i_{Sd} + i_{Rd} = i_{md} + i_{Fed}, \quad (2.13)$$

$$i_{Sq} + i_{Rq} = i_{mq} + i_{Feq}. \quad (2.14)$$

O conjugado eletromagnético da máquina de indução de dupla alimentação é obtido através da derivada parcial em relação à posição angular, da energia armazenada dos seus enrolamentos dentro do circuito magnético [33]. Entretanto, pode-se definir o conjugado eletromagnético através das equações de potência instantânea da máquina [14] que podem ser vistas a seguir:

$$p = \frac{3}{2}(V_{Sd}i_{Sd} + V_{Sq}i_{Sq}) + \frac{3}{2}(V_{Rd}i_{Rd} + V_{Rq}i_{Rq}). \quad (2.15)$$

Substituindo as equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4) em (2.15) tem-se:

$$p = \frac{3}{2}\left(\left(R_S i_{Sd} + \frac{d\lambda_{Sd}}{dt} - \omega_{dq}\lambda_{Sq}\right)i_{Sd} + \left(R_S i_{Sq} + \frac{d\lambda_{Sq}}{dt} + \omega_{dq}\lambda_{Sd}\right)i_{Sq}\right) \quad (2.16)$$

$$+ \frac{3}{2}\left(\left(R_R i_{rd} + \frac{d\lambda_{Rd}}{dt} - (\omega_{dq} - \omega_r)\lambda_{Rq}\right)i_{Rd} + \left(R_R i_{Rq} + \frac{d\lambda_{Rq}}{dt} + (\omega_{dq} - \omega_r)\lambda_{Rd}\right)i_{Rq}\right).$$

Com isso, ao reagrupar as variáveis em (2.16) é possível observar na equação a seguir que a potência instantânea possui 3 termos onde cada um representa uma diferente destinação da potência elétrica absorvida pela máquina.

$$p = \frac{3}{2}R_S(i_{Sd}^2 + i_{Sq}^2) + \frac{3}{2}R_R(i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2) + \frac{3}{2}R_{Fe}(i_{Fed}^2 + i_{Feq}^2) + \quad (2.17)$$

$$\frac{3}{2}\left(\frac{d\lambda_{Sd}}{dt}i_{Sd} + \frac{d\lambda_{Sq}}{dt}i_{Sq}\right) + \frac{3}{2}\left(\frac{d\lambda_{Rd}}{dt}i_{Rd} + \frac{d\lambda_{Rq}}{dt}i_{Rq}\right) +$$

$$\frac{3}{2}\omega_{dq}(\lambda_{Sd}i_{Sq} - \lambda_{Sq}i_{Sd}) + \frac{3}{2}(\omega_{dq} - \omega_r)(\lambda_{Rd}i_{Rq} - \lambda_{Rq}i_{Rd}).$$

O primeiro termo da equação (2.17) é relacionado às perdas do cobre e do ferro da máquina. As perdas do ferro vistas neste trabalho são representadas por uma resistência equivalente no ramo magnético que corresponde às perdas por correntes parasitas que percorrem a laminação do ferro gerando perdas por aquecimento mais as perdas de histerese geradas pela orientação dos domínios magnéticos do núcleo de ferro [34]. O segundo termo representa a variação da energia armazenada no circuito magnético devido às variações transitórias de operação da máquina. E o terceiro e último termo corresponde à potência de entreferro da máquina a qual é transferida como trabalho para o eixo da máquina. A partir desta última parcela que é calculado o conjugado eletromagnético da máquina.

Pela relação existente entre o conjugado e a velocidade mecânica da máquina e a parcela da potência do entreferro, vista em (2.17), é obtida a seguinte equação:

$$T_e \omega_{mec} = \frac{3}{2} \omega_{dq} (\lambda_{Sd} i_{Sd} - \lambda_{Sq} i_{Sq}) + \frac{3}{2} (\omega_{dq} - \omega_r) (\lambda_{Rd} i_{Rd} - \lambda_{Rq} i_{Rq}). \quad (2.18)$$

Com isso, a partir da substituição das equações de fluxo (2.7), (2.8), (2.9) e (2.10) em (2.18) tem-se:

$$T_e \omega_{mec} = \frac{3}{2} [\omega_r L_m (i_{Rd} i_{Sq} - i_{Rq} i_{Sd}) + \omega_r L_m (i_{Fed} i_{Rq} - i_{Feq} i_{Rd}) + \omega_{dq} L_m i_{Feq} (i_{Rd} + i_{Sd}) - \omega_{dq} L_m i_{Fed} (i_{Rq} + i_{Sq})]. \quad (2.19)$$

Por fim, utilizando as relações de acoplamento existentes entre as correntes de estator e rotor presentes em (2.7,2.8) e a relação entre a velocidade elétrica e mecânica do rotor com o número de polos ($\omega_r = P_p \omega_{mec}$), o conjugado eletromagnético pode ser definido como [24, 30]:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{L_S} [\lambda_{Sq} (i_{Rd} + i_{Fed}) - \lambda_{Sd} (i_{Rq} + i_{Feq})]. \quad (2.20)$$

onde P_p é o número de pares de polos da máquina assíncrona e L_S é a indutância do estator. A modelagem do sistema mecânico em máquinas elétricas rotativas é definida da seguinte forma:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_{mec}}{dt} + D \omega_{mec}, \quad (2.21)$$

em que T_e representa o conjugado eletromagnético da máquina, T_L o conjugado de carga presente no eixo da máquina, J é o momento de inércia e D representa o coeficiente de atrito viscoso. A próxima seção mostra os resultados de simulação de um modelo computacional do DFIG baseados nos equacionamentos expostos nesta seção.

2.2 Máquina de Indução de Dupla Alimentação Modelada em MATLAB Simulink

Utilizando as equações apresentadas na seção anterior, foi elaborado um modelo computacional em tempo discreto no software MATLAB Simulink representando a máquina de indução duplamente alimentada, considerando as perdas no ferro. A partir deste modelo, será feita uma comparação com um modelo já existente na biblioteca MATLAB Simulink em que não é considerada uma resistência no ramo magnético.

Para o estudo em questão, foram utilizados como referência os parâmetros de uma máquina de indução de dupla alimentação comercial fabricada pela empresa Equacional. Os valores dos parâmetros podem ser vistos nas Tabelas 2.1 e 2.2 a seguir.

Tabela 2.1: Dados da placa de identificação do DFIG

DFIG	Valores
Potência	7500 W
Tensão Estator	380 V
Tensão Rotor	440 V
Corrente no Estator	16 A
Corrente no Rotor	11 A
Velocidade Nominal	1715 rpm
Momento de Inércia (J)	0,06 Kgm^2
Coefficiente de Atrito Viscoso (D)	0,0085 Nms
Conjugado Máximo	96 N.m

Tabela 2.2: Parâmetros Elétricos do DFIG

DFIG	Valores
Resistência do Estator (R_S)	0,83 Ω
Resistência do Rotor (R_R)	0,70 Ω
Indutância de Dispersão do Estator (L_{lS})	3,3 mH
Indutância de Dispersão do Rotor (L_{lR})	5,8 mH
Indutância Mútua (L_m)	92 mH
Resistência Equivalente de Perdas no Ferro (R_{Fe})	722 Ω

Segundo dados do fabricante, especificamente sobre esta máquina, as perdas em vazio, ou seja, magnéticas e rotacionais, são de aproximadamente 500W sendo que, a proporção entre perdas magnéticas e rotacionais são de 40% magnéticas (200W) e 60% rotacionais (300W). Ainda com dados relacionados ao comportamento da máquina em vazio, segundo o fabricante, o torque de atrito em vazio da máquina é de 1,6 Nm.

Para melhor entender os passos que devem ser tomados para o desenvolvimento do modelo, a Figura 2.2 mostra o fluxograma para tal elaboração com relação às equações abordadas neste capítulo.

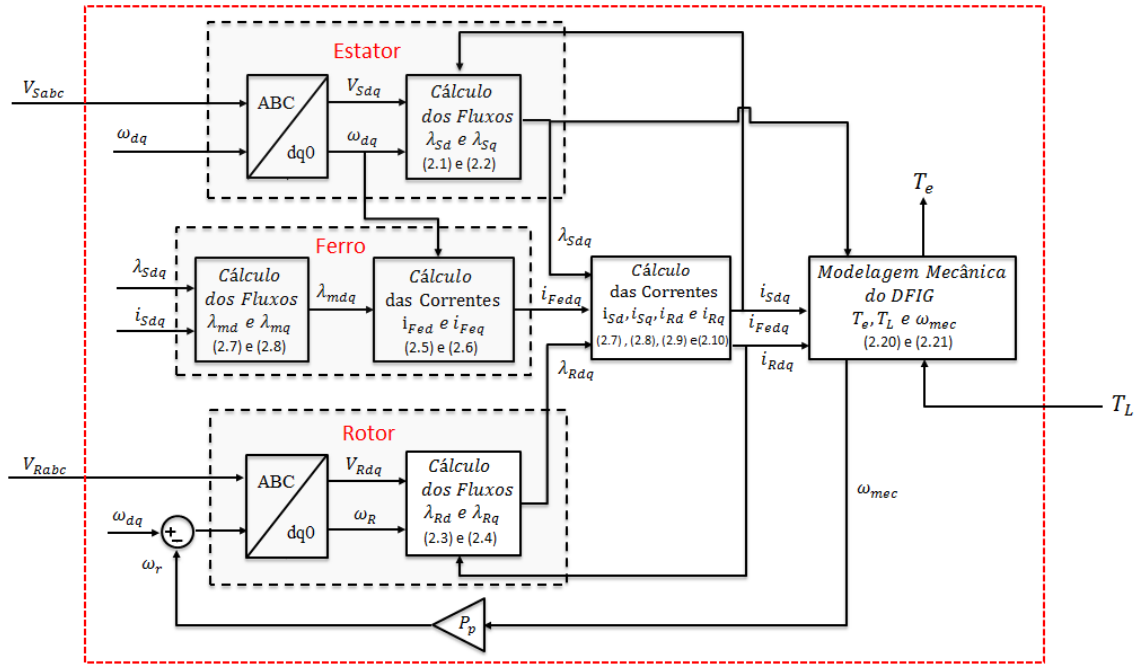


Figura 2.2: Fluxograma do modelo computacional da máquina de indução duplamente alimentada.

Para efetuar uma comparação justa entre os modelos são aplicados os mesmos parâmetros de tensão e carga mecânica nas máquinas. Com isso, é possível analisar como a inserção da resistência do ferro no modelo influencia no comportamento da máquina. A Figura 2.3 a seguir mostra como foi o esquema de simulação feito no software no intuito de comparar o modelo desenvolvido, considerando as perdas no ferro, com o modelo padrão disponibilizado na biblioteca do Simulink.

A simulação consistiu em fazer a partida direta dos motores com tensão nominal ($380V_{rms}$). Neste momento, os terminais do rotor se encontravam curto circuitados, o que faz com que se comportem como motores de indução do tipo gaiola de esquilo. No instante inicial da partida, nenhuma carga mecânica estava sendo aplicada ao eixo das máquinas, porém no instante $t=0,8s$ foi aplicado um conjugado mecânico nominal no, eixo igual, a 41,76 Nm. A Figura 2.4 a seguir mostra como foi o comportamento da velocidade mecânica das duas máquinas durante a simulação.

É possível analisar em regime permanente que as velocidades mecânicas dos modelos, apesar de quase idênticas, apresentam uma diferença instantânea dos valores de aproximadamente 0,09% quando não existe a presença de carga mecânica no eixo e de 0,17% com carga nominal aplicada. Já o conjugado eletromagnético dos modelos, que pode ser visto na Figura 2.5, teve aproximadamente uma diferença de valores de 0,06% sem carga no eixo e de 0,006% com carga nominal.

A diferença entre os valores percentuais de conjugado eletromagnético ficaram menores devido a menor presença da corrente que passa pela resistência equivalente

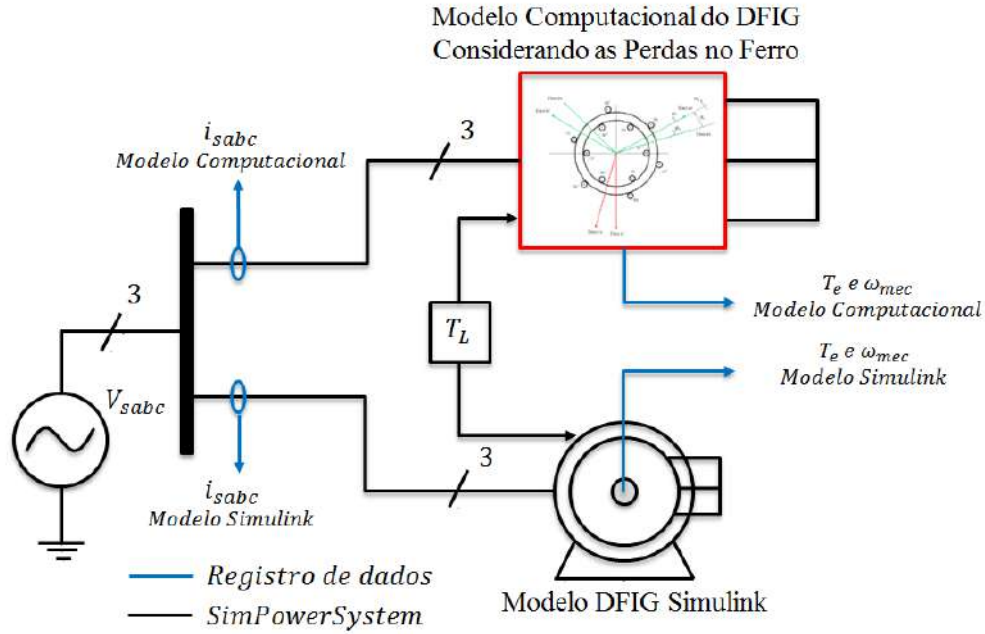


Figura 2.3: Simulação teste para comparação dos modelos.

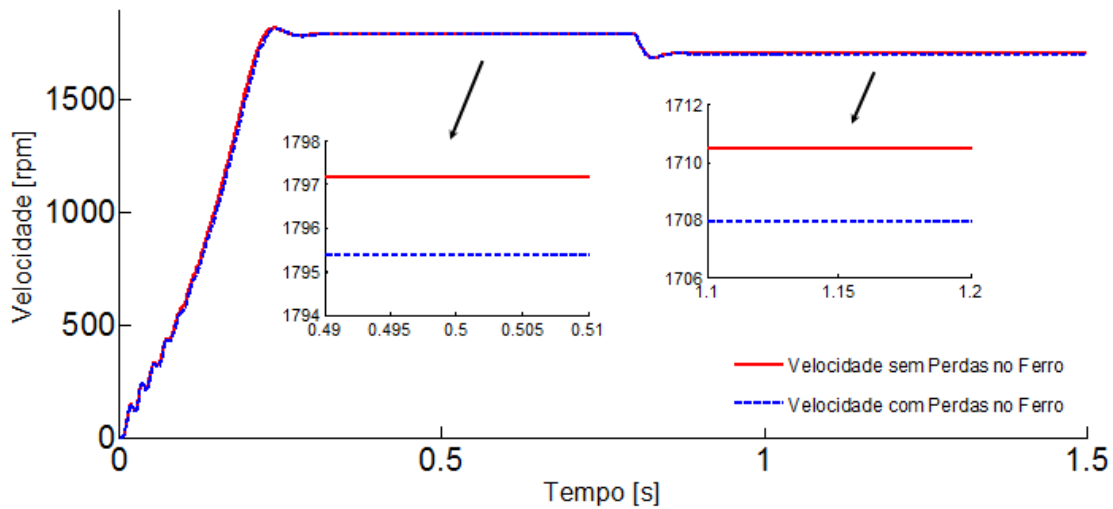


Figura 2.4: Comparação da velocidade da máquina assíncrona com relação à presença da resistência do ferro.

do ferro. Este fenômeno era esperado visto que neste momento grande parte da potência ativa do motor está passando pela resistência equivalente do rotor vista pelo estator. A Figura 2.6 mostra a dinâmica da corrente do ferro em uma das fases no instante em que a máquina deixa de operar a vazio e passa a operar em sua carga nominal.

É interessante observar na Figura 2.5 que o conjugado eletromagnético da máquina a vazio tem o valor próximo de 1,6 Nm, estando portanto de acordo com o valor informado pelo fabricante da máquina. Esse valor dado pelo fabricante tem

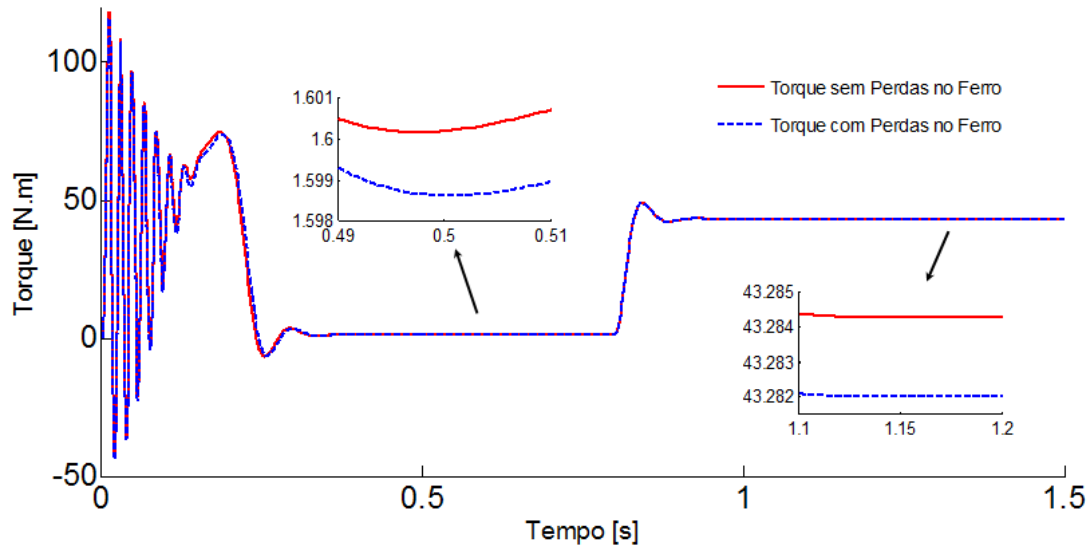


Figura 2.5: Comparação do torque eletromagnético da máquina assíncrona com relação à presença da resistência do ferro.

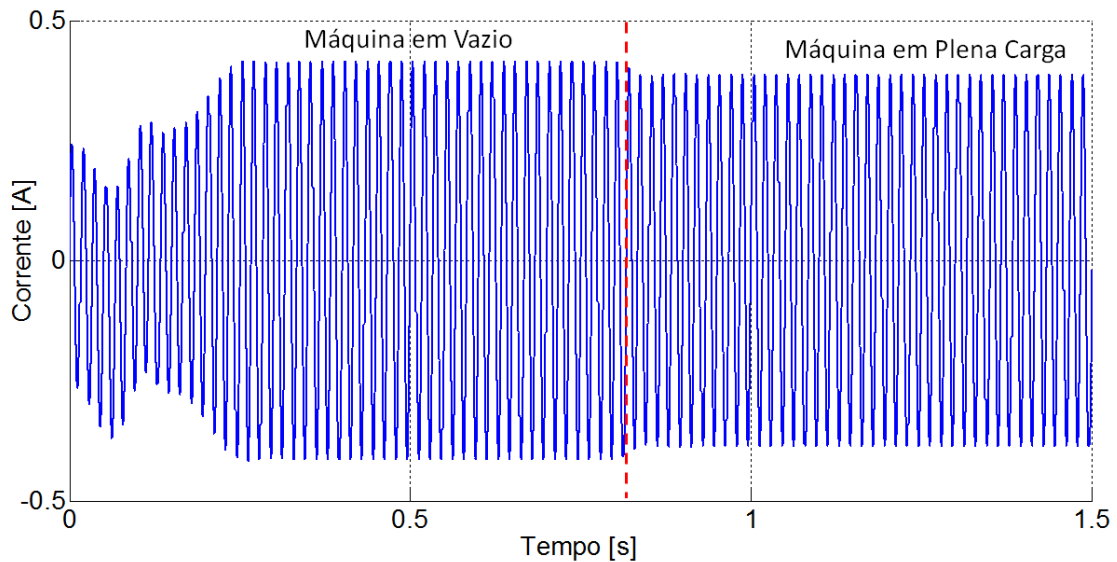


Figura 2.6: Comportamento da corrente no ferro para uma variação de carga.

extrema importância visto que é a partir dele que foi possível fazer o dimensionamento do coeficiente de atrito viscoso da máquina que neste caso especificamente foi de 0,0085 Nms. A partir deste coeficiente de atrito viscoso, que em muitos modelos também é desconsiderado, é possível obter aproximadamente por meio de equações analíticas as perdas mecânicas da máquina. As perdas mecânicas da máquina estão considerando as perdas por fricção e ventilação durante a operação da máquina [34]. A função que caracteriza as perdas mecânicas da máquina é definida pela equação (2.22).

$$p_f = D\omega_{mec}^k. \quad (2.22)$$

Segundo [35], o elemento exponencial κ que eleva a velocidade mecânica (rad/s) pode ser modificado, com fins de ajuste fino, para valores dentro do intervalo de [2:3]. As perdas mecânicas são contabilizadas pela soma das perdas por atrito e perdas por ventilação. As perdas por atrito são calculadas em função da velocidade angular ao quadrado enquanto as perdas por ventilação são calculadas em função da velocidade angular ao cubo. Visto que a separação destas perdas é uma tarefa complexa, bem como a determinação dos respectivos fatores de proporcionalidade, considera-se que o fator exponencial em (2.22) esteja contido neste intervalo.

Com isso, a Figura 2.7 mostra como ficou o comportamento e o resultado das perdas mecânicas da máquina assíncrona utilizada neste trabalho. O elemento exponencial da equação foi ajustado a fim de que as perdas mecânicas tivessem o mesmo valor fornecido pelo fabricante.

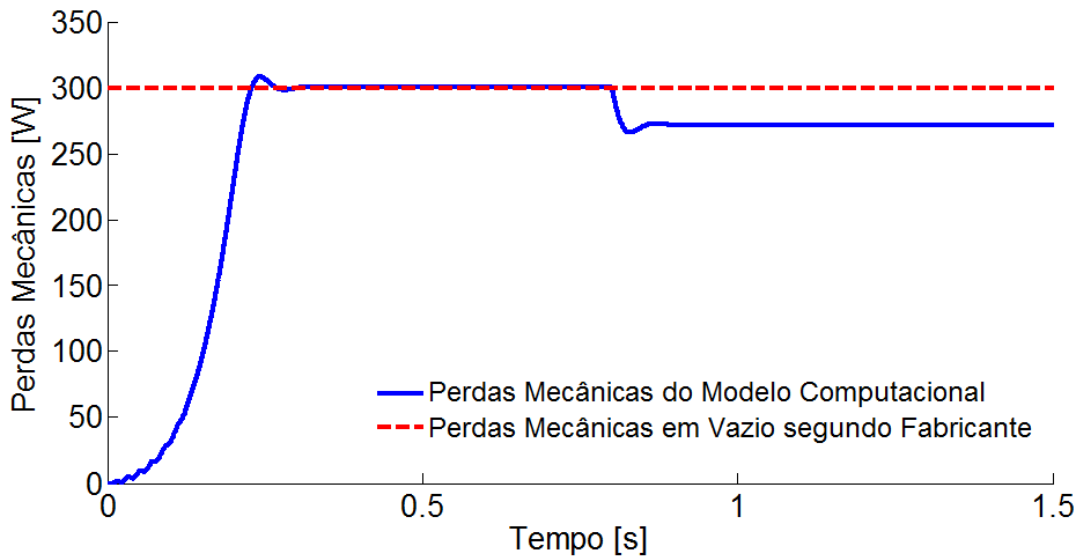


Figura 2.7: Perdas mecânicas na máquina.

Ao realizar o ajuste do elemento exponencial em (2.22), as perdas mecânicas do modelo da máquina duplamente alimentada, considerando as perdas do ferro, foram similares ao valor estipulado pelo fabricante. Apesar da importância de todos os resultados mostrados até aqui para a validação do modelo, o resultado das correntes a seguir mostra como o modelo da máquina de indução duplamente alimentada, considerando as perdas no ferro, atinge valores mais próximos dos dados fornecidos pelo fabricante. A comparação dos valores das correntes entre as duas máquinas utilizadas na simulação pode ser vista na Figura 2.8.

A partir da teoria de máquinas assíncronas, no momento em que a máquina está operando em vazio, a maior parte da corrente irá passar pelo ramo de magnetização da máquina devido ao fato da resistência equivalente do rotor vista pelo estator ser inversamente proporcional ao escorregamento da máquina. Com isso, é possível perceber na Figura 2.8 que com a adição da parcela resistiva do ferro, no ramo

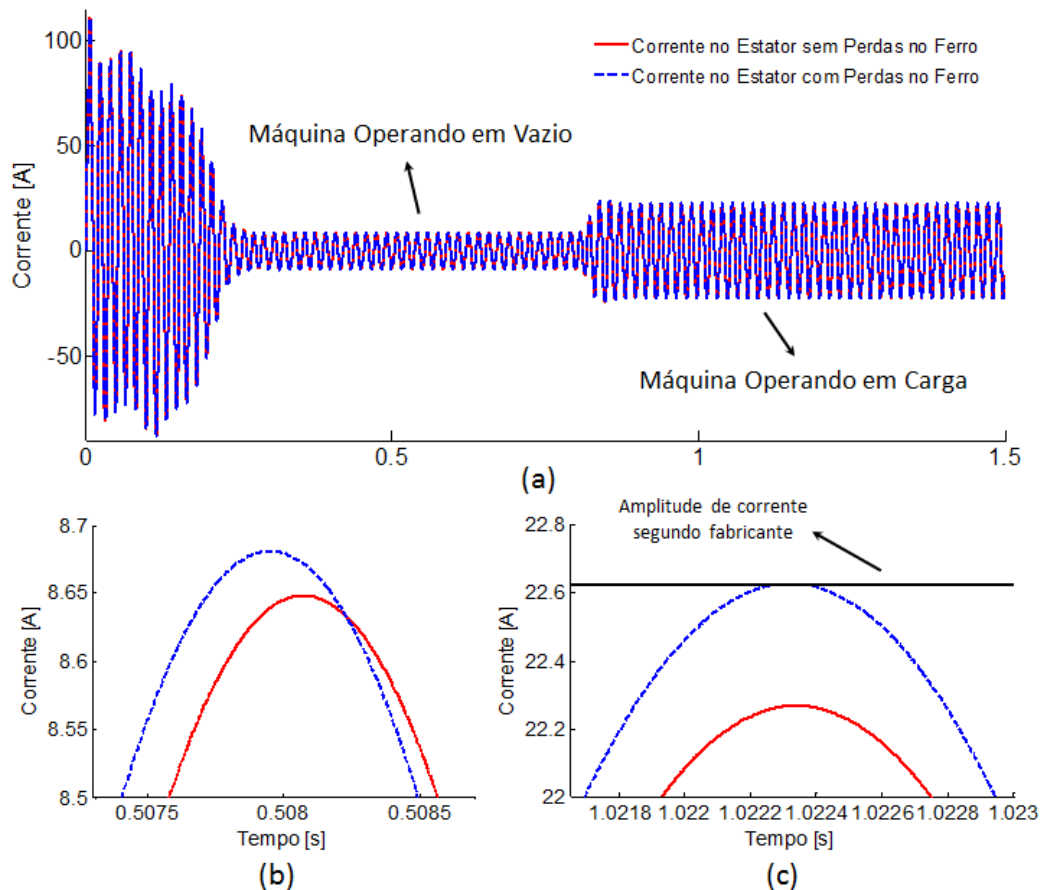


Figura 2.8: Comparação das correntes no estator das máquinas devido à influência do ferro. (a) Comportamento da corrente para situações de operação a vazio e nominal, (b) Corrente nos modelos do motor a vazio, (c) Corrente nos modelos do motor em plena carga.

magnético da máquina, a corrente ficou menos indutiva em relação ao modelo sem as perdas do ferro. Contudo, o resultado da corrente operando em plena carga é o que mais chama atenção quanto ao seu resultado. A partir dessa, é possível avaliar pela figura que o pico de corrente do modelo considerando as perdas do ferro teve uma diferença de valor instantâneo, em relação à corrente real exibida na placa do fabricante, de 0,04%, enquanto a diferença de valor instantâneo do modelo sem a consideração das perdas no ferro foi de 1,72%. Em [30], apesar de o artigo considerar a saturação do ferro no modelo, os resultados obtidos foram semelhantes aos expostos neste trabalho.

Com isso, a Figura 2.9 mostra como foi o comportamento das perdas no ferro durante a simulação do modelo.

Pela figura é possível analisar as dinâmicas das perdas do ferro tanto na partida quanto em condições de operações distintas da máquina. No resultado obtido pelo modelo computacional, a diferença percentual das perdas no ferro com relação ao do fabricante foi de 7,5%. Visto que o fabricante forneceu uma divisão estimada dos

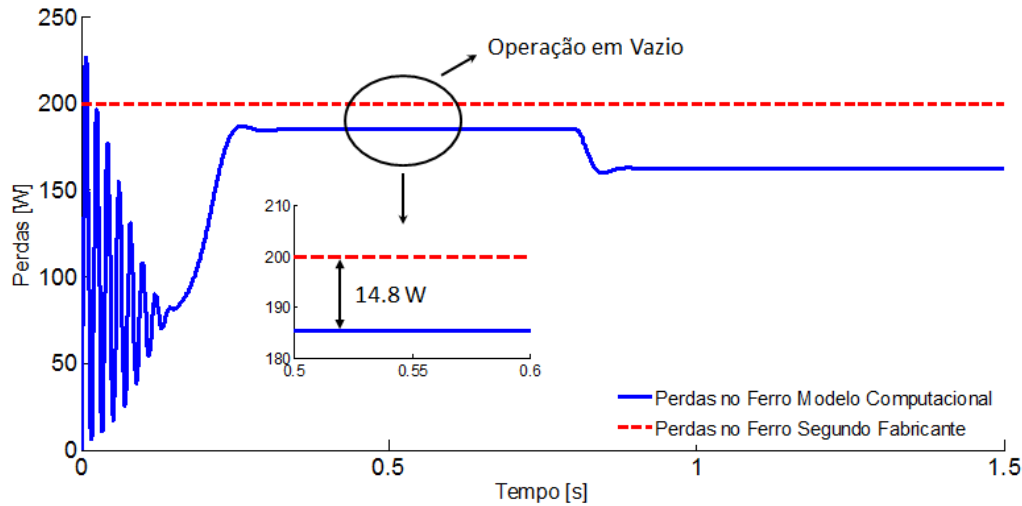


Figura 2.9: Perdas no ferro da máquina

percentuais das perdas a vazio da máquina é possível que exista uma margem de erro o qual aproxime ainda mais do resultado obtido na simulação.

2.3 Conclusões Parciais

Este capítulo teve como objetivo mostrar a elaboração de um modelo da máquina de indução de dupla alimentação considerando as perdas no ferro mediante o equacionamento exposto.

Portanto, foi possível avaliar que o modelo matemático do DFIG considerando as perdas no ferro, desenvolvido e apresentado neste trabalho, se mostrou mais preciso do que o modelo simplificado existente na biblioteca do Simulink. Além disso, os resultados obtidos em simulação, os quais foram comparados com os valores fornecidos pelo fabricante, comprovaram melhor similaridade com a máquina real.

Apesar da elaboração de um modelo mais acurado, existem outras estratégias que podem ser levadas em consideração para deixar um modelo ainda mais preciso. Como pode ser visto em [30], além da inserção da resistência do ferro no ramo magnético foi considerado o efeito da saturação nas máquinas de indução que é associado ao fluxo de magnetização. Contudo, mesmo com a inclusão deste efeito, os resultados não apresentaram uma variação percentual significativa na precisão, que fosse compensador em vista do maior custo computacional.

Capítulo 3

Modelo de Perdas de Conversores Trifásicos de Potência

Neste capítulo é abordado brevemente o princípio de funcionamento dos conversores de tensão de dois níveis, assim como a técnica de modulação por largura de pulsos baseada no posicionamento dos vetores espaciais. Considerando-se a vasta disseminação e importância dos conversores de eletrônica de potência nos sistemas elétricos, principalmente em fontes renováveis, um modelo analítico para estimar as perdas de condução e chaveamento do semicondutor utilizado é apresentado. A estimação das perdas é baseada na análise das curvas características de condução e energia dissipada na comutação do IGBT (*Insulated-gate bipolar transistor*), presentes no *datasheet* do fabricante. Segundo [13], o IGBT é um dos semicondutores com maior destaque e utilização em conversores controlados por técnicas de modulação por largura de pulso. O IGBT combina as vantagens dos BJTs e dos MOSFETs, apresentando uma elevada impedância de entrada, altas frequências de chaveamento, como os MOSFETs, e baixas perdas de condução, como os BJTs.

3.1 Topologia de Conversores Trifásicos de Tensão

A topologia do conversor de tensão trifásico mais comum é composta por 3 meias-pontes contendo dois semicondutores cada como mostra a Figura 3.1. O terminal do emissor do semicondutor superior é conectado em série com o terminal do coletor do semicondutor inferior, onde o ponto de conexão entre os semicondutores é a saída das respectivas fases. As pernas do conversor compartilham um elo CC (Corrente Contínua) que são conectados ao coletor do semicondutor superior e no emissor do semicondutor inferior.

Assumindo uma carga trifásica a três fios, a soma das correntes que se encontram

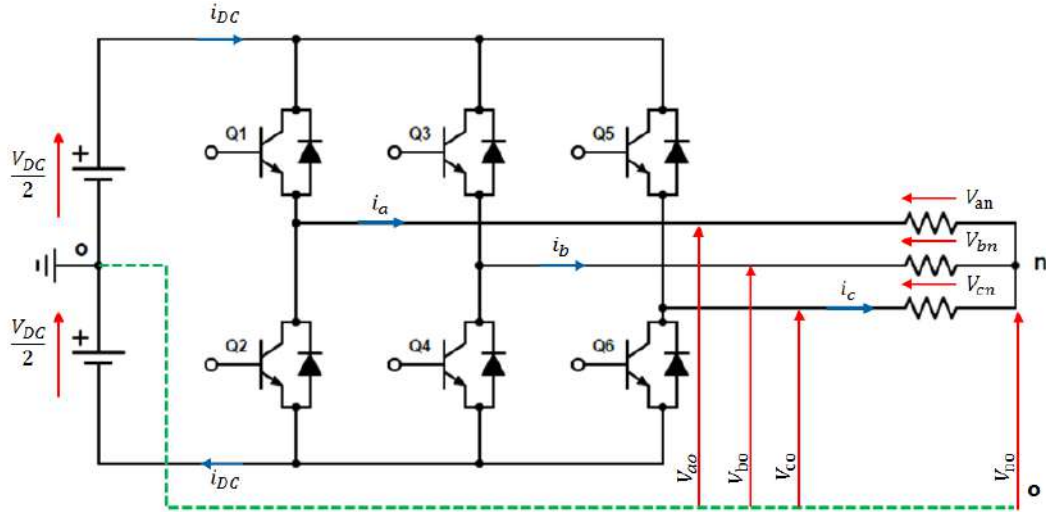


Figura 3.1: Conversor de tensão trifásico de 2 níveis.

no ponto de neutro "n" é igual a zero, não produzindo deste modo corrente de sequência zero fluindo em uma conexão estrela.

$$i_n = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) = 0, \quad (3.1)$$

em que i_a , i_b e i_c correspondem às correntes de fase.

Os valores instantâneos de saída de tensão com relação ao ponto médio dos capacitores do conversor estão diretamente relacionados à função de chaveamento que ocorre em cada uma das pernas. Utilizando como referência uma das fases do conversor, a função de chaveamento pode ser definida pelos estados de condução e bloqueio do semicondutor devido aos sinais de disparo presentes no gate [36]. A título de exemplo, no momento em que a chave superior Q1 está conduzindo, o valor do sinal de gate g_1 tem magnitude igual a 1, enquanto a chave inferior complementar Q2 está bloqueada com sinal de gate g_2 igual a -1, evitando assim o curto circuito no elo CC. Com isso, a tensão da perna v_{ao} pode ser expressa como o produto da função de chaveamento e a metade do valor de tensão presente no elo CC.

$$v_{ao} = g_1 \frac{V_{DC}}{2}. \quad (3.2)$$

O mesmo pode ser feito para encontrar a tensão de linha do sistema. Neste caso, a tensão v_{ab} pode ser simplesmente encontrada pela subtração das duas tensões de fase com relação ao ponto médio dos capacitores.

$$v_{ab} = (g_1 - g_3) \frac{V_{DC}}{2}. \quad (3.3)$$

As tensões de fase em relação ao neutro "n" são resultantes da diferença entre as tensões de fase em relação ao ponto médio com a tensão de ponto médio em relação

ao neutro, ou seja:

$$v_{an} = v_{ao} - v_{no}. \quad (3.4)$$

Usando a lei de Kirchhoff para circuitos trifásicos simétricos e a premissa das correntes vista em (3.1), a tensão de neutro com relação ao ponto médio pode ser definida da seguinte forma:

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) = \frac{V_{DC}}{6}(g_1 + g_3 + g_5). \quad (3.5)$$

Com isso, substituindo a equação (3.2) e (3.5) em (3.4) a tensão de fase-neutro pode ser definida por:

$$v_{an} = \left(g_1 - \frac{g_3}{2} - \frac{g_5}{2}\right) \frac{V_{DC}}{3}. \quad (3.6)$$

De acordo com a teoria apresentada acima, o conversor trifásico possui 8 estados de tensão, sendo 6 ativos e 2 passivos. Os 8 estados de tensão podem ser vistos na Tabela 3.1 a seguir de acordo com (3.6).

Tabela 3.1: Estados de tensão e comutação de um conversor trifásico de tensão.

Estado	g_1	g_3	g_5	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{no}
E_0	-1	-1	-1	0	0	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$
E_1	1	-1	-1	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{-V_{DC}}{3}$	$\frac{-V_{DC}}{3}$	$\frac{-V_{DC}}{6}$
E_2	1	1	-1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{-2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
E_3	-1	1	-1	$\frac{-V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{-V_{DC}}{3}$	$\frac{-V_{DC}}{6}$
E_4	-1	1	1	$\frac{-2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
E_5	-1	-1	1	$\frac{-V_{DC}}{3}$	$\frac{-V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{-V_{DC}}{6}$
E_6	1	-1	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{-2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
E_7	1	1	1	0	0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$

A partir das equações expostas nesta seção, fica claro como funciona a dinâmica das tensões de um conversor de tensão trifásico de 2 níveis. Percebe-se por (3.2) que as tensões de fase com relação ao ponto médio dos capacitores apresentam somente 2 níveis de tensão, enquanto as tensões de fase neutro, dado por (3.6), possuem 5 níveis diferentes de tensão. Já com relação à tensão de neutro com o ponto médio dos capacitores, existem 4 níveis possíveis de tensão conforme em (3.5).

3.2 Modulação PWM por Vetores Espaciais

A técnica de modulação por vetores espaciais (*Space Vector Modulation - SVM*) se diferencia dos outros métodos pelo fato de que não ocorre separação do sinal de modulação para cada fase. Ao invés disso, a tensão do vetor de referência é processada como um todo [37]. Pela técnica PWM senoidal, o conversor passa por três etapas separadas que geram a forma de onda de cada fase de modo independente, enquanto que para o SVM, o conversor é tratado como uma entidade única, podendo ser conduzido entre os oito estados de tensão conforme mostrado na Tabela 3.1. Os oito estados de tensão, que o conversor pode fornecer, também podem ser ilustrados de forma mais ampla conforme a Figura 3.2. Esta técnica é vantajosa devido ao fato de apresentar uma melhor disponibilidade da utilização da tensão no elo CC e menor conteúdo harmônico nas correntes de linha [38].

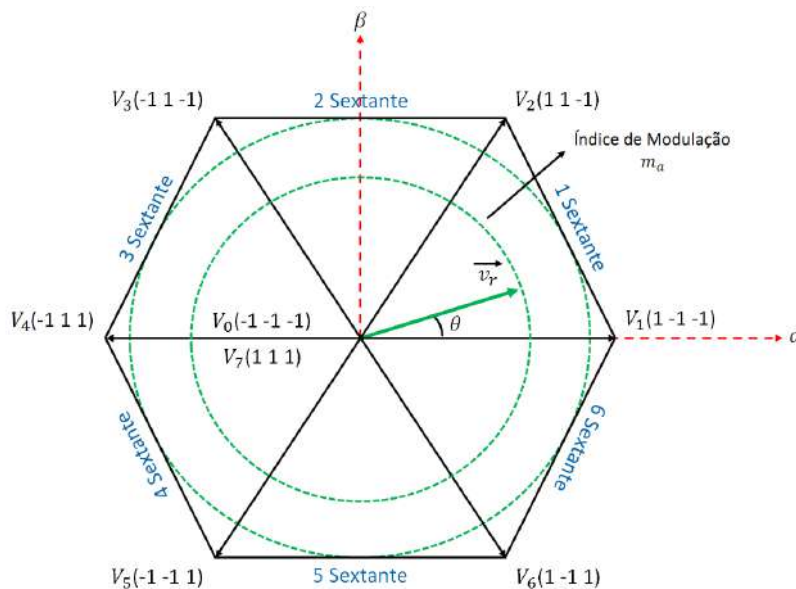


Figura 3.2: Representação do vetor espacial para SVM.

A região em que o vetor tensão de referência v_r se desloca está contida dentro de um hexágono dividido em seis diferentes sextantes representados pela disposição dos estados de tensão. A tensão de referência v_r pode ser sintetizada, de forma multiplexada no tempo, durante um intervalo do período de chaveamento pela média ponderada da tensão dos vetores adjacentes e dos dois vetores de magnitude nula. Dependendo de onde a tensão de referência está localizada, uns dos vetores será diferente do outro. Para melhor entender o que foi dito acima, a Figura 3.3 a seguir representa a disposição normalizada dos três vetores, sendo dois deles ativos e um passivo, somente para o primeiro sextante do hexágono. Desta forma, a partir do comportamento visto para o primeiro sextante, todo o equacionamento é normalizado para que represente de forma equivalente os outros cinco sextantes restantes.

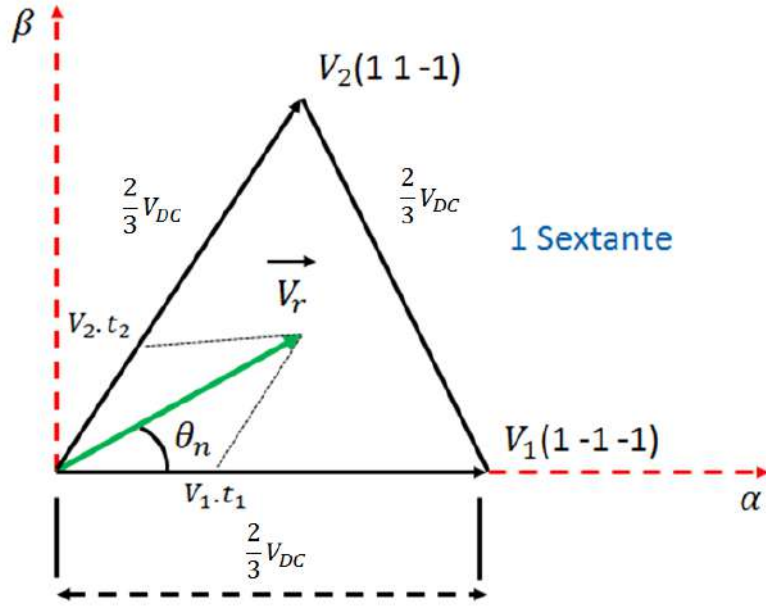


Figura 3.3: Representação do vetor espacial para SVM no primeiro sextante.

A expressão a seguir mostra como o vetor de tensão de referência v_r é sintetizado durante um intervalo de período de chaveamento a partir da média ponderada das tensões dos vetores adjacentes e dos vetores de magnitude nula.

$$v_r = V_1 d_1 + V_2 d_2 + V_{0,7}(1 - d_1 - d_2), \quad (3.7)$$

em que d_1 e d_2 são os ciclos de trabalho dos respectivos vetores de tensão V_1 e V_2 . Os ciclos de trabalho, na forma normalizada que servirá para outros sextantes, podem ser calculados então da seguinte maneira:

$$d_1 = \frac{3|\vec{v}_r|}{2V_{DC}} \left(\cos\theta_n - \frac{\text{sen}\theta_n}{\sqrt{3}} \right), \quad (3.8)$$

$$d_2 = 3 \frac{|\vec{v}_r|}{V_{DC}} \frac{\text{sen}\theta_n}{\sqrt{3}}, \quad (3.9)$$

onde θ_n representa o ângulo equivalente do vetor tensão espacial no primeiro sextante. Portanto, os ciclos de trabalho para os vetores nulos (V_0 e V_7) são representados pelo tempo restante do ciclo de trabalho:

$$d_{0,7} = 1 - d_1 - d_2. \quad (3.10)$$

O ângulo equivalente do vetor tensão de referência no primeiro sextante tem sua relação dada na Tabela 3.2. Com isso, aplicando a simetria existente entre os sextantes, os ciclos de trabalho são facilmente calculados por meio de um vetor de

referência equivalente no primeiro sextante do hexágono, como ilustrado na Figura 3.4 a seguir.

Tabela 3.2: Ângulo equivalente θ_n no primeiro sextante.

Sextante	θ	θ_n
1	$(0, \frac{\pi}{3})$	θ
2	$(\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3})$	$-\theta + \frac{2\pi}{3}$
3	$(\frac{2\pi}{3}, \pi)$	$\theta - \frac{2\pi}{3}$
4	$(\pi, \frac{4\pi}{3})$	$-\theta + \frac{4\pi}{3}$
5	$(\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3})$	$\theta - \frac{4\pi}{3}$
6	$(\frac{5\pi}{3}, 2\pi)$	$-\theta + 2\pi$

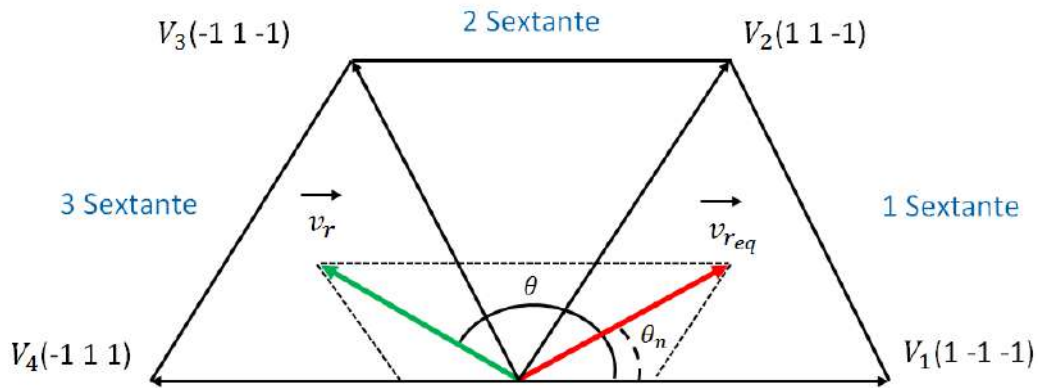


Figura 3.4: Representação equivalente da tensão de referência no primeiro sextante a partir de outros sextantes.

Com isso, à medida que o ciclo de trabalho é calculado, o intervalo de tempo para cada vetor de tensão é calculado a seguir levando em conta um período de chaveamento.

$$t_1 = d_1 T_{sw}, \quad (3.11)$$

$$t_2 = d_2 T_{sw}, \quad (3.12)$$

$$t_{0,7} = d_{0,7} T_{sw}, \quad (3.13)$$

em que T_{sw} representa o período de chaveamento das chaves.

A Figura 3.5 a seguir mostra a distribuição dos intervalos de tempos dos vetores ativos e passivos para um período de onda fundamental.

Percebe-se que a soma dos valores instantâneos em cada sextante é constante e igual a um período de chaveamento.

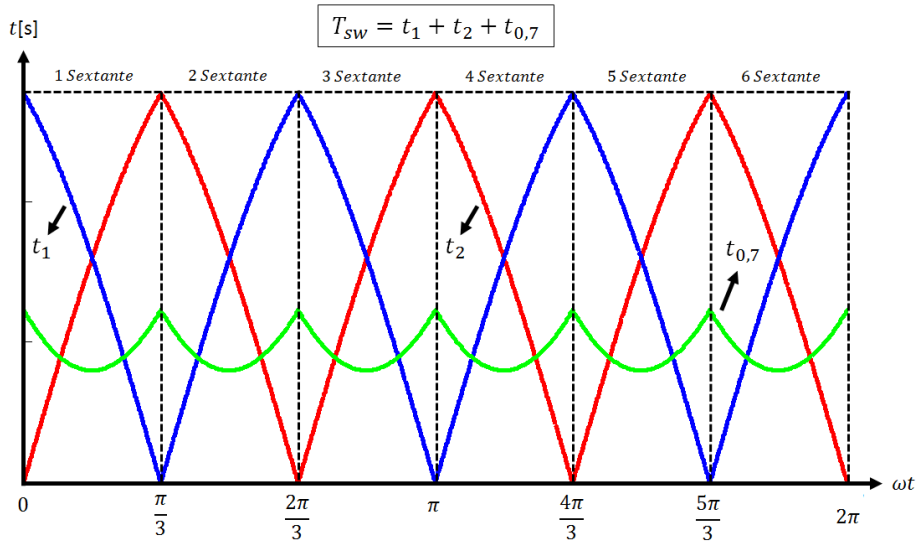


Figura 3.5: Distribuição dos intervalos de tempo para um período de onda fundamental.

Após os intervalos de tempo das tensões serem calculados, os pulsos correspondentes para o controle do conversor de dois níveis são criados. A Figura 3.6 a seguir mostra a disposição dos pulsos de controle para um período de chaveamento.

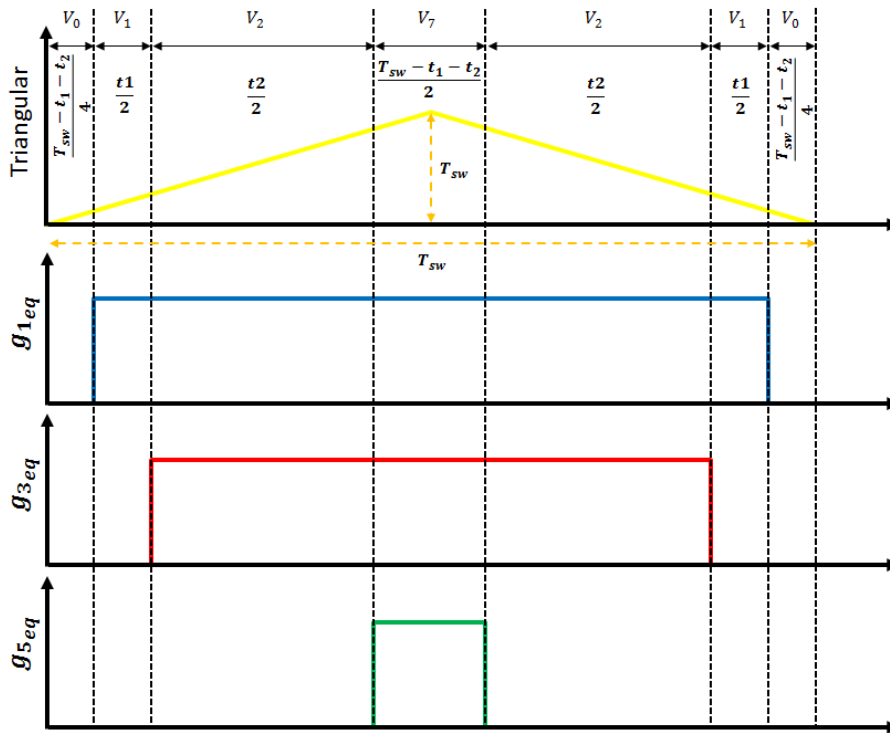


Figura 3.6: Pulsos do conversor de dois níveis com SVM chaveando em um período de chaveamento no primeiro sextante.

Uma vez que os pulsos são criados a partir da localização de um vetor de re-

ferência equivalente no primeiro sextante, os verdadeiros vetores correspondentes com o deslocamento do vetor de referência são criados. Dependendo do sextante em que o vetor de referência está localizado, deve-se somente modificar a relação dos pulsos de chaveamento para cada fase como pode ser visto na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Relação dos pulsos de chaveamento equivalentes para cada fase de acordo com o vetor de referência.

Sextante	g_1	g_3	g_5
1	g_{1eq}	g_{3eq}	g_{5eq}
2	g_{3eq}	g_{1eq}	g_{5eq}
3	g_{5eq}	g_{1eq}	g_{3eq}
4	g_{5eq}	g_{3eq}	g_{1eq}
5	g_{3eq}	g_{5eq}	g_{1eq}
6	g_{1eq}	g_{5eq}	g_{3eq}

Com isso, para simplificar o passo a passo da elaboração desta técnica de modulação, a Figura 3.7 ilustra o esquema simplificado para sua implementação.

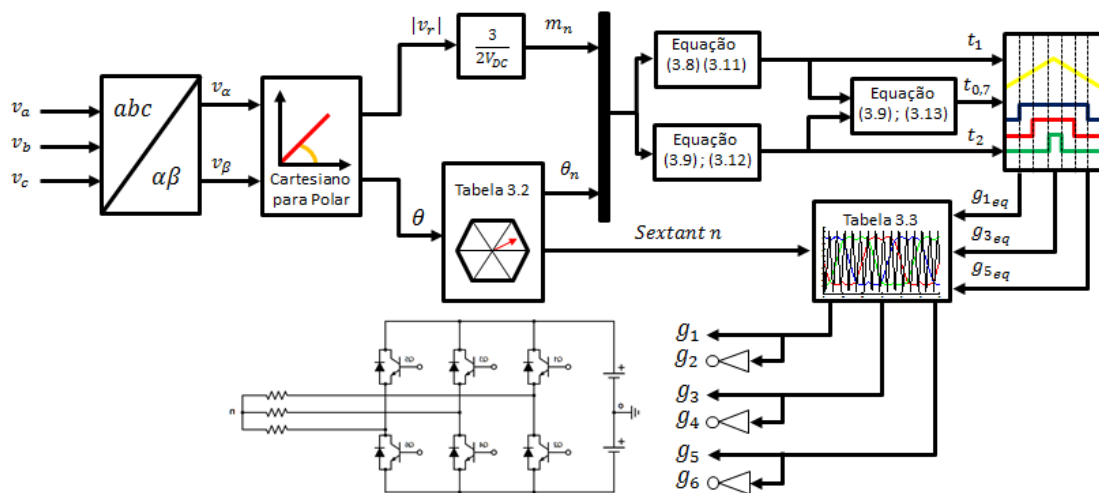


Figura 3.7: Diagrama simplificado de um acionamento SVM.

No intuito de trabalhar com a modulação SVM sempre dentro da região linear de modulação, a amplitude do vetor de referência não deve superar o raio do círculo circunscrito no hexágono presente na Figura 3.2. Como cada setor do hexágono corresponde a um triângulo equilátero, a magnitude máxima da tensão de referência para este tipo de modulação pode ser vista na Figura 3.8 e definida na equação abaixo.

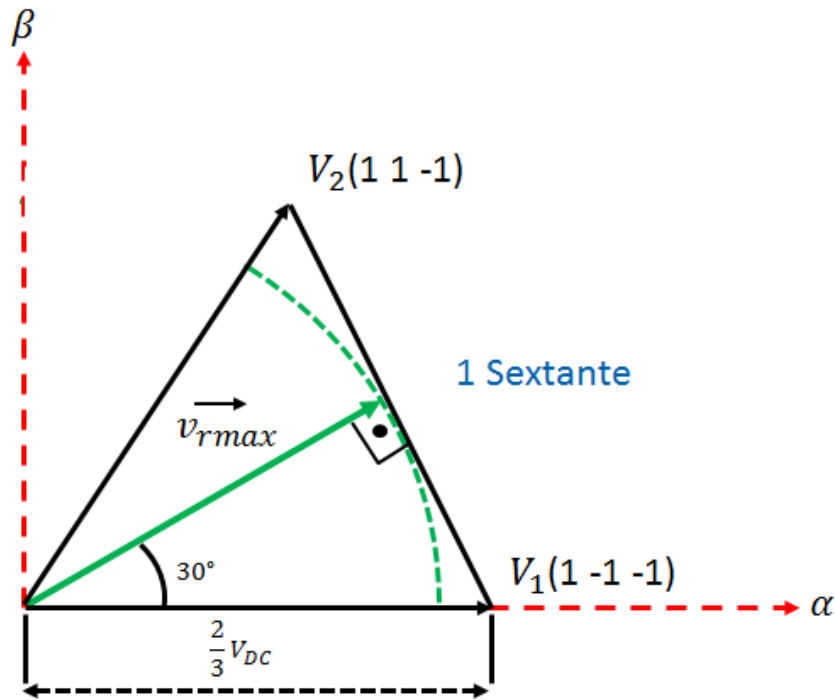


Figura 3.8: Máximo valor de tensão de referência.

$$v_{rmax} = \frac{2V_{DC}}{3} \cos(30^\circ) = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}, \quad (3.14)$$

Como mostra o resultado da expressão (3.14), a técnica de modulação SVM permite um melhor aproveitamento da tensão do elo CC em comparação com a modulação PWM senoidal, sendo um dos fatores pela utilização desta técnica de modulação no trabalho.

3.3 Cálculo Analítico das Perdas no Conversor de Tensão

Esta seção tem como objetivo apresentar o modelo analítico de estimação de perdas no conversor baseados na análise das curvas características do semicondutor. O modelo é baseado em [39], onde é mostrado um equacionamento matemático que permite que as perdas do conversor sejam calculadas através das correntes, índice de modulação, frequência de chaveamento e características intrínsecas do semicondutor.

O equacionamento da estimação de perdas foi implementado em ambiente de simulação Matlab/Simulink o qual é comparado, para efeitos de validação, com o *software* comercial da Semikron denominado Semisel [40], servindo portanto como uma base de comparação para este trabalho. Este *software* é uma ferramenta comer-

cial exclusiva da própria Semikron específico para cálculo das perdas e temperatura em semicondutores.

As perdas nos dispositivos semicondutores do conversor de tensão podem ser divididas em duas categorias: Perdas por condução e perdas por chaveamento [41]. As perdas por condução são produzidas quando a corrente está sendo conduzida pelo transistor ou pelo diodo presentes no módulo do semicondutor, enquanto as perdas por chaveamento aparecem justamente quando ocorre a transição de comutação do estado da chave ligado para desligado ou vice-versa. Evidentemente, as perdas por chaveamento são proporcionais à frequência de chaveamento que está sendo imposta no dispositivo semicondutor.

Neste trabalho, o semicondutor utilizado é produzido pelo fabricante Semikron modelo SKM50GB12T4 (Apêndice A). As subseções a seguir mostram a elaboração dos modelos de perdas juntamente com a validação dos valores obtidos com o *software* da Semikron.

3.3.1 Perdas por Condução

As perdas instantâneas por condução em um semicondutor do tipo IGBT podem ser genericamente expressas como o produto da queda de tensão nos terminais do semicondutor e da corrente que passa pelo mesmo. A divisão das perdas por condução em cada elemento do semicondutor está diretamente relacionada à função de modulação que é utilizada no acionamento do conversor. Segundo [42], as características elétricas de tensão do transistor e do diodo do IGBT podem ser aproximadas pelas seguintes expressões linearizadas abaixo:

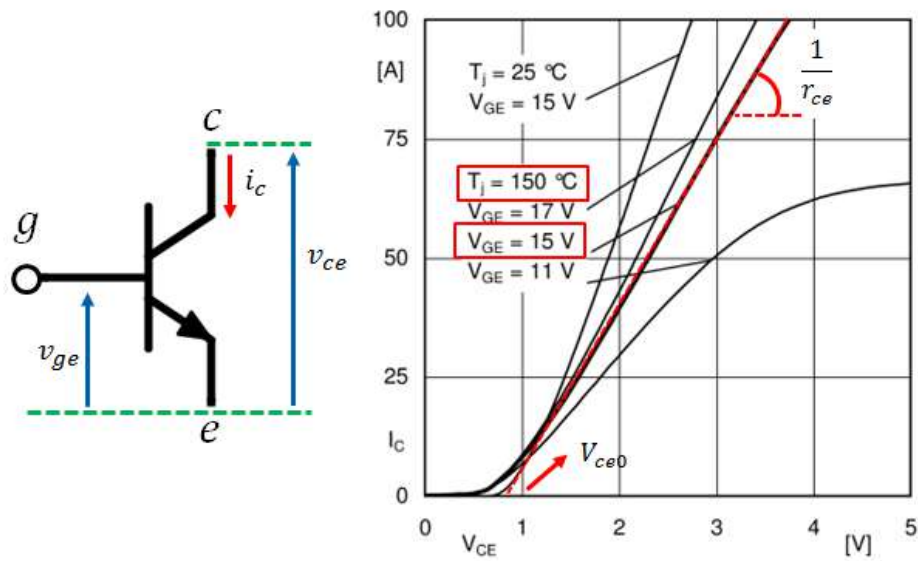
$$v_{ce} = V_{ce0} + r_{ce}i_c, \quad (3.15)$$

$$v_f = V_{f0} + r_f i_f, \quad (3.16)$$

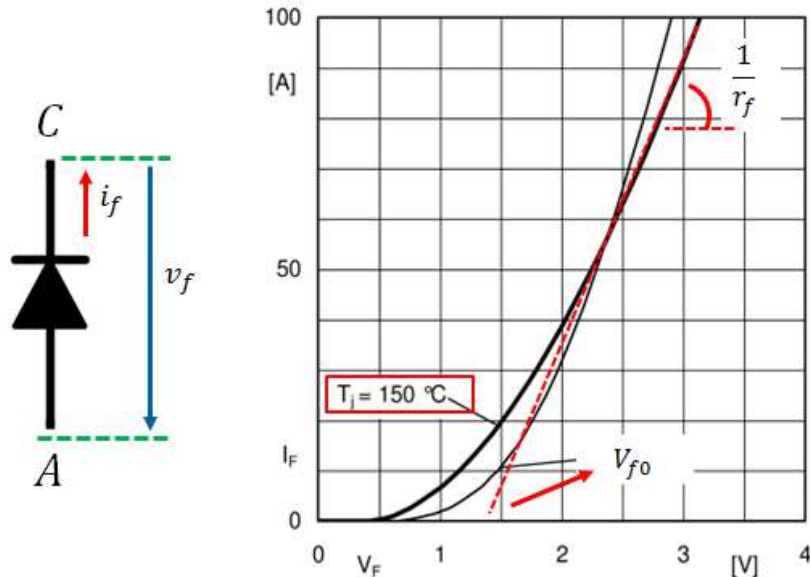
onde V_{ce0} é a tensão de *threshold*, i_c é a corrente de coletor e r_{ce} representa a resistência intrínseca entre o coletor e emissor. Já para o diodo, V_{f0} é a tensão de *threshold*, i_f é a corrente reversa do diodo e r_f a resistência intrínseca do diodo.

Dessa forma, para que o cálculo das perdas por condução seja elaborado com base nas curvas características, é necessário obter 4 informações do semicondutor, as quais são: Resistência do transistor, resistência do diodo, tensão de *threshold* no transistor e tensão de *threshold* no diodo. Esses parâmetros podem ser obtidos a partir da linearização das curvas de condução do transistor e do diodo apresentadas na Figura 3.9.

A escolha da temperatura da curva de referência foi determinada devido ao fato



(a)



(b)

Figura 3.9: (a)Característica da curva de condução v_{ce} vs i_c do transistor do semicondutor SKM50GB12T4 IGBT; (b)Característica da curva de condução v_f vs i_f do diodo do semicondutor SKM50GB12T4 IGBT.

da curva característica de energia do semicondutor apresentar somente um caso de temperatura que é igual a 150°C. Além disso, segundo [43], utilizar curvas com uma temperatura de junção maior que 100°C reduz consideravelmente erros relativos obtidos nos resultados. A escolha da tensão de gate levou em consideração o uso da tensão nominal de disparo que é igual a 15V.

A partir da linearização das curvas apresentadas na Figura 3.9, a Tabela 3.4

mostra os parâmetros elétricos obtidos das curvas características de condução tanto do transistor quanto do diodo.

Tabela 3.4: Parâmetros do semicondutor a partir das curvas de condução.

Parâmetros IGBT	Valores
V_{ce0}	0,8V
r_{ce}	30m Ω
V_{f0}	1,45V
r_f	19m Ω

Considerando uma função de modulação senoidal $m(t) = Msen(\omega t + \theta)$, em que θ representa o ângulo de fase entre as ondas de corrente e tensão e M o índice de modulação dentro do intervalo ($0 \leq M \leq 1$), o ciclo de trabalho d da tensão de saída pode ser representado por:

$$d = \frac{1}{2}[1 + Msen(\omega t + \theta)]. \quad (3.17)$$

Com isso, a Figura 3.10 mostra a tensão e corrente nos terminais de saída da meia-ponte de um conversor de dois níveis.

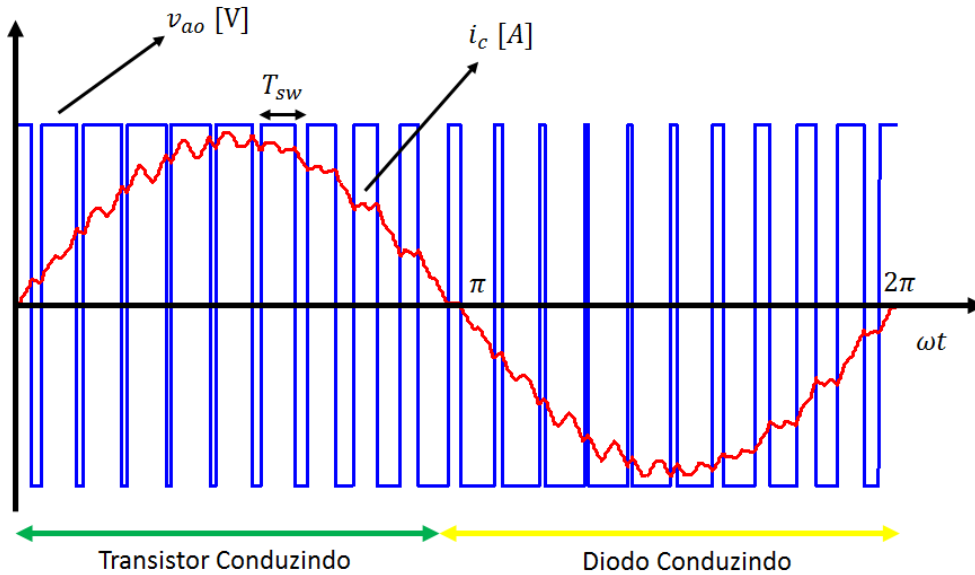


Figura 3.10: Dinâmica da corrente em um semicondutor do tipo IGBT.

A partir da figura, no instante $\omega t = 0$ até o instante $\omega t = \pi$, a corrente está circulando através do transistor, enquanto no instante $\omega t = \pi$ até o instante $\omega t = 2\pi$ a corrente está circulando pelo diodo. Desta forma, para que as perdas sejam calculadas individualmente em cada elemento, deve-se fazer a integração de meio

período. Com isso, a perda média de condução do transistor pode ser calculada da seguinte forma:

$$P_{Tcond} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [V_{ce0}i_c + r_{ce}i_c^2] d \omega t. \quad (3.18)$$

Substituindo (3.17) em (3.18) tem-se a seguinte equação:

$$P_{Tcond} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [V_{ce0}i_c + r_{ce}i_c^2] \frac{1}{2} [1 + M \text{sen}(\omega t + \theta)] d \omega t. \quad (3.19)$$

De forma análoga ao que foi feito para as perdas de condução do transistor, a perda média do diodo considerando o seu ciclo de trabalho é definido por:

$$P_{Dcond} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [V_{f0}i_c + r_f i_c^2] (1 - d) d \omega t. \quad (3.20)$$

Substituindo (3.17) em (3.20) tem-se a seguinte equação:

$$P_{Dcond} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [V_{f0}i_c + r_f i_c^2] \frac{1}{2} [1 - M \text{sen}(\omega t + \theta)] d \omega t. \quad (3.21)$$

Com isso, considerando a corrente da Figura 3.10 praticamente senoidal ($i_c = \hat{i}_c \text{sen}(\omega t + \theta)$), ao realizar a integral de (3.19) e (3.21) as perdas por condução no transistor e no diodo são definidas por:

$$P_{Tcond} = V_{ce0} \hat{i}_c \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cos\theta \right) + r_{ce} \hat{i}_c^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos\theta \right), \quad (3.22)$$

$$P_{Dcond} = V_{f0} \hat{i}_c \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \cos\theta \right) + r_f \hat{i}_c^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \cos\theta \right). \quad (3.23)$$

Caso exista a presença de injeção de terceiro harmônico, a função de modulação é definida por:

$$m(t) = M \text{sen}(\omega t + \theta) + \frac{M}{6} \text{sen}(3\omega t + 3\theta). \quad (3.24)$$

Deste modo, as perdas por condução no transistor e no diodo, considerando o terceiro harmônico, são definidas por:

$$P_{Tcond} = V_{ce0} \hat{i}_c \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cos\theta \right) + r_{ce} \hat{i}_c^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos\theta - \frac{M}{18\pi} \cos 3\theta \right), \quad (3.25)$$

$$P_{Dcond} = V_{f0} \hat{i}_c \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \cos\theta \right) + r_f \hat{i}_c^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \cos\theta + \frac{M}{18\pi} \cos 3\theta \right). \quad (3.26)$$

Como o equacionamento exposto representa as perdas de condução do transistor

e do diodo em um IGBT, a perda de condução total do conversor de tensão trifásico de dois níveis é definido da seguinte maneira:

$$P_{InvCond} = 6(P_{Tcond} + P_{Dcond}). \quad (3.27)$$

3.3.2 Perdas por Chaveamento

No intuito de entender melhor como a dinâmica das perdas por chaveamento ocorre, o circuito da Figura 3.11 a seguir servirá como base para melhor entendimento. No momento em que a chave está ligada, toda a corrente i irá fluir pela chave enquanto o diodo está em condição de bloqueio. Quando a chave é desligada, neste momento, toda a corrente está fluindo pelo diodo de roda livre enquanto a chave, em condição de bloqueio, possui uma tensão nos terminais v_{ce} de aproximadamente V_{DC} .

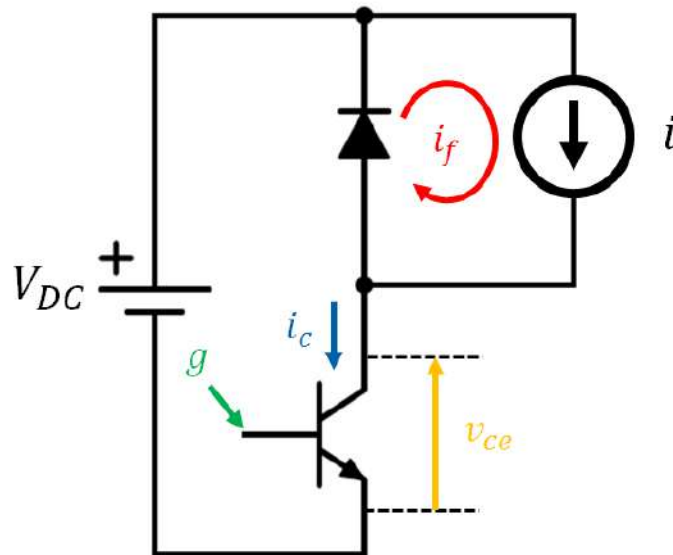


Figura 3.11: Circuito teste para caracterizar dinâmica de chaveamento (Linearizado).

A partir do que foi abordado acima, a Figura 3.12 mostra as formas de onda de tensão e corrente através da chave durante um período de chaveamento T_{sw} . Vale ressaltar que as formas de onda apresentadas na figura a seguir são representadas por uma aproximação linear no intuito de mostrar uma abordagem simplificada das perdas por chaveamento.

Dessa forma, durante o período de chaveamento as perdas por comutação são subdivididas em três tipos de perdas. A perda por comutação durante a entrada em condução, correspondendo à energia E_{on} , as perdas por comutação durante o bloqueio, E_{off} e as perdas no diodo devido à recuperação reversa E_{rr} .

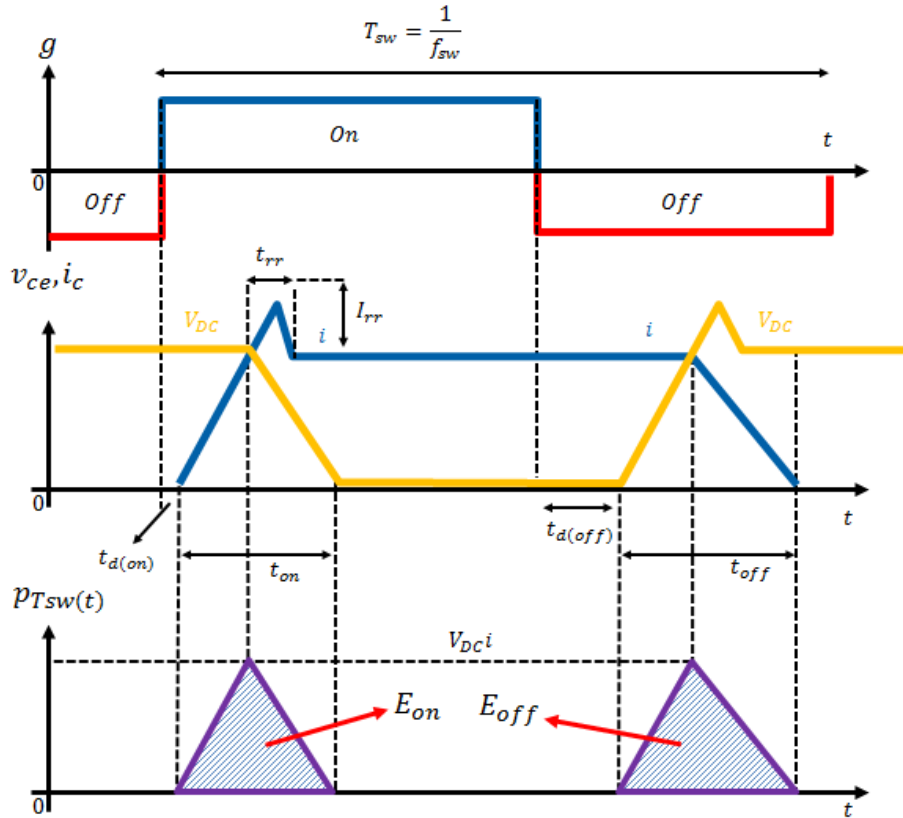


Figura 3.12: Dinâmica da tensão e corrente fluindo pela chave durante um período de chaveamento (Linearizado).

No instante de tempo em que o sinal de disparo é enviado para o semicondutor, a corrente de coletor começa a crescer até atingir o seu valor nominal. Conseqüentemente, a tensão v_{ce} começa a decrescer a partir do momento que a corrente de coletor começa a alcançar seu valor nominal. Essa energia dissipada durante esse processo de entrada de condução pode ser definida por:

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} v_{ce} i_c dt. \quad (3.28)$$

No instante em que a tensão de *gate* na porta do dispositivo é removida, inicia-se o processo de bloqueio. Nesse momento a corrente de coletor decresce até ser zerada e a tensão de coletor emissor cresce até atingir o valor próximo a V_{DC} . Com isso, a energia dissipada no processo de bloqueio da corrente pode ser calculada por:

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} v_{ce} i_c dt. \quad (3.29)$$

O pico de corrente no coletor que ocorre no IGBT no instante em que a chave entra em condução é causado pelo tempo de recuperação reversa t_{rr} durante o período de bloqueio do diodo. Durante essa transição ocorrem perdas por comutação no diodo como pode ser visto na Figura 3.13.

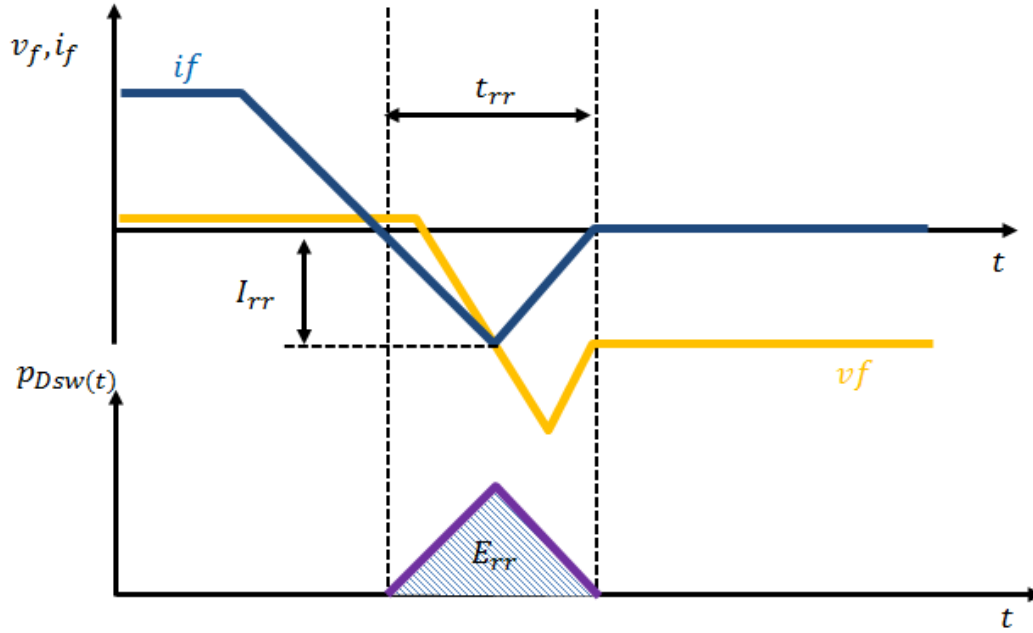


Figura 3.13: Dinâmica da tensão e corrente fluindo pelo diodo (Linearizado).

Dessa forma, o cálculo da energia devido à perda de comutação no diodo é calculada por:

$$E_{rr} = \int_0^{t_{rr}} v_f i_f dt. \quad (3.30)$$

Para calcular o valor médio das perdas de chaveamento do semiconductor, deve-se fazer também a integração em meio período da fundamental das energias encontradas em (3.28), (3.29) e (3.30). Com isso, as equações a seguir definem o valor médio das perdas por chaveamento que ocorrem respectivamente no transistor e no diodo para uma certa frequência de chaveamento f_{sw} .

$$P_{Tsw} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (E_{on} + E_{off}) f_{sw} d\omega t, \quad (3.31)$$

$$P_{Dsw} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (E_{rr}) f_{sw} d\omega t. \quad (3.32)$$

Dessa forma, as perdas por chaveamento do transistor e do diodo são definidos por:

$$P_{Tsw} = \frac{1}{\pi} (E_{on} + E_{off}) f_{sw}, \quad (3.33)$$

$$P_{Dsw} = \frac{1}{\pi} (E_{rr}) f_{sw}. \quad (3.34)$$

O modelo de perdas por chaveamento elaborado neste trabalho é calculado a

partir de uma aproximação polinomial das curvas de energias presentes no *datasheet* do semiconductor. Dessa forma, esse procedimento consiste primeiramente em obter valores presentes no *datasheet* do semiconductor e em seguida ajustar os pontos por um polinômio de terceira ordem, com auxílio da função *Polyfit* presente no software Matlab. Essa função é responsável em fazer uma regressão linear para que os coeficientes necessários para a aproximação das curvas do *datasheet* sejam obtidos. Sendo assim, a Figura 3.14 a seguir mostra a aproximação da curvas polinomiais das energias obtidas pela função *Polyfit* do Matlab com relação às curvas presentes no *datasheet* do fabricante.

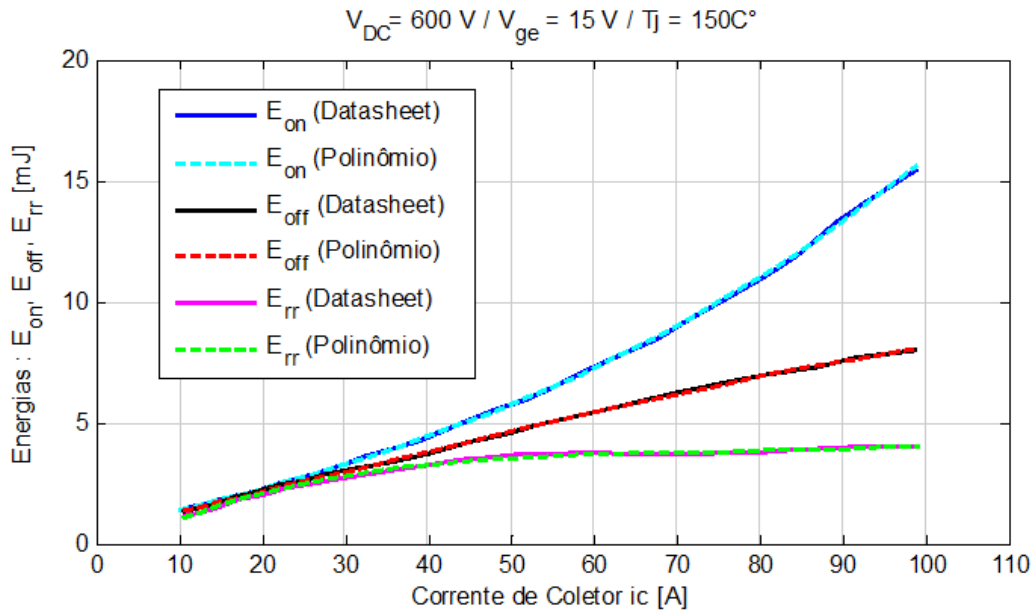


Figura 3.14: Curvas características das energias do semiconductor SKM50GB12T4 IGBT.

Como as curvas de energias, obtidas pelo fabricante, foram feitas a partir de uma tensão de teste específica $V_{DC_{teste}}$, que no caso é 600V, é necessário que seja feito um ajuste no cálculo analítico das perdas por chaveamento. Esse ajuste consiste em considerar um fator de proporcionalidade linear correspondente à divisão entre a tensão real presente no link CC do inversor e a tensão de teste realizado pelo fabricante [39, 44]. Deste modo, deve-se adicionar o fator de proporcionalidade em (3.33) e (3.34).

$$P_{Tsw} = \frac{1}{\pi} (E_{on} + E_{off}) f_{sw} \frac{V_{DC}}{V_{DC_{teste}}}, \quad (3.35)$$

$$P_{Dsw} = \frac{1}{\pi} (E_{rr}) f_{sw} \frac{V_{DC}}{V_{DC_{teste}}}. \quad (3.36)$$

Com isso, a perda total devido ao chaveamento no conversor trifásico de tensão é calculado da seguinte forma:

$$P_{Inv_{sw}} = \frac{6}{\pi}(E_{on} + E_{off} + E_{rr})f_{sw}\frac{V_{DC}}{V_{DC_{teste}}}. \quad (3.37)$$

Após ter obtido uma boa interpolação da curvas de energia evidenciada na Figura 3.5, a Tabela 3.5 mostra os polinômios característicos das energias do *datasheet* obtidos a partir da função *Polyfit*.

Tabela 3.5: Polinômios característicos das energias do semicondutor SKM50GB12T4 IGBT.

Energia	Polinômio Característico [J]
E_{on}	$4,9 * 10^{-9}i_c^3 + 2,6 * 10^{-7}i_c^2 + 7,8 * 10^{-5}i_c + 5,6 * 10^{-4}$
E_{off}	$-2 * 10^{-9}i_c^3 + 1,8 * 10^{-7}i_c^2 + 7,8 * 10^{-5}i_c + 5,3 * 10^{-4}$
E_{rr}	$-9,2 * 10^{-9}i_c^3 + 2 * 10^{-6}i_c^2 + 1,6 * 10^{-4}i_c - 3,6 * 10^{-4}$

3.3.3 Validação do Modelo de Perdas

Esta subseção tem o objetivo de validar o modelo de perdas ao comparar com os resultados obtidos do *software* da Semikron. No presente trabalho, para que a comparação dos resultados entre os modelos fosse o mais similar possível, foi utilizada a modulação do tipo PWM senoidal para ambos os modelos. Este tipo de modulação foi escolhido, para esse breve estudo, visto que o *software* da Semikron não possui outro tipo de técnica de modulação para o cálculo das perdas no seu programa [40]. Conforme abordado anteriormente, o semicondutor utilizado para esta comparação foi o modelo SKM50GB12T4 da Semikron. As subseções anteriores definiram os parâmetros elétricos e o equacionamento das curvas de energia aplicados no modelo analítico de perdas.

A simulação consistiu em comparar as perdas de condução e perdas por chaveamento, em cada elemento do IGBT, para diversos casos de operação. Para a comparação das perdas por condução foram mantidas uma corrente de coletor e frequência de chaveamento constantes enquanto o fator de potência e o índice de modulação foram variados. A Tabela 3.6 mostra os parâmetros de entrada utilizados no modelo analítico por perdas de condução, e a Figura 3.15 mostra a interface computacional do *software* da Semikron onde são aplicados os mesmos parâmetros de entrada da tabela.

Com isso, após aplicar essas variáveis em ambos os modelos, as Figuras 3.16 e 3.17 mostram a comparação das perdas por condução no transistor e do diodo no semicondutor respectivamente.

Tabela 3.6: Parâmetros de entrada para validar perdas por condução.

Parâmetro	Valor
Tensão no Capacitor	$V_{DC} = 720V$
Índice de Modulação	$M = [0, 1 : 1]$
Fator de Potência	$\cos(\theta) = [0, 8ind, 0, 9ind, 1]$
Corrente de Coletor (RMS)	$i_c = 15A$
Frequência de Chaveamento	$f_{sw} = 2,5kHz$
Frequência de Saída	$60Hz$

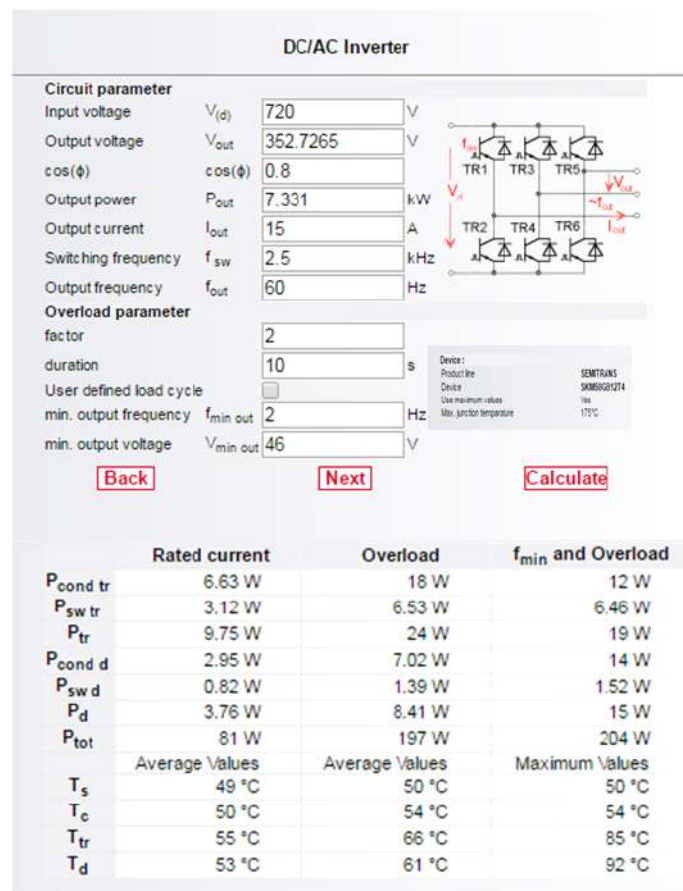


Figura 3.15: Interface computacional do programa para um conversor de dois níveis.

É possível analisar em ambas as figuras que as perdas de condução no transistor e no diodo tiveram um comportamento semelhante mesmo com as variações do fator de potência e do índice de modulação. O maior erro relativo encontrado nas figuras foi de 0,5%. Com isso, é possível validar o dimensionamento dos parâmetros elétricos dos elementos obtidos das curvas características de condução do semiconductor.

Após a validação do modelo analítico das perdas por condução, é feita uma simulação de casos utilizando um índice de modulação, corrente de coletor e fator

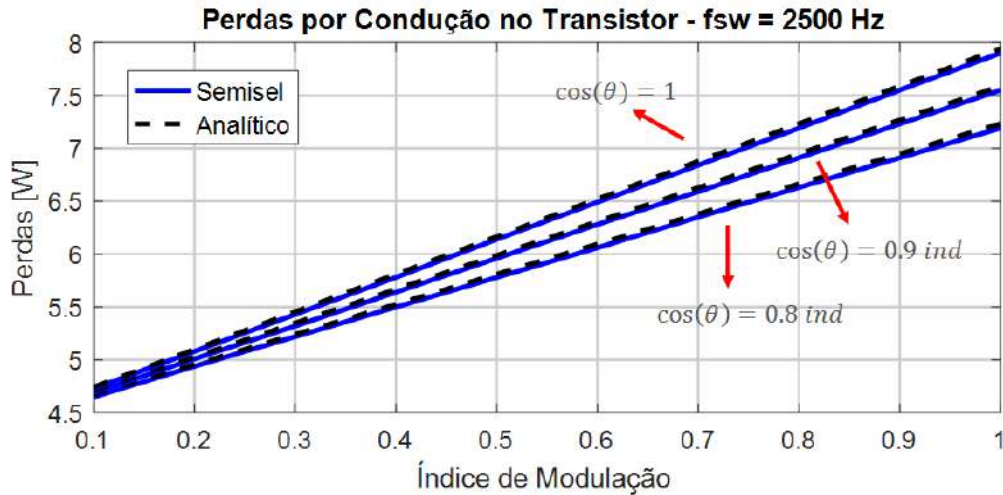


Figura 3.16: Perdas de condução no transistor do semiconductor.

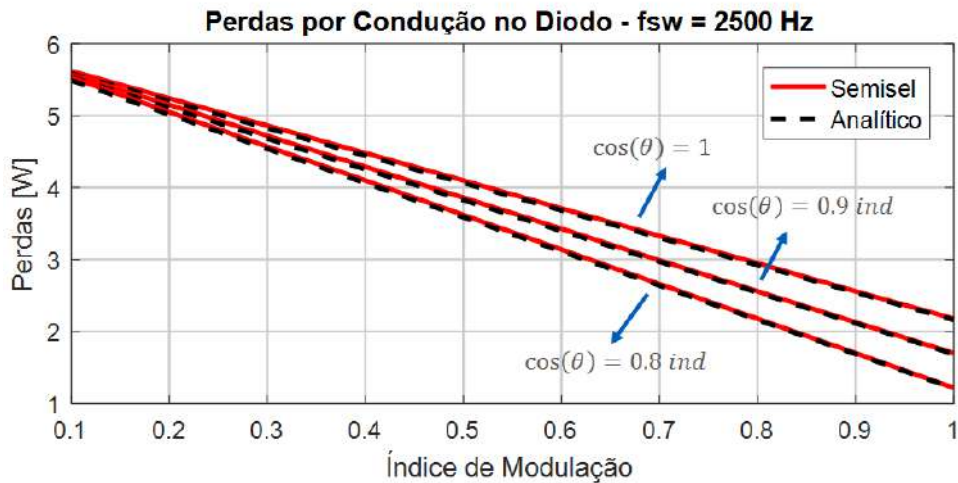


Figura 3.17: Perdas de condução no diodo do semiconductor.

de potência constante enquanto a frequência de chaveamento é variada para validar o modelo de perdas por chaveamento. A Tabela 3.7 mostra os parâmetros utilizados neste caso.

Com isso, as Figuras 3.18 e 3.19 mostram a comparação e o comportamento das perdas por comutação de ambos os modelos devido à variação da frequência de chaveamento.

Percebe-se que para altas frequências esse erro começa a ter um valor considerável. Entretanto, na medida que as perdas no transistor estão crescendo com relação à curva do *software* para maiores frequências de chaveamento, as perdas do diodo estão indo em direção oposta. Dessa maneira, quando são analisadas as perdas totais de chaveamento em um módulo esse erro relativo se mostra praticamente constante, de aproximadamente 4%, como pode ser observado na Figura 3.20.

Tabela 3.7: Parâmetros de entrada para validar perdas por chaveamento.

Parâmetro	Valor
Tensão no Capacitor	$V_{DC} = 720V$
Índice de Modulação	$M = 0,8$
Fator de Potência	$\cos(\theta) = 0,8 \text{ ind}$
Corrente de Coletor (RMS)	$i_c = 15A$
Frequência de Chaveamento	$f_{sw} = [1kHz:4kHz]$
Frequência de Saída	$60Hz$

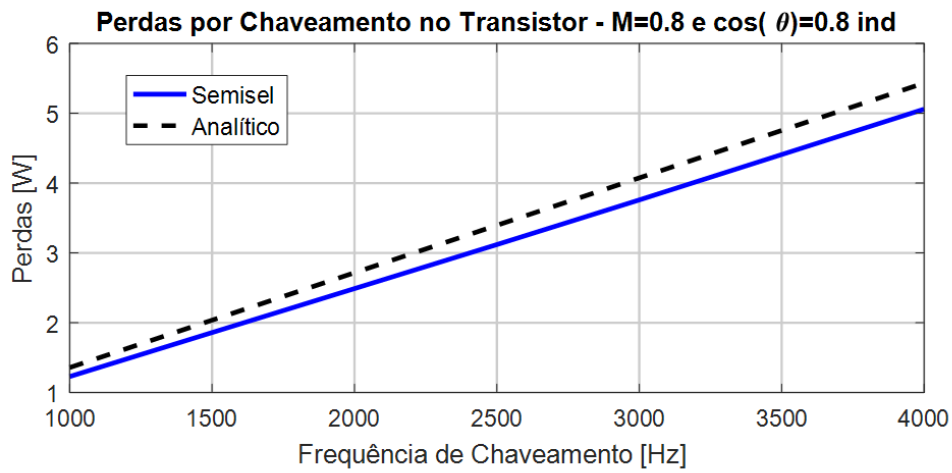


Figura 3.18: Perdas de chaveamento no transistor do semiconductor.

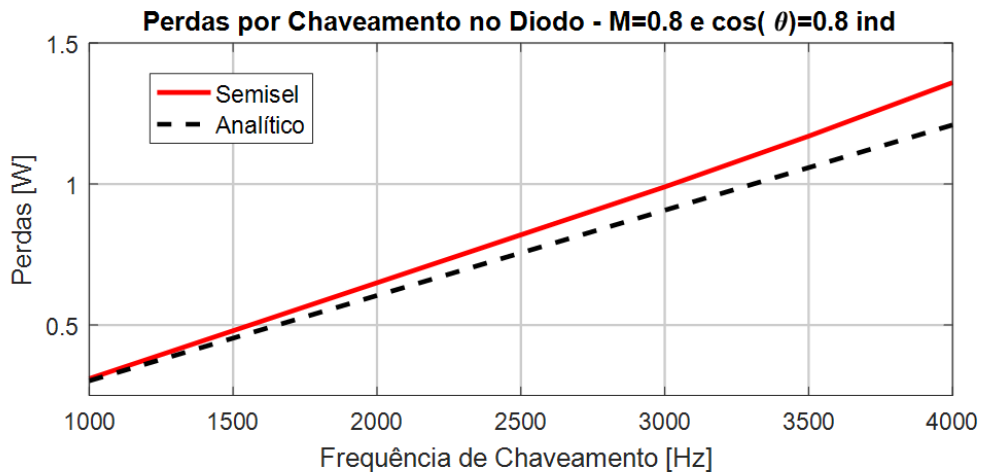


Figura 3.19: Perdas de chaveamento no diodo do semiconductor.

Portanto, a partir da comparação dos resultados do modelo de perdas apresentado neste capítulo com o *software* da Semikron, as características intrínsecas do se-

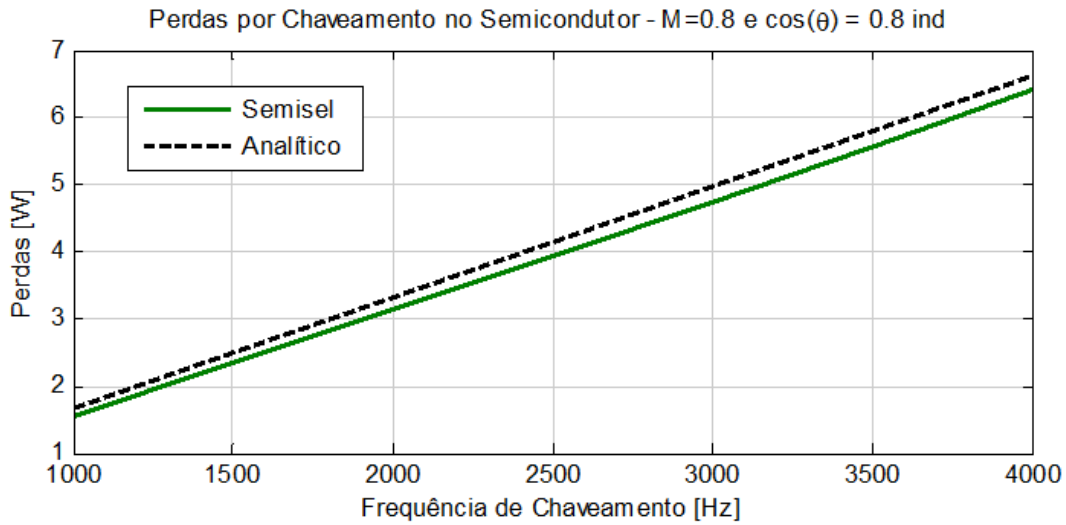


Figura 3.20: Perdas de chaveamento no semicondutor.

micondutor obtidas pela aproximação das curvas do *datasheet* foram bem próximas. Dessa forma, o modelo de perdas garante uma boa aproximação e confiabilidade nos resultados obtidos.

3.4 Conclusões Parciais

O capítulo inicialmente teve o intuito de mostrar a topologia básica do conversor trifásico de tensão de dois níveis assim como a técnica de modulação por vetores espaciais utilizado neste trabalho. Dito isso, o principal objetivo deste capítulo consistiu em validar um modelo de perdas analítico, baseado na análise de dados das curvas do *datasheet*, com um *software* comercial específico para calcular as perdas no semicondutor.

Foi abordado o equacionamento matemático das perdas por condução e chaveamento assim como a explicação do método utilizado para obter os parâmetros do semicondutor. Através dos resultados de simulação ficou aparente a boa semelhança dos resultados obtidos com relação ao procedimento de medição utilizado como referência.

Capítulo 4

Estratégia de Minimização de Perdas pelo Fluxo de Potência

O presente capítulo tem como objetivo apresentar a lógica de variação do fluxo de potência em um sistema de geração por velocidade variável quando composto por uma máquina de indução de dupla alimentação. Além disso, devido à possibilidade do controle do fluxo de potência na máquina, mostra-se matematicamente a existência de um ponto ótimo que irá levar às perdas mínimas no gerador. Essa estratégia está relacionada com o compartilhamento da potência reativa existente no rotor e no estator da máquina.

4.1 Sistema de Geração Elétrica pela Topologia DFIG

Conforme apresentado no Capítulo 1, o sistema de geração pela topologia DFIG apresenta muitas vantagens referentes a sua eficiência e redução de custos. Como esta topologia foi utilizada no presente trabalho, nesta seção é apresentado o comportamento e a distribuição do fluxo de potência em regime permanente que ocorre no sistema. A Figura 4.1 a seguir tem como principal objetivo mostrar todas as possibilidades de direcionamento do fluxo de potência.

Esta topologia consiste em um gerador de indução de dupla alimentação em que os enrolamentos do estator estão diretamente ligados na rede elétrica, enquanto os enrolamentos do rotor estão conectados a um conversor de tensão de quatro quadrantes. O sistema possui um conversor do tipo *back-to-back* responsável pela variação da frequência das correntes no rotor e controle do fluxo de potência deste sistema, permitindo assim que a transferência de potência ativa e reativa possa ocorrer em ambas as direções dependendo do ponto de operação. A presença do filtro RLC tem como papel principal filtrar as componentes de frequência mais alta

produzidas pelo chaveamento do conversor.

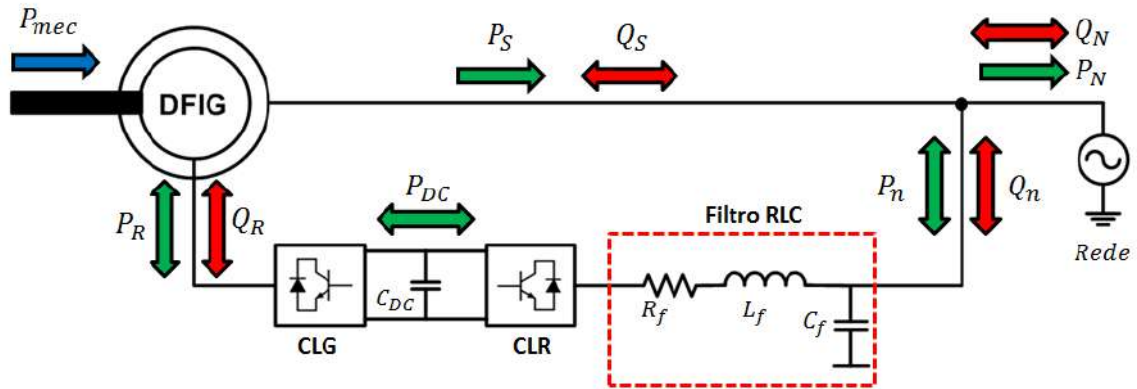


Figura 4.1: Fluxo de potência em uma topologia DFIG.

Neste tipo de topologia o gerador de indução de dupla alimentação possui dois modos de operação: subsíncrono e supersíncrono. Quando a máquina está operando no modo subsíncrono, ou seja, sua velocidade de rotação está abaixo da velocidade síncrona, a potência ativa estará fluindo da rede para o rotor. Já em modo supersíncrono, ou seja, quando sua velocidade está acima da velocidade síncrona, a potência ativa flui no sentido do rotor para a rede. É importante ressaltar que, independente do modo de operação, o estator sempre estará entregando potência ativa para a rede caso a máquina esteja operando como gerador. Resumindo, no modo de operação subsíncrono, a máquina está gerando potência ativa pelo estator e consumindo potência ativa pelo rotor. Enquanto no modo supersíncrono, a máquina está gerando potência ativa pelo estator e também pelo rotor.

As Figuras 4.2 e 4.3 mostram a seguir o comportamento do fluxo de potência ativa para os diferentes modos de operação do gerador.

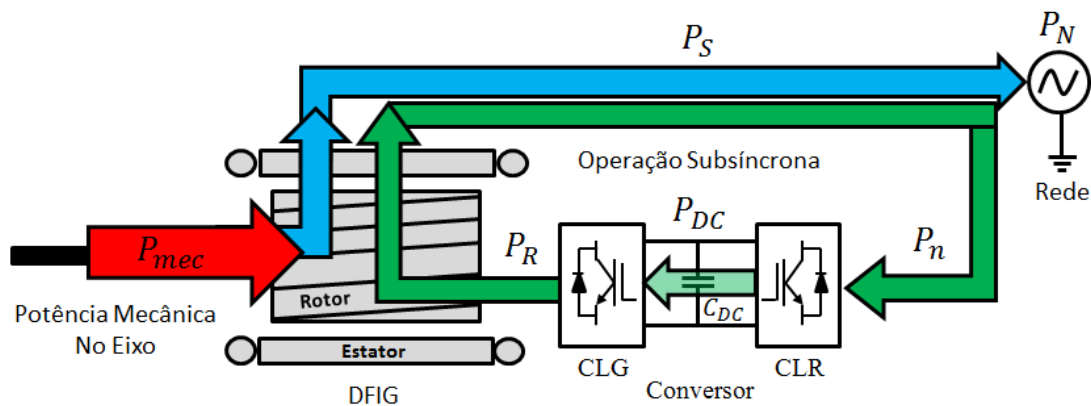


Figura 4.2: Fluxo de potência ativa em modo de operação subsíncrono.

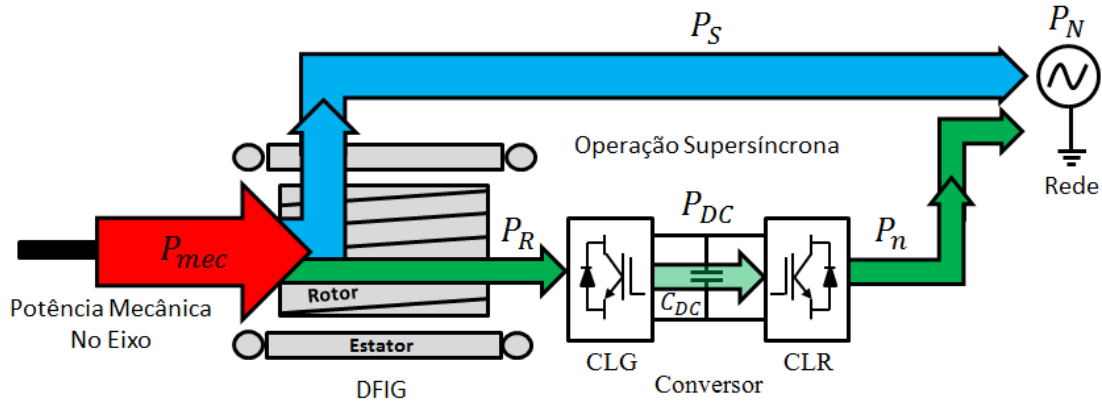


Figura 4.3: Fluxo de potência em modo de operação supersíncrono.

Um fato interessante do comportamento do DFIG é que, apesar de ser uma máquina assíncrona, existe a possibilidade de controlar a potência reativa na saída do estator; dessa maneira é possível corrigir o fator de potência no ponto de conexão. Ou seja, ao mesmo tempo que o gerador pode consumir reativo da rede pelo controle estabelecido pelo conversor, o mesmo também pode fornecer reativo trabalhando em modo capacitivo. Durante muito tempo as máquinas síncronas eram as principais máquinas responsáveis por esse papel de compensação de reativo.

4.1.1 Modelagem do Fluxo de Potência Ativa

Para melhor entendimento da dinâmica do fluxo de potência que ocorre no DFIG, considera-se inicialmente que as perdas no conversor, no filtro, nas partes mecânicas e no ferro da máquina são desprezíveis. Conforme o equacionamento demonstrado no Capítulo 2 sobre o DFIG, será mostrada a partir de (2.17) a equação do balanço de potência, em regime permanente, que evidencia a ocorrência da reversão do fluxo de potência ativa no rotor. A potência instantânea fornecida pelo estator com base em (2.17) é definida como:

$$p_s = \frac{3}{2}R_S(i_{Sd}^2 + i_{Sq}^2) + \frac{3}{2}\left(\frac{d\lambda_{Sd}}{dt}i_{Sd} + \frac{d\lambda_{Sq}}{dt}i_{Sq}\right) + \frac{3}{2}\omega_S(\lambda_{Sd}i_{Sq} - \lambda_{Sq}i_{Sd}), \quad (4.1)$$

em que a velocidade arbitrária de referência ω_{dq} está em sincronismo com a velocidade angular do estator ω_S . Ao analisar (4.1), percebe-se que a parcela do meio corresponde à parte da potência ativa gerada devido a variação de fluxo magnético na máquina, o que ocorre somente na situação transitória. Dessa maneira, como este capítulo trata da análise do fluxo de potência ativa em regime permanente, essa parcela pode ser considerada desprezível. As duas parcelas restantes correspondem, respectivamente, à energia dissipada como calor devido à resistência intrínseca dos

enrolamentos do estator e à potência de entreferro transferida pelo estator. Com isso, reescreve-se (4.1) como:

$$p_S = p_{CuS} + \frac{3}{2}\omega_S(\lambda_{Sd}i_{Sq} - \lambda_{Sq}i_{Sd}), \quad (4.2)$$

em que p_{CuS} são as perdas nos enrolamentos do estator.

De forma análoga ao que foi feito para o estator e com base em (2.17), a equação que representa a potência instantânea no rotor é definida da seguinte forma:

$$p_R = p_{CuR} + \frac{3}{2}(\omega_S - \omega_r)(\lambda_{Rd}i_{Rq} - \lambda_{Rq}i_{Rd}), \quad (4.3)$$

em que p_{CuR} são as perdas nos enrolamentos do rotor.

Ao substituir as equações de fluxo do estator, desconsiderando as perdas no ferro, encontradas em (2.7) e (2.8) na potência de entreferro do estator em (4.2), a mesma pode ser reescrita como:

$$p_{gS} = \frac{3}{2}\omega_S(\lambda_{Sd}i_{Sq} - \lambda_{Sq}i_{Sd}) = \frac{3}{2}\omega_S L_m(i_{Sq}i_{Rd} - i_{Sd}i_{Rq}). \quad (4.4)$$

Da mesma maneira, substituindo (2.9) e (2.10) na potência de entreferro transferida pelo rotor, tem-se:

$$p_{gR} = \frac{3}{2}\omega_r L_m(i_{Sq}i_{Rd} - i_{Sd}i_{Rq}) - \frac{3}{2}\omega_S L_m(i_{Sq}i_{Rd} - i_{Sd}i_{Rq}). \quad (4.5)$$

A partir do equacionamento exposto acima, percebe-se que existe uma relação direta entre as potências de entreferro do estator e do rotor. Com isso, substituindo (4.4) em (4.5) obtém-se a seguinte relação:

$$p_{gR} = -\frac{\omega_S - \omega_r}{\omega_S} p_{gS}. \quad (4.6)$$

Como a diferença da velocidade angular síncrona da rede e a velocidade angular elétrica do rotor ($\omega_S - \omega_r$) corresponde à velocidade angular de escorregamento ω_R , o escorregamento da máquina de indução é definido por:

$$s = \frac{\omega_R}{\omega_S}, \quad (4.7)$$

percebe-se que a potência de entreferro gerada pelo rotor é diretamente proporcional ao produto do escorregamento da máquina com a potência de entreferro gerada pelo estator. Dessa forma, a equação 4.6 é reescrita então como:

$$p_R = p_{CuR} - s p_{gS}. \quad (4.8)$$

Substituindo por fim (4.2) em (4.8) tem-se que:

$$p_R = p_{CuR} + sp_{CuS} - sp_S. \quad (4.9)$$

Com isso, é possível obter o valor do escorregamento da máquina a partir da relação das potências do rotor com o estator:

$$s = -\frac{p_R - p_{CuR}}{p_S - p_{CuS}}. \quad (4.10)$$

A equação (4.10) mostra a relação básica da distribuição das potências do DFIG para qualquer estado de operação. Considerando constante a tensão no elo CC dos conversores *back-to-back* e desprezando as suas perdas, a relação entre potência ativa que passa pelo conversor do lado do rotor e pelo conversor do lado da rede é:

$$p_n = p_R. \quad (4.11)$$

Dessa forma, ao analisar a Figura 4.1 percebe-se que a potência ativa total P_N entregue para o sistema elétrico é:

$$p_N = p_S + p_n. \quad (4.12)$$

Substituindo (4.9) e (4.11) em (4.12) tem-se:

$$p_N = (1 - s)p_S + p_{CuR} + sp_{CuS} \quad (4.13)$$

É importante ressaltar que na condição da máquina funcionando como motor, ou seja, consumindo potência ativa, o sinal da potência ativa é positivo; quando a máquina opera como gerador, fornecendo potência ativa para rede, o sinal da mesma é considerado negativo. Este tipo de convenção é bastante utilizado por autores que lidam com acionamento de máquinas, diferentemente da convenção vista em referências da área de sistemas de potência. Dessa forma, a Tabela 4.1 a seguir mostra como é o comportamento dos sinais de potência ativa e escorregamento da máquina duplamente alimentada nos dois modos de operação existentes na topologia DFIG.

Tabela 4.1: Fluxo de potência diante das várias condições de operação do DFIG

Modo de Operação	Motor ($p_S > 0$)	Gerador ($p_S < 0$)
Subsíncrono ($s > 0$)	$p_R < 0$	$p_R > 0$
Supersíncrono ($s < 0$)	$p_R > 0$	$p_R < 0$

A Figura 4.4 mostra a curva característica do comportamento do fluxo de potência ativa para um DFIG de 7.5kW utilizado neste trabalho.

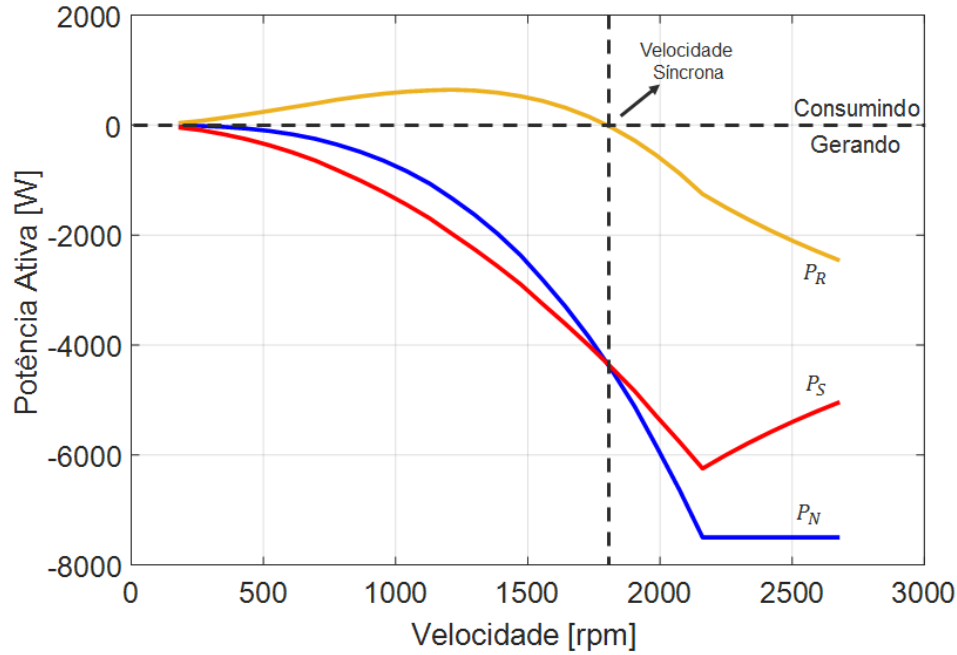


Figura 4.4: Fluxo de potência ativa de acordo com a Tabela 4.1.

É possível observar que após a máquina ter ultrapassado a velocidade síncrona, o rotor passa a gerar potência ativa para a rede. A máquina considerada neste estudo possui 4 polos, com uma velocidade síncrona de 1800 rpm para uma frequência de rede igual a 60Hz. Como a máquina não pode operar por longos períodos de tempo acima da sua capacidade nominal, também são levados em consideração pontos de operação que limitem a potência entregue à rede para melhor eficiência e conservação da máquina.

Quando um DFIG opera com escorregamento não-nulo, no instante em que ocorre a transição do modo de operação subsíncrono para o modo de operação supersíncrono, as correntes invertem a sequência de fase, invertendo o seu fluxo de potência ativo no rotor. Isso implica que o conversor utilizado em uma topologia DFIG deva ser capaz de trabalhar nos quatro quadrantes. A Figura 4.5 mostra o comportamento das correntes no rotor da máquina de indução duplamente alimentada, utilizada neste trabalho, no momento em que ocorre a transição dos modos de operação devido a sua velocidade.

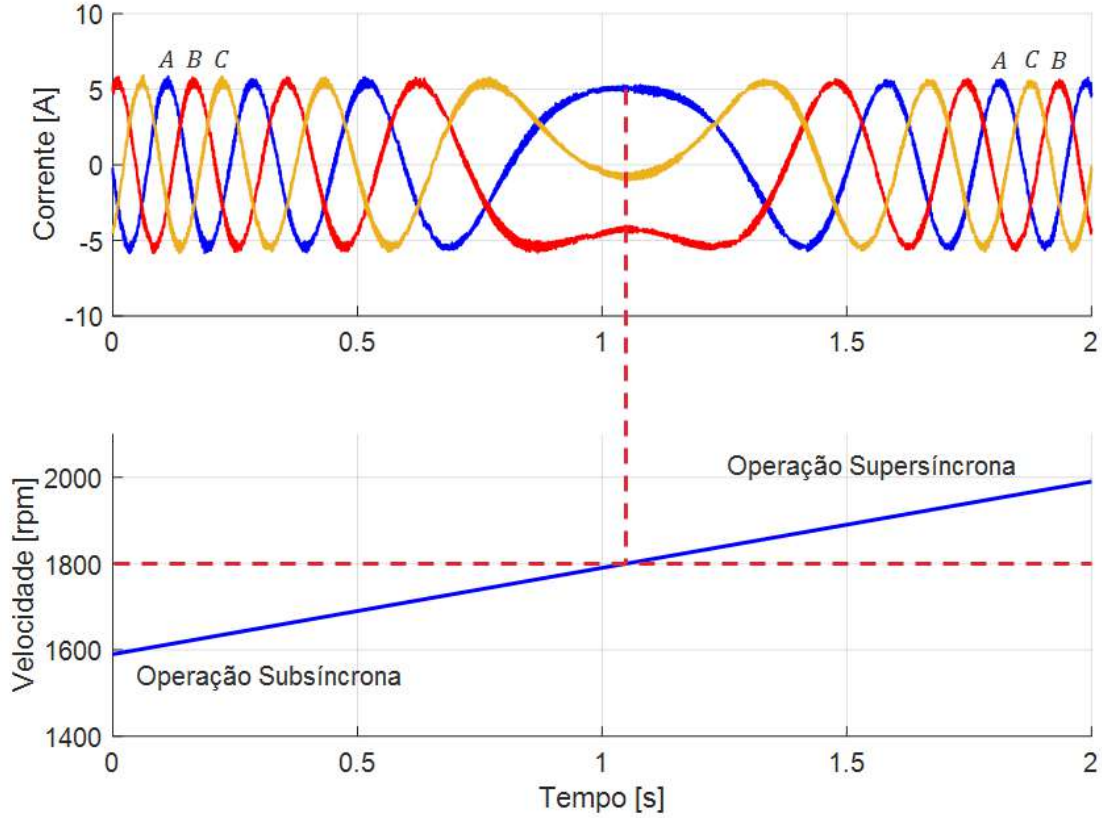


Figura 4.5: Variação da sequência de fase das correntes no rotor na transição de operação do modo subsíncrono para supersíncrono.

4.1.2 Modelagem do Fluxo de Potência Reativa

Após mostrar o comportamento do fluxo de potência ativa em regime permanente em uma topologia DFIG, é mostrado a seguir como o fluxo de potência reativa se comporta. O fluxo de potência reativa é responsável pela manutenção da energia magnética armazenada no entreferro assim como a construção dos fluxos de dispersão para o processo de conversão de energia [33]. A potência reativa instantânea no estator é calculada da seguinte maneira:

$$q_s = \frac{3}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}). \quad (4.14)$$

Ao substituir as equações de tensão do estator encontradas definidas por (2.1) e (2.2) em (4.14) tem-se:

$$q_s = \frac{3}{2}(R_s i_{sq} i_{sd} + i_{sd} \frac{d\lambda_{sq}}{dt} + \omega_s \lambda_{sd} i_{sd} - R_s i_{sd} i_{sq} - i_{sq} \frac{d\lambda_{sd}}{dt} + \omega_s \lambda_{sq} i_{sq}). \quad (4.15)$$

Como o presente capítulo está fazendo uma análise do fluxo de potência em regime permanente, a equação (4.15) pode ser simplificada para:

$$q_S = \frac{3}{2}(\omega_S \lambda_{sd} i_{sd} + \omega_S \lambda_{sq} i_{sq}). \quad (4.16)$$

Ao substituir (2.7) e (2.8) em (4.16) chega-se a:

$$q_S = \frac{3}{2}\omega_S L_{lS}(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{3}{2}\omega_S L_m(i_{md}i_{sd} + i_{mq}i_{sq}). \quad (4.17)$$

Como dito no início deste capítulo, as perdas no ferro não foram consideradas nesta análise mais simplificada. Desta forma, a corrente de magnetização da máquina é definida da seguinte maneira:

$$i_{md} = i_{sd} + i_{Rd}, \quad (4.18)$$

$$i_{mq} = i_{sq} + i_{Rq}. \quad (4.19)$$

Ao substituir (4.18) e (4.19) em (4.17) obtém-se:

$$q_S = \frac{3}{2}\omega_S L_{lS}(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{3}{2}\omega_S L_m(i_{md}^2 + i_{mq}^2) - \frac{3}{2}\omega_S L_m(i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2 + i_{sd}i_{Rd} + i_{Rq}i_{sq}). \quad (4.20)$$

O primeiro termo de (4.20) corresponde à potência reativa circulante pela indutância de dispersão presente nos enrolamentos do estator, definida como:

$$q_{lS} = \frac{3}{2}\omega_S L_{lS}(i_{sd}^2 + i_{sq}^2). \quad (4.21)$$

O segundo termo representa o reativo de magnetização da máquina, responsável pela criação do fluxo mútuo:

$$q_m = \frac{3}{2}\omega_S L_m(i_{md}^2 + i_{mq}^2), \quad (4.22)$$

e o último termo corresponde à contribuição da potência reativa entregue ao entreferro da máquina [45].

$$q_{gS} = \frac{3}{2}\omega_S L_m(i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2 + i_{sd}i_{Rd} + i_{Rq}i_{sq}). \quad (4.23)$$

Sendo assim, a potência reativa no estator é composta pela seguinte equação:

$$q_S = q_{lS} + q_m - q_{gS}. \quad (4.24)$$

De forma análoga ao equacionamento da potência reativa do estator, a potência reativa instantânea do rotor é definida por:

$$q_R = \frac{3}{2}(\omega_S - \omega_r)(\lambda_{Rd}i_{Rd} + \lambda_{Rq}i_{Rq}). \quad (4.25)$$

Ao substituir (2.9), (2.10), (4.18) e (4.19) em (4.25) obtém-se:

$$q_R = \frac{3}{2}(\omega_S - \omega_r)L_{lR}(i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2) + \frac{3}{2}(\omega_S - \omega_r)L_m(i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2 + i_{Sd}i_{Rd} + i_{Rq}i_{Sq}), \quad (4.26)$$

em que o primeiro termo de (4.26) corresponde à potência reativa circulante pela indutância de dispersão presente nos enrolamentos do rotor:

$$q_{lR} = \frac{3}{2}(\omega_S - \omega_r)L_{lR}(i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2), \quad (4.27)$$

e o segundo termo corresponde à contribuição da potência reativa entregue ao entreferro da máquina:

$$q_{gR} = \frac{3}{2}(\omega_S - \omega_r)L_m(i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2 + i_{Sd}i_{Rd} + i_{Rq}i_{Sq}). \quad (4.28)$$

Com isso, a potência reativa no rotor é composta por:

$$q_R = q_{lR} + q_{gR}. \quad (4.29)$$

É possível analisar em (4.28) que o termo da potência reativa entregue ao entreferro pelo rotor possui uma relação direta com a potência reativa do estator que por consequência possui uma relação com o escorregamento da máquina assíncrona. Dessa forma, a seguinte relação entre (4.23) e (4.28) é válida:

$$q_{gR} = sq_{gS} \quad (4.30)$$

Com isso, ao substituir (4.30) em (4.29) e depois em (4.24) é obtido:

$$s = -\frac{q_R - q_{lR}}{q_S - q_{lS} - q_m} \quad (4.31)$$

Portanto, a potência reativa no estator e no rotor da máquina estão relacionadas com o escorregamento, semelhante ao que ocorre com distribuição da potência ativa. Como a potência reativa de magnetização é sempre constante, os conversores de tensão são os responsáveis por controlar exatamente a distribuição de potência reativa em cada região. Dessa maneira, através do controle do conversor do lado do gerador, é possível que a magnetização da máquina consiga ser totalmente fornecida ou pelo circuito do estator ou pelo circuito do rotor. Em casos onde a preocupação com o fator de potência no PCC é um obstáculo, o conversor do lado do gerador é controlado para que o DFIG forneça toda a magnetização do seu circuito magnético

pelo rotor, impedindo assim que reativo proveniente do circuito do estator seja consumido da rede. Existe também o caso em que a magnetização da máquina pode ser fornecida totalmente pelo circuito do estator. Neste caso, o conversor do lado da rede será o responsável por compensar o fator de potência devido ao consumo de potência reativa pelo circuito do estator. Devido ao fato da potência reativa do circuito do rotor ser diretamente proporcional ao escorregamento da máquina, isso faz com que a quantidade de potência reativa gerada pelo conversor do lado do gerador seja muito menor caso o conversor do lado da rede deva compensar a quantidade de potência reativa consumida pelo estator da máquina. Dessa forma, ao fazer a magnetização da máquina pelo circuito do rotor o custo com relação ao dimensionamento do conversor e suas perdas seriam menores. Além disso, como a resistência do estator da máquina utilizada neste trabalho é maior que a resistência equivalente do rotor vista pelo estator, caso a magnetização fosse feita totalmente pelo circuito do estator, as perdas totais no gerador seriam maiores caso a magnetização fosse feita pelo circuito do rotor.

O dimensionamento dos conversores de tensão deve levar em consideração a potência ativa e reativa que passa pelos mesmos. Apesar de a potência ativa que passa no rotor ser muito menor do que a que passa pelo estator devido ao escorregamento, a potência reativa que os conversores fornecem pode ser elevada, dependendo da faixa de fatores de potência que a máquina deve satisfazer no ponto de conexão com a rede. Dessa maneira, isso deve ser levado em consideração para ambos os conversores, tanto do lado da rede quanto do lado do gerador.

A partir de (4.31) e desprezando a potência reativa devido ao fluxo de dispersão do estator e do rotor, a Figura 4.6 mostra o comportamento do fluxo de potência reativo em um sistema DFIG. O fluxo de potência reativo em momento algum passa por dentro do elo CC, somente potência ativa. Independente da potência ativa que o gerador esteja fornecendo para o sistema, a corrente reativa, responsável pelo controle da magnetização da máquina, pode ser inteligentemente distribuída no intuito de reduzir as perdas no cobre e no ferro do gerador. Dessa forma, a investigação da distribuição ótima de reativo dentro do circuito do gerador é o ponto principal abordado neste capítulo para mitigar suas perdas.

4.2 Minimização de Perdas no Gerador

Com base no modelo matemático em coordenadas dq que foi abordado no Capítulo 2, as perdas presentes dentro da máquina de indução de dupla alimentação são divididas em perdas no cobre e perdas no ferro. Dessa forma, a perda total presente no gerador é definida, com base no primeiro termo da equação 2.17, da seguinte forma:

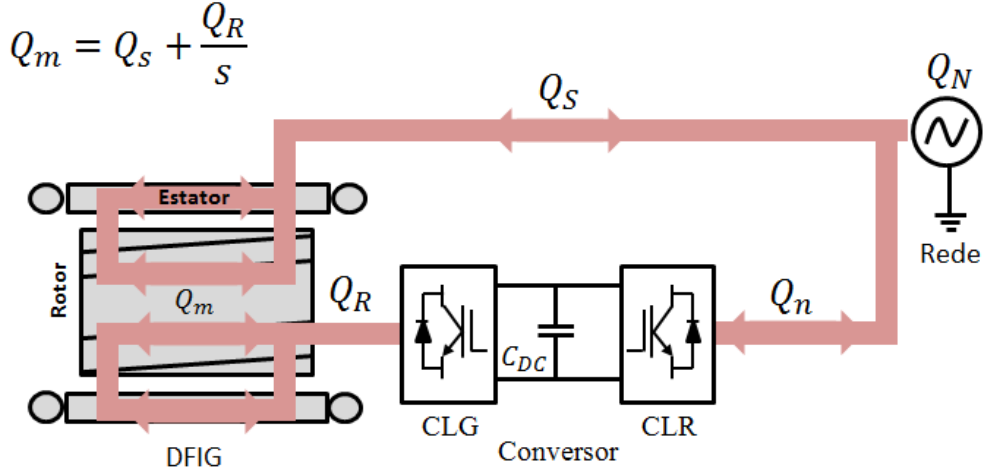


Figura 4.6: Distribuição da potência reativa em uma topologia DFIG.

$$p_{Gen} = p_{CuS} + p_{CuR} + p_{Fe} = \quad (4.32)$$

$$\frac{3}{2}R_S(i_{Sd}^2 + i_{Sq}^2) + \frac{3}{2}R_R(i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2) + \frac{3}{2}R_{Fe}(i_{Fed}^2 + i_{Feq}^2),$$

em que p_{CuS} , p_{CuR} e p_{Fe} representam as perdas nos enrolamentos do estator, do rotor e as perdas no núcleo respectivamente.

Normalmente, o acionamento e controle de máquinas elétricas é orientado de acordo com os vetores espaciais de fluxo magnético do estator [46] ou do rotor [47]. Entretanto, conforme os benefícios que serão mostrados mais detalhadamente no Capítulo 5, o sistema de orientação adotado neste trabalho foi pela tensão da rede. Neste tipo de orientação as correntes de eixo d e eixo q correspondem respectivamente às componentes ativa e reativa do sistema. Com isso, a componente de eixo d da corrente é responsável pela produção de potência ativa ao ser feito o controle de velocidade/torque na máquina e o controle da tensão no elo CC, com o objetivo de manter o balanço energético na transmissão de potência ativa que irá fluir para a rede. A componente de eixo q da corrente é responsável pelo controle e regulação da potência reativa do estator e do fator de potência no ponto de conexão com a rede. A partir da componente de corrente de quadratura do rotor será feita a análise matemática para mitigar as perdas no gerador enquanto a corrente de quadratura do CLR será o responsável pelo controle do fator de potência no PCC. Dessa forma, a partir do sistema de orientação pela tensão da rede algumas simplificações podem ser consideradas com base na Figura 5.1.

- $v_{Sd} = |v_S|$ e $v_{Sq} = 0$
- $\lambda_{Sd} = 0$ e $\lambda_{Sq} = |\lambda_S|$

Segundo [24, 48], o fluxo do estator em um eixo referencial síncrono é considerado constante visto que os terminais do estator estão conectados a uma rede forte com frequência e tensão constante. Dessa forma, a variação do fluxo em coordenadas dq pode ser desprezado e as correntes que passam pela resistência equivalente do ferro, determinadas em (2.5) e (2.6), podem ser reescritas como:

$$R_{Fe}i_{Fed} = -\omega_S\lambda_{mq}, \quad (4.33)$$

$$R_{Fe}i_{Feq} = \omega_S\lambda_{md}. \quad (4.34)$$

Dessa forma, substituindo (2.7)-(2.8) em (4.34)-(4.33) e considerando o sistema de orientação em que a referência é a componente d da tensão da rede ($\lambda_{sd} = 0$), obtêm-se:

$$i_{Fed} = -\frac{\omega_S(\lambda_{Sq} - L_{lS}i_{Sq})}{R_{Fe}}, \quad (4.35)$$

$$i_{Feq} = -\frac{\omega_S L_{lS} i_{Sd}}{R_{Fe}}. \quad (4.36)$$

Como as correntes de eixo direto e eixo de quadratura do estator possuem de alguma forma relação com as correntes do rotor, ao substituir (2.13)-(2.14) em (2.11)-(2.12) respectivamente, e depois em (2.7)-(2.8), obtêm-se as seguintes relações entre as correntes:

$$i_{Sd} = -\frac{L_m(i_{Rd} - i_{Fed})}{L_S}, \quad (4.37)$$

$$i_{Sq} = \frac{\lambda_{Sq} - L_m(i_{Rq} - i_{Feq})}{L_S}. \quad (4.38)$$

Após encontrar a relação das correntes dq do estator com a correntes dq do rotor, substituem-se as correntes do ferro (4.35)-(4.36) em (4.37)-(4.38), obtendo assim:

$$i_{Sd} = \frac{\omega_S L_m L_{lS} i_{Sq} - \omega_S L_m \lambda_{Sq} - L_m i_{Rd} R_{Fe}}{R_{Fe} L_S}, \quad (4.39)$$

$$i_{Sq} = \frac{\lambda_{Sq} R_{Fe} + \omega_S L_m L_{lS} i_{Sd} - L_m i_{Rq} R_{Fe}}{R_{Fe} L_S}. \quad (4.40)$$

Para facilitar a análise matemática das equações posteriormente, deve-se manipular as equações das correntes i_{Sd} e i_{Sq} no intuito de deixá-las em função somente das correntes do rotor. Para isso, deve-se fazer a substituição cruzada entre as equações (4.39) e (4.40). A intenção dessa manipulação matemática consiste em deixar a equação de perdas no gerador em função das correntes do rotor que são as variáveis controladas pelo conversor do lado do gerador. Após essa manipulação algébrica e isolando as variáveis da corrente do estator tem-se:

$$i_{Sd} = \frac{-L_m i_{Rd} R_{Fe}^2 L_S - \omega_S L_m \lambda_{Sq} R_{Fe} L_S + \omega_S L_m L_{lS} \lambda_{Sq} R_{Fe} - \omega_S L_m^2 L_{lS} i_{Rq} R_{Fe}}{R_{Fe}^2 L_S^2 - \omega_S^2 L_m^2 L_{lS}^2}, \quad (4.41)$$

$$i_{Sq} = \frac{\lambda_{Sq} R_{Fe}^2 L_S - L_m i_{Rq} R_{Fe}^2 L_S - \omega_S L_m^2 L_{lS} i_{Rd} R_{Fe} - \omega_S L_m^2 L_{lS} \lambda_{Sq}}{R_{Fe}^2 L_S^2 - \omega_S^2 L_m^2 L_{lS}^2}. \quad (4.42)$$

Em seguida, é utilizado o *software* Mathematica para facilitar as manipulações matemáticas necessárias. Substitui-se (4.35), (4.36), (4.41) e (4.42) em (4.32); as perdas são derivadas em função da corrente i_{Rq} , que é responsável pelo controle de reativo no gerador. Para encontrar o ponto em que as perdas são mínimas, a derivada é então igualada a zero, donde se obtém:

$$\frac{\partial P_{Gen}}{\partial i_{Rq}} = \frac{\partial \left[\frac{3}{2} R_S (i_{Sd}^2 + i_{Sq}^2) + \frac{3}{2} R_R (i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2) \right] + \frac{3}{2} R_{Fe} (i_{Fed}^2 + i_{Feq}^2)}{\partial i_{Rq}} = 0 \quad (4.43)$$

$$\frac{3i_{Rq} (\omega_S^4 L_{lS}^4 L_m^4 (R_{Fe} + R_R) + \omega_S^2 L_{lS}^2 L_m^2 R_{Fe}^2 (L_S^2 (R_{Fe} - 2R_R) + L_m^2 R_S) + L_S^2 R_{Fe}^4 (L_S^2 R_R + L_m^2 R_S))}{(\omega^2 L_{lS}^2 L_m^2 - L_S^2 R_{Fe}^2)^2} -$$

$$\frac{3L_m R_{Fe} \lambda_{Sq} (\omega_S^4 L_{lS}^4 L_m^2 - \omega_S^4 L_{lS}^3 L_m^2 L_S + L_S^2 R_{Fe}^3 R_S + \omega_S^2 L_{lS}^2 R_{Fe} (L_S^2 R_{Fe} + L_m^2 R_S) - \omega_S^2 L_{lS} L_S R_{Fe} (L_S^2 R_{Fe} + 2L_m^2 R_S))}{(\omega^2 L_{lS}^2 L_m^2 - L_S^2 R_{Fe}^2)^2} +$$

$$\frac{6\omega_S i_{Rd} L_{lS} L_m^3 L_S R_{Fe}^2 (\omega_S^2 L_{lS}^2 + R_{Fe} R_S)}{(\omega^2 L_{lS}^2 L_m^2 - L_S^2 R_{Fe}^2)^2} = 0.$$

Com o equacionamento feito, ao substituir os valores dos parâmetros do DFIG apresentados nas Tabelas 2.1 e 2.2, além da frequência angular de rede e o fluxo do estator definido em (4.48), obtém-se o seguinte resultado:

$$4,42655i_{Rq_{otm}} + 0,00774006i_{Rd} + 19,2612 = 0, \quad (4.44)$$

onde $i_{Rq_{otm}}$ é a corrente ótima de eixo q para o rotor, ou seja, a corrente que leva ao ponto de perdas mínimas na máquina.

Percebe-se ainda que existe uma pequena contribuição da parcela ativa para o cálculo da corrente de quadratura de rotor ótima. Segundo [48, 49], a influência da parcela ativa, que aparece como consequência do compartilhamento da corrente de magnetização i_{Sq} e i_{Rq} para produzir o fluxo λ_{Sq} , não possui influência significativa nas perdas. Apesar das componentes i_{Rd} e i_{Rq} em regime permanente possuírem ordem de grandeza semelhante, a constante que multiplica o termo i_{Rd} é cerca de mil vezes menor que o termo multiplicativo de $i_{Rq_{otm}}$ conforme (4.44), concordando portanto com essa suposição.

Dessa forma, desconsiderando a interferência da parcela ativa para o cálculo da corrente ótima $i_{Rq_{otm}}$, tem-se o seguinte valor:

$$i_{Rq_{otm}} = \frac{-19,2612}{4,42655} = -4,35 \text{ A.} \quad (4.45)$$

Para comprovar a validação desta corrente ótima de quadratura do rotor, responsável pelo controle de reativo na máquina, a Figura 4.7 a seguir mostra a variação das perdas na medida em que é feita uma variação da corrente de quadratura do rotor ao longo do tempo. Neste caso, foram obtidos os resultados de simulação do modelo completo máquina e conversor de um sistema de geração de velocidade variável em topologia DFIG. A máquina estava operando com potência ativa igual a 5% da potência nominal.

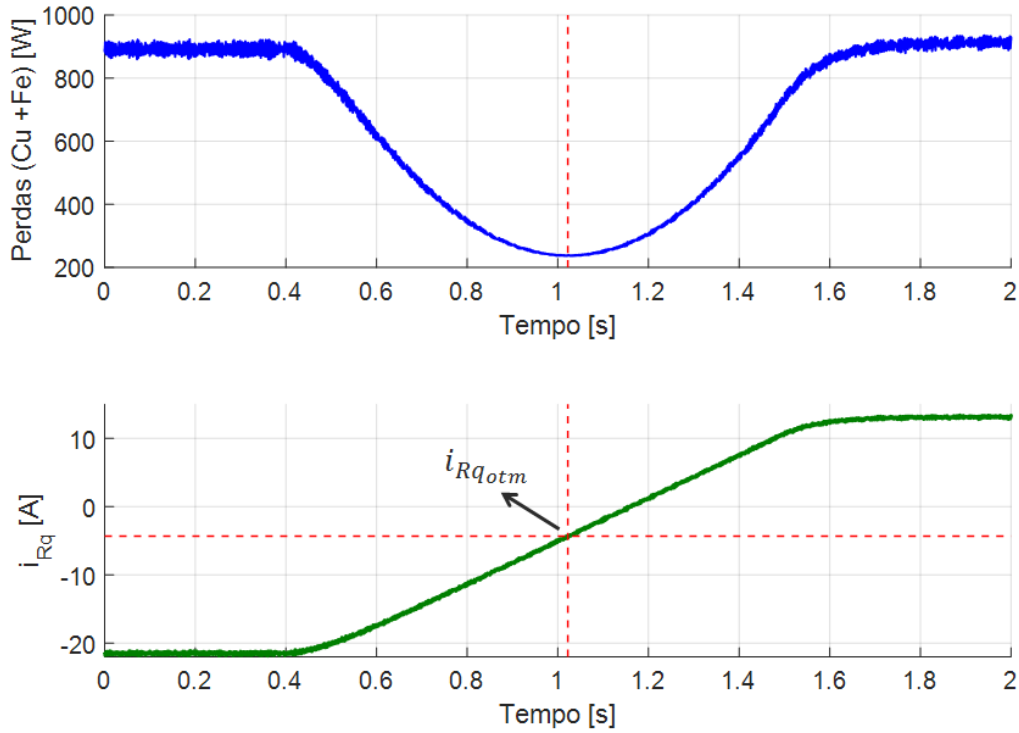


Figura 4.7: Variação das perdas no gerador devido à variação da corrente de quadratura do rotor.

Portanto, é possível analisar pela figura que no instante de tempo em que as perdas do gerador são mínimas corresponde com boa exatidão à magnitude da corrente de quadratura de rotor ótima calculada em (4.45).

Como a malha de controle mais externa da corrente de quadratura é a potência reativa do estator, a partir de (4.14) e levando em conta as considerações devido à orientação do sistema ($v_{sq} = 0$), tem-se:

$$q_S = -\frac{3}{2}v_{Sd}i_{Sq}. \quad (4.46)$$

Substituindo (2.7) em (4.46), obtém-se:

$$q_S = -\frac{3}{2}v_{Sd}\left(\frac{\lambda_{Sq} - L_m i_{Rq} + L_m i_{Feq}}{L_S}\right). \quad (4.47)$$

A partir da consideração do sistema de orientação pela tensão da rede e desprezando a queda de tensão na resistência do estator em (2.2), a variável de fluxo do estator no eixo q em regime permanente pode ser definida da seguinte maneira:

$$\lambda_{Sq} = -\frac{v_{Sd}}{\omega_S}. \quad (4.48)$$

Dessa forma, substituindo (4.48) em (4.47) e considerando que a parcela da corrente de quadratura do rotor é muito mais significativa que a parcela da corrente de quadratura que passa pela resistência equivalente no ferro, chega-se à potência ótima reativa:

$$q_{Sotm} = -\frac{3}{2}v_{Sd}\left(\frac{-v_{Sd} - \omega_S L_m i_{Rqotm}}{\omega_S L_S}\right). \quad (4.49)$$

Com isso, ao substituir os parâmetros da máquina encontrados nas Tabelas 2.1 e 2.2 e a corrente ótima de quadratura do rotor em (4.49), o valor ótimo da potência reativa que deve percorrer o estator é igual a:

$$q_{Sotm} = 2064 \quad var. \quad (4.50)$$

Caso a magnetização da máquina fosse fornecida totalmente pelo circuito do estator a potência reativa que o circuito do estator deve fornecer a máquina é definido pela seguinte equação com base em (4.22):

$$q_{Smag} = \frac{3}{2} \frac{v_{Sd}}{\omega_S L_m} = 4163,4 \quad var. \quad (4.51)$$

Com isso, percebe-se que a potência reativa ótima que o circuito do estator deve fornecer para a magnetização da máquina corresponde aproximadamente a metade da potência reativa caso a magnetização fosse feita totalmente pelo circuito do estator.

Apesar da corrente ótima de quadratura do rotor fornecer o ponto mínimo de perdas no gerador, não necessariamente as perdas nos conversores de potência serão mínimas. Com isso, as perdas nos conversores do lado do gerador e do lado de rede são analisadas, a partir do modelo de estimação de perdas abordado no Capítulo 3, no intuito de observar a magnitude das suas perdas no instante de tempo em que a corrente ótima de quadratura do rotor ocorre. Como existe uma preocupação em manter o fator de potência unitário no ponto de conexão com a rede, toda a potência reativa contribuída pelo estator da máquina é compensada pelo conversor do lado da rede como mostra a Figura 4.8.

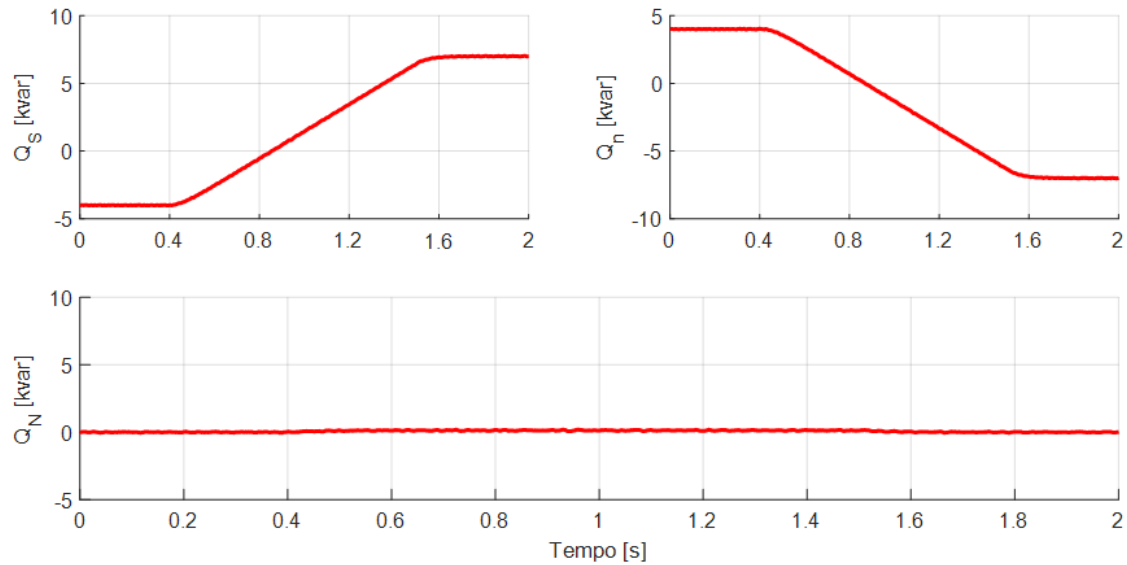


Figura 4.8: Distribuição das potências reativas para a mesma variação da corrente de quadratura do rotor da Figura 4.7.

Dessa forma, a Figura 4.9 mostra a distribuição das perdas nos conversores para a mesma variação de corrente reativa.

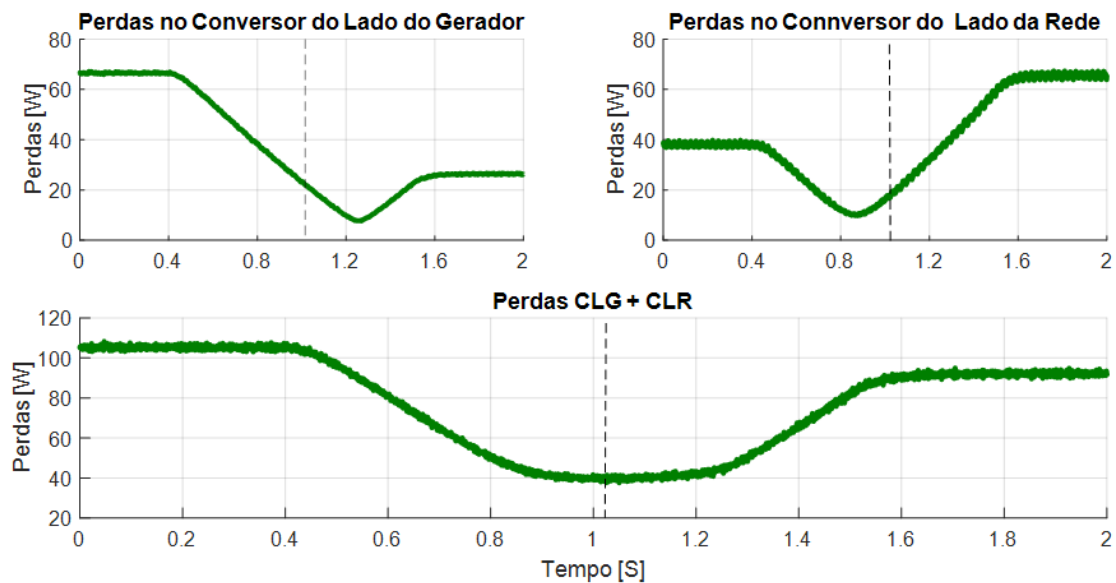


Figura 4.9: Distribuição das perdas nos conversores para a mesma variação da corrente de quadratura do rotor da Figura 4.7.

Percebe-se que no instante em que ocorre a corrente ótima de quadratura do rotor, próximo de 1 segundo, as perdas totais somadas dos dois conversores encontram-se na região de menores perdas. Dessa forma, o gráfico mostra que a estratégia de minimização em nenhum momento ficaria comprometida devido ao aumento das perdas totais dos dois conversor.

Com isso, os próximos capítulos são responsáveis por mostrar a técnica utilizada para o controle de potência ativa e reativa do sistema DFIG a partir dos conversores de tensão; são mostrados também os resultados de simulação para vários casos de operação.

4.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi comprovado por equações matemáticas e resultados de simulação a existência de uma corrente ótima de quadratura do rotor que garante as perdas mínimas totais no gerador. Além disso, foi mostrado também que a utilização da estratégia de minimização de perdas em momento algum prejudicaria a eficiência do sistema com relação às perdas nos conversores.

Capítulo 5

Estratégia de Controle e Modelagem dos Conversores

Nesta seção é apresentada a estratégia e a modelagem do controle utilizado nos conversores de tensão em uma topologia DFIG. O projeto dos controladores das malhas e o dimensionamento dos seus ganhos são baseados nos métodos do Ótimo Simétrico e Ótimo por Módulo (Apêndice B). Além disso, são discutidas as vantagens em se utilizar a orientação do controle vetorial pela tensão da rede, e não pelo fluxo da máquina.

5.1 Orientação dos Eixos Coordenados pela Tensão da Rede

O controle vetorial da máquina de indução duplamente alimentada pode ser orientado pelo fluxo do rotor, pelo fluxo do estator ou até mesmo pela tensão da rede [32]. Desse modo, dependendo da orientação adotada, o ângulo do eixo direto no referencial síncrono é igual ao ângulo do vetor espacial de fluxo ou tensão. Na prática, o conceito básico para a orientação do controle vetorial consiste em referir as correntes do rotor para o referencial síncrono. Quando o sistema é orientado pelo fluxo do estator por exemplo, o fluxo total do estator está alinhado com o eixo d enquanto o eixo de quadratura estará alinhado com a tensão do estator, pois em regime permanente e desconsiderando as perdas no cobre do estator, o fluxo é atrasado de 90° da tensão. De forma análoga, caso o sistema fosse orientado pela tensão, o vetor tensão estaria alinhado com o eixo d enquanto o fluxo, estaria alinhado com o eixo q , porém no sentido negativo. A Figura 5.1 mostra o alinhamento dos vetores de tensão e fluxo orientado pela tensão da rede.

A orientação pelo fluxo foi a primeira e ainda continua sendo a opção clássica para o controle de máquinas elétricas assíncronas funcionando como motores [46].

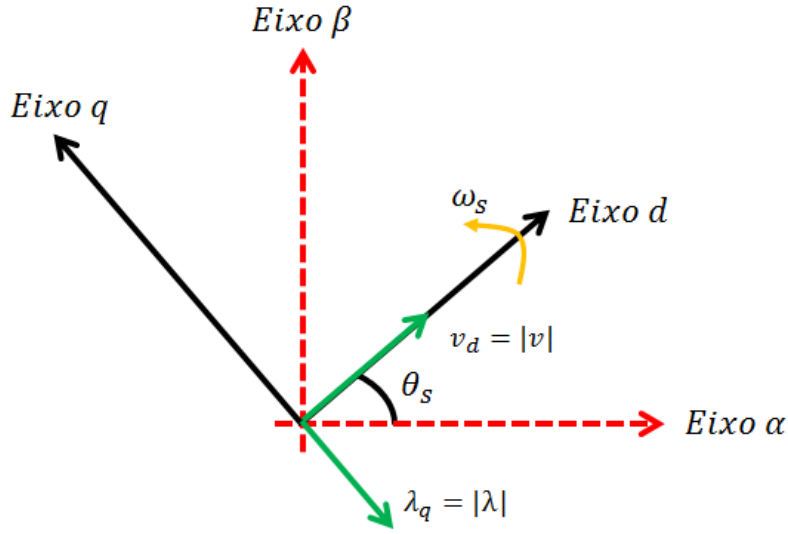


Figura 5.1: Sistema orientado pela tensão.

Este tipo de orientação consiste na estimação do fluxo da máquina que pode ser estimado através de sensores ou através das correntes e parâmetros intrínsecos da máquina que compõe as equações de fluxo. Entretanto, alguns estudos mostram que a orientação pela tensão da rede apresentam alguns benefícios com relação à sua simplicidade e robustez a distúrbios transitórios quando a máquina opera como gerador [50–53].

A fácil disponibilidade e geralmente boa qualidade da medição encontrada na tensão da rede é um dos motivos da robustez deste tipo de orientação. Como a tensão da rede está sujeita a variações muito pequenas, isso faz com que o ângulo encontrado para a orientação e alinhamento dos vetores para o controle vetorial possua uma característica mais estável e imune a ruídos, diferentemente do caso quando é orientado pelo fluxo. Fazer a estimação do fluxo por cálculos que dependem dos parâmetros da máquina possui imprecisões visto que seus parâmetros estão sempre variando devido à temperatura e tempo útil de vida da máquina. Além disso, diferentemente da tensão, as correntes possuem maiores distorções harmônicas de alta e baixa frequência. Esses são motivos que reduzem consideravelmente a robustez e estabilidade da geração do ângulo de orientação do sistema, quando se utiliza estimação de fluxo da máquina.

Além disso, segundo [14], quando o sistema é orientado pelo fluxo, existe um valor crítico da corrente de eixo d, responsável pelo controle do reativo, definido por:

$$i_{Rd} < \frac{2|v_S|}{L_m \omega_S}, \quad (5.1)$$

Abaixo deste valor, qualquer variação de fluxo causado por um transiente é amortecida, porém qualquer valor acima causará instabilidade para o sistema. Esse estudo foi analisado por [54] que encontrou este problema de instabilidade. No caso da orientação pela tensão, não existe nenhuma limitação para a corrente reativa do rotor, a não ser pela capacidade nominal dos equipamentos, que comprometa a sua estabilidade. Deste modo, isso possibilita uma maior liberdade e confiabilidade ao usuário quanto ao controle e regulação do fator de potência.

Para implementar este tipo de orientação faz-se necessário o uso de um PLL (*phase locked loop*). O circuito de PLL é responsável por transformar as componentes trifásicas do sistema em vetores orientados no eixo de coordenadas dq além de fornecer a frequência angular (ω_N) da rede que será utilizada na orientação do controle vetorial. O circuito de PLL implementado neste trabalho teve como base o descrito em [55], em que a componente de tensão de eixo q é forçada a zero e a componente de tensão de eixo d se torna igual ao módulo da tensão da rede como mostra a Figura 5.2.

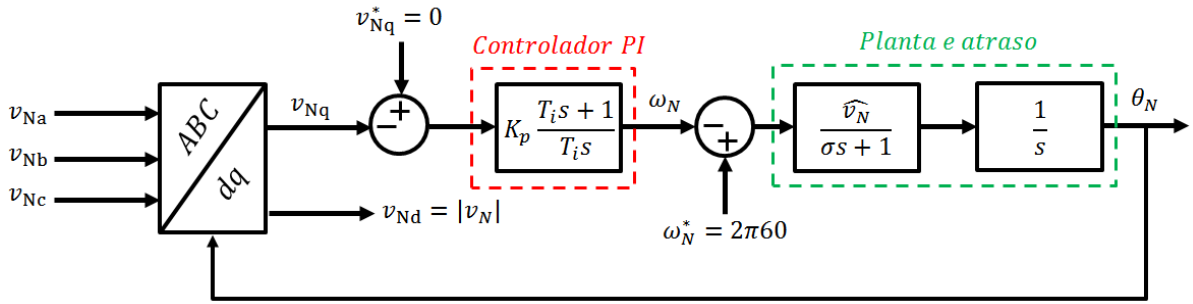


Figura 5.2: Malha de controle do circuito da PLL para determinação do ângulo da rede.

A sintonização dos controladores é baseada na teoria de ajuste ótimo da malha de controle que pode ser visto no Apêndice II. Para computar os ganhos dos controladores algumas considerações são levadas em conta, como tensões balanceadas e não distorcidas e frequência constante. Com isso, transformando um sistema trifásico em coordenadas dq tem-se que:

$$v_{Nq} = \hat{v}_N \text{sen}(\Delta\theta_N) \quad (5.2)$$

Para pequenas variações do ângulo, o sistema pode ser considerado linear, ou seja, $\text{sen}(\Delta\theta_N) = \Delta\theta_N$ e a planta do PLL pode ser simplificada como uma função de transferência de primeira ordem (devido ao atraso decorrente das instrumentações de medição) em cascata com um integrador puro. Com isso, a função de transferência em malha aberta do percurso PLL é definida por:

$$G_{oPLL}(s) = \frac{\hat{v}_N}{s(\sigma s + 1)} \quad (5.3)$$

Considerando a constante de atraso $\sigma = 1,33ms$, conforme foi utilizado em [56], a tensão de linha da rede sendo igual a 380V e utilizando as relações encontradas em (B.16) e (B.17), os ganhos do controlador PI são definidos respectivamente por:

$$K_{pPLL} = \frac{1}{2\hat{v}_N\sigma} = 1,21 \quad (5.4)$$

$$T_{iPLL} = 4\sigma = 0,0053 \quad (5.5)$$

O comportamento dinâmico das tensões d e q e a obtenção da posição angular da rede que será utilizada no controle vetorial pode ser visto nas Figuras 5.3 e 5.4.

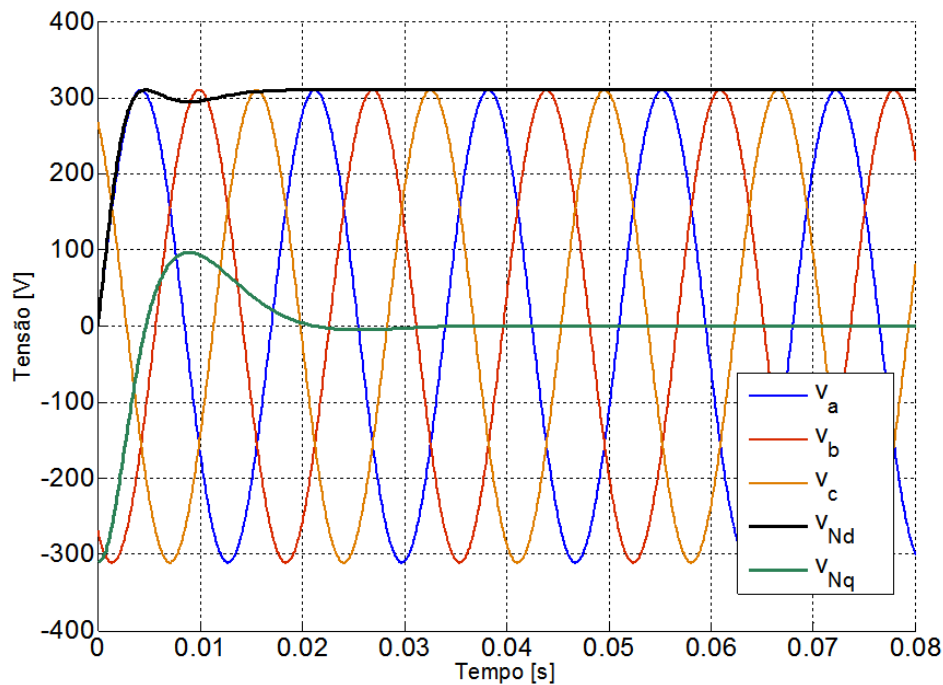


Figura 5.3: Leitura da dinâmica das tensões orientadas.

A partir das figuras apresentadas, percebe-se que a utilização dos ganhos obtidos pela malha de otimização simétrica promoveu um bom desempenho da variável a ser controlada.

5.2 Controle e Modelagem do Conversor do Lado da Rede (CLR)

O principal objetivo do conversor do lado da rede é garantir o fluxo de potência ativa do rotor do gerador para a rede a partir do controle da tensão no elo CC.

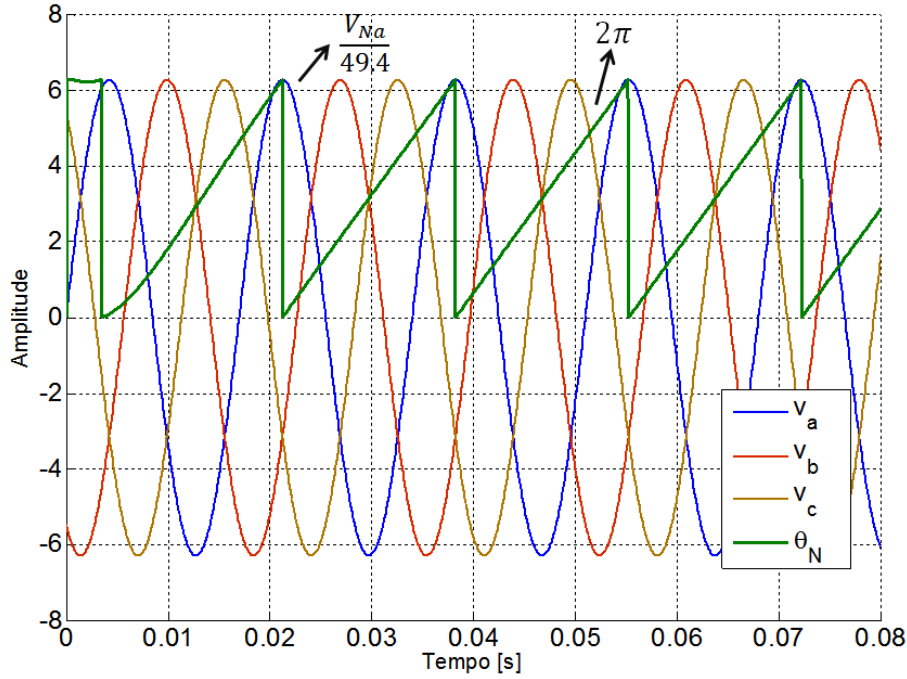


Figura 5.4: Comportamento da posição angular da rede.

Este conversor também pode fazer a regulação da potência reativa no ponto de conexão comum. Neste trabalho, com o intuito de manter o fator de potência no PCC unitário, no momento em que o conversor do lado do gerador ativar a referência de reativo ótimo no gerador, o conversor do lado da rede será responsável em desempenhar a função de manter o fator de potência unitário. Com isso, as subseções a seguir têm como principal intuito mostrar o projeto dos controladores a partir do ajuste ótimo da malha a ser controlada para que o sistema funcione de maneira eficiente.

5.2.1 Malha de Controle da Corrente Interna da Rede (i_{nd} e i_{nq})

Para que a planta da malha de corrente esteja bem definida e dimensionada, deve-se primeiramente modelar o circuito da rede em que o conversor está conectado. O conversor do lado da rede utilizado na simulação está conectado através de um filtro RL o qual o mesmo é responsável pela filtragem dos harmônicos de corrente devido a tensão chaveada produzida pelo conversor. A não utilização do capacitor de filtro neste trabalho se deve ao fato que a presença do mesmo iria contribuir para a correção do fator de potência no PCC o que favoreceria a redução das perdas do CLR, encobrendo assim a real influência da estratégia de minimização de perdas no sistema. A Figura 5.5 apresenta o circuito trifásico representativo do sistema do CLR.

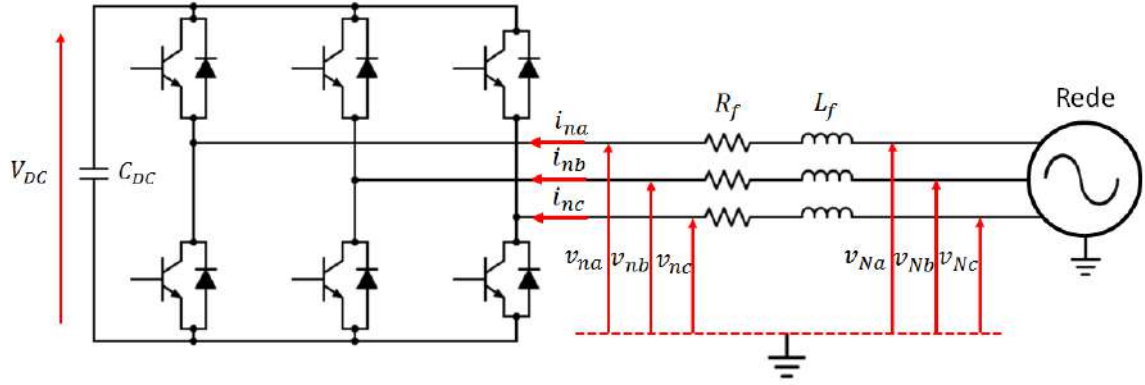


Figura 5.5: Conversor do lado da rede (CLR).

A partir dos parâmetros observados na Figura 5.5 e aplicando a lei das malhas para cada fase obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Na} \\ v_{Nb} \\ v_{Nc} \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{na} \\ i_{nb} \\ i_{nc} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{na} \\ i_{nb} \\ i_{nc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{na} \\ v_{nb} \\ v_{nc} \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

onde v_{na} , v_{nb} e v_{nc} são as tensões sintetizadas pelo CLR e v_{Na} , v_{Nb} e v_{Nc} são as tensões da rede. Aplicando a transformada dq em (5.6) à frequência de rede ω_N , obtém-se separadamente para os eixos d e q as seguintes equações:

$$v_{Nd} = R_f i_{nd} + L_f \frac{di_{nd}}{dt} - \omega_N L_f i_{nq} + v_{nd}, \quad (5.7)$$

$$v_{Nq} = R_f i_{nq} + L_f \frac{di_{nq}}{dt} + \omega_N L_f i_{nd} + v_{nq}. \quad (5.8)$$

Dessa forma, o circuito elétrico que representa a conexão do conversor com a rede, em coordenadas dq, através do filtro é mostrado na Figura 5.6. Como os parâmetros de resistência e indutância do filtro são muito maiores que a impedância da rede, a queda de tensão ocorrida na impedância da rede foi considerada desprezível.

Com isso, considerando a orientação do sistema pela rede ($v_{Nd} = |v_N|$ e $v_{Nq} = 0$) e aplicando a transformada de Laplace em (5.7) e (5.8) obtêm-se:

$$I_{nd}(s) = (-V_{nd}(s) + V_{Nd}(s) + \omega_N L_f I_{nq}(s)) \frac{\frac{1}{R_f}}{\frac{L_f}{R_f} s + 1}, \quad (5.9)$$

$$I_{nq}(s) = (-V_{nq}(s) - \omega_N L_f I_{nd}(s)) \frac{\frac{1}{R_f}}{\frac{L_f}{R_f} s + 1}. \quad (5.10)$$

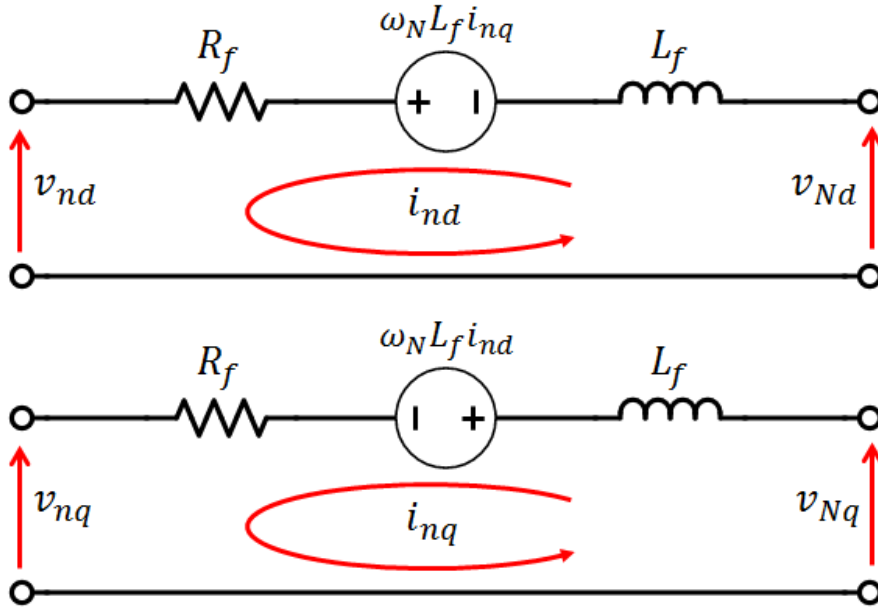


Figura 5.6: Circuito do filtro de saída do conversor do lado da rede.

Percebe-se pelas equações acima que existe um acoplamento entre as corrente de eixo direto e de quadratura. O termo em parênteses representa o acoplamento das correntes existentes no sistema enquanto o último termo da equação representa a planta da malha de controle de corrente. Nesse caso, como trata-se de um sistema de primeira ordem e não mais um integrador puro, é utilizado o método ótimo por módulo para o cálculo dos ganhos dos controladores de eixo q e d. A Figura 5.7 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle de corrente aplicando as parcelas de desacoplamento necessárias. O fato de existir uma interligação entre as malhas de corrente I_{nd} e I_{nq} permite desacoplar os dois controles. Dessa maneira, ao ocorrer uma variação na referência em uma das componentes de corrente não ocorrerão grandes variações ou perturbações na malha de controle da outra.

Com o desacoplamento das malhas de controle, a função de transferência em malha aberta da malha de corrente é definida por:

$$G_{oin}(s) = K_{pin} \frac{T_{iin}s + 1}{T_{iin}s} \frac{\frac{1}{R_f}}{\frac{L_f}{R_f}s + 1} \frac{1}{\sigma s + 1}. \quad (5.11)$$

Como o primeiro passo da otimização por módulo consiste em compensar a maior constante de tempo do percurso e visto que é considerado um pequeno atraso, devido ao atraso de comunicação, tempo de respostas das chaves e também outros efeitos, o tempo integral do controlador PI é definido por:

$$T_{iin} = \frac{L_f}{R_f}, \quad (5.12)$$

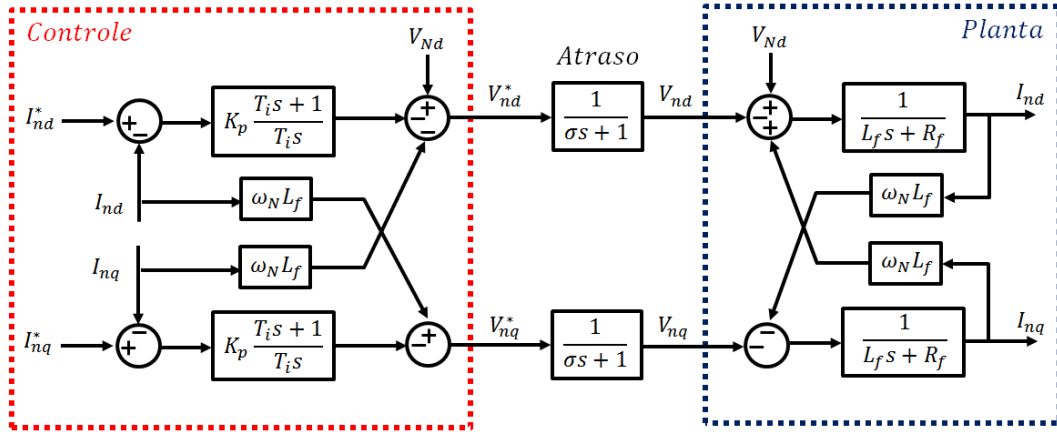


Figura 5.7: Diagrama de blocos representativo da malha de controle de corrente do conversor do lado da rede.

e utilizando a relação encontrada em (B.4) o ganho proporcional do controlador é igual a:

$$K_{p_{in}} = \frac{L_f}{2\sigma}. \quad (5.13)$$

5.2.2 Malha de Controle da Potência Reativa da Rede (q_n)

O controle da potência reativa do lado da rede tem como principal objetivo fazer a regulação do fator de potência no ponto de conexão. Conforme visto no capítulo 4, para que a otimização das perdas seja realizada o estator do gerador irá consumir uma certa quantidade de potência reativa da rede, o que irá comprometer o fator de potência no PCC. Com isso, a entrada de referência da potência reativa Q_n deve ter exatamente a mesma magnitude porém de sinal oposto ao reativo do estator, devido à otimização, para que o fator de potência no ponto de conexão tenha sempre valor unitário. Com isso, a potência reativa em coordenadas dq controlada pelo conversor do lado da rede é definida por:

$$q_n = \frac{3}{2}(v_{Nq}i_{nd} - v_{Nd}i_{nq}). \quad (5.14)$$

Considerando a orientação dos eixos coordenados pela tensão da rede ($v_{Nq} = 0$), a equação (5.14) pode ser simplificada da seguinte forma:

$$q_n = -\frac{3}{2}(v_{Nd}i_{nq}). \quad (5.15)$$

Dessa forma, aplicando a transformada de Laplace em (5.15) obtém-se a seguinte função de transferência para o sistema de compensação reativa:

$$G_{q_n}(s) = -\frac{3}{2}v_{Nd}. \quad (5.16)$$

É comum incluir um filtro de medição para o monitoramento da potência reativa devido a grande quantidade de ruído presente no sinal, visto que o mesmo envolve o produto das tensões e correntes medidas. Dessa forma, foi utilizado um filtro passa baixa de primeira ordem definido pela seguinte equação:

$$G_{q_{n_F}}(s) = \frac{1}{T_{q_{n_F}}s + 1}, \quad (5.17)$$

onde $T_{q_{n_F}}$ é a constante de tempo do filtro de medição.

Além da malha de controle de reativo com a adição do filtro de medição, toda a malha mais interna do sistema também deve ser considerada, ou seja, a função de transferência em malha fechada correspondente à malha de corrente deve ser considerada no projeto do controlador. Dessa forma, a partir de (5.11) e considerando os valores ótimos de ganhos de controlador, a função de transferência em malha fechada da malha de corrente é definida por:

$$G_{F_{in}}(s) = \frac{1}{2\sigma^2s^2 + 2\sigma s + 1}. \quad (5.18)$$

Visto que a constante de tempo de atraso possui uma magnitude menor que 1, o termo de segunda ordem da equação (5.18) pode ser considerado desprezível, fornecendo assim a equação a seguir:

$$G_{F_{in}}(s) = \frac{1}{2\sigma s + 1}. \quad (5.19)$$

Com isso, a função de transferência em malha aberta que descreve a malha de controle do reativo do conversor do lado da rede é definida por:

$$G_{o_{qn}}(s) = -K_{p_{qn}} \frac{T_{i_{qn}}s + 1}{T_{i_{qn}}s} \frac{\frac{3}{2}v_{Nd}}{T_{q_{n_F}}s + 1} \frac{1}{2\sigma s + 1}. \quad (5.20)$$

A Figura 5.8 mostra pelo diagrama de blocos a malha completa do controle de reativo do CLR considerando as malhas mais internas de corrente i_{nq} .

Dessa maneira, como primeiro passo da otimização deve-se igualar a maior constante de tempo do percurso, que neste caso é o do filtro $T_{q_{n_F}}$ com o tempo integral do controlador PI, obtendo assim:

$$T_{i_{qn}} = T_{q_{n_F}}, \quad (5.21)$$

consequentemente, ao utilizar a relação encontrada em (B.4) o ganho proporcional do controlador é definido por:

$$K_{p_{qn}} = \frac{T_{q_{n_F}}}{3v_{Nd}\sigma} \quad (5.22)$$

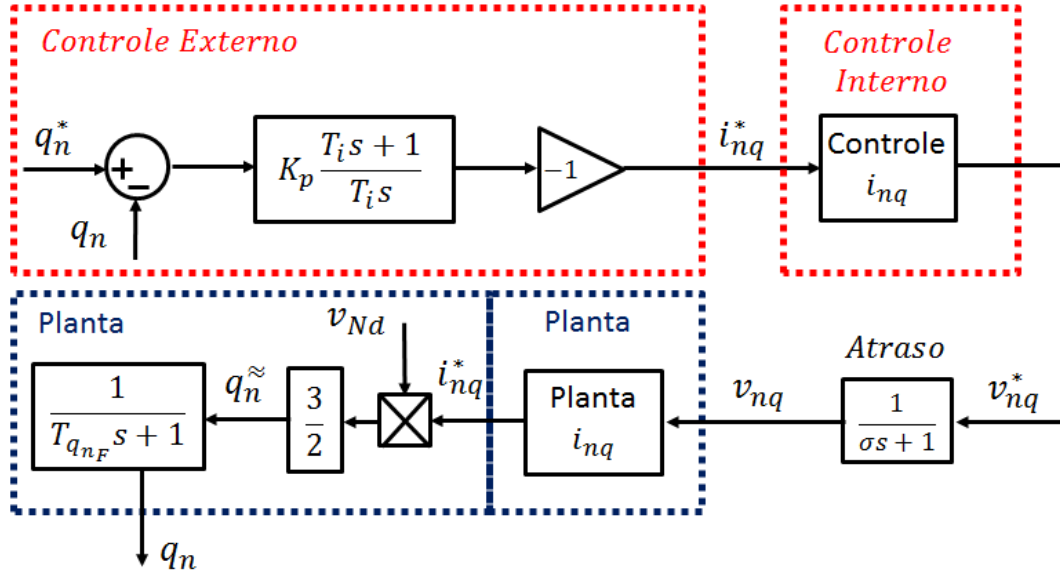


Figura 5.8: Diagrama de blocos representativo da malha de controle de potência reativa do CLR.

5.2.3 Malha de Controle da Tensão no Link de Corrente Contínua (V_{DC})

O objetivo do controle da tensão do elo CC consiste em manter o balanço energético do fluxo de potência que percorre o barramento CC do conversor. Como mencionado no capítulo 4, o sentido do fluxo de potência ativa depende do modo de operação em que a máquina está operando no sistema, seja ele subsíncrono ou supersíncrono. No caso em que o gerador está operando no modo supersíncrono o rotor tende a injetar potência ativa no barramento CC provocando consequentemente um aumento da sua tensão, diferentemente de quando a máquina está operando no modo subsíncrono. Neste caso, o rotor do gerador tende a consumir potência ativa da rede provocando consequentemente uma redução na tensão do elo CC. Dessa forma, os controladores têm como função rejeitar essa perturbação devido à variação de potência ativa no seu barramento. Em outras palavras, para manter a tensão do elo CC constante, o controlador deve garantir que a corrente que passa pelo capacitor i_{Cap} seja sempre nula. A Figura 5.9 mostra a representação do conversor do lado da rede e do conversor do lado do gerador conectados através de um barramento CC de tensão composto por um elemento acumulador de energia.

A potência ativa do lado CA do conversor do lado da rede e a potência ativa existente no barramento são calculados da seguinte maneira:

$$p_n = \frac{3}{2}(v_{Nd}i_{nd} + v_{Nq}i_{nq}), \quad (5.23)$$

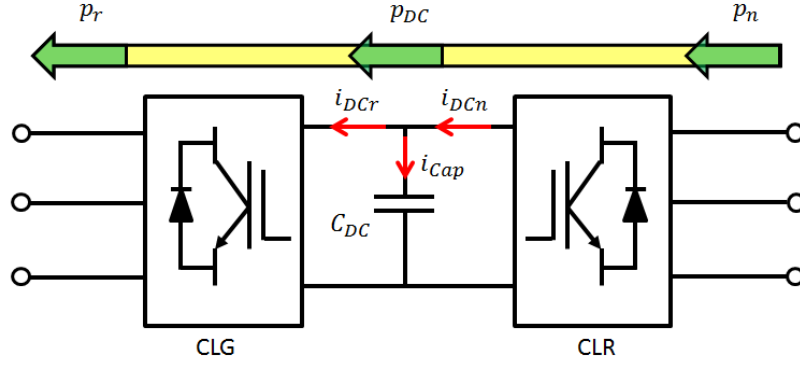


Figura 5.9: Circuito equivalente do elo CC.

$$p_{DC} = V_{DC}i_{DCn}. \quad (5.24)$$

Como esta seção tem o propósito de analisar e projetar os controladores, as perdas nos conversores neste momento são consideradas desprezíveis. Com isso, a potência fornecida ou consumida pelo lado CA é igual à potência que chega ou sai da rede CC. Dessa forma, a seguinte relação é válida:

$$p_n = p_{DC}. \quad (5.25)$$

Levando em conta a orientação do sistema ($v_{Nq} = 0$) e a relação das potências do lado CA e CC obtém-se:

$$\frac{3}{2}(v_{Nd}i_{nd}) = V_{DC}i_{DCn}. \quad (5.26)$$

Dessa forma a corrente no lado CC pode ser encontrada em:

$$i_{DCn} = \frac{3}{2} \frac{v_{Nd}i_{nd}}{V_{DC}}. \quad (5.27)$$

Com relação à corrente que passa no capacitor, a seguinte equação é válida:

$$i_{Cap} = C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt}. \quad (5.28)$$

A partir da Figura 5.9, ao aplicar a Lei de Kirchhoff tem-se a seguinte relação entre as correntes no elo CC:

$$i_{DCn} = i_{Cap} + i_{DCR}. \quad (5.29)$$

Dessa maneira, ao substituir (5.27) e (5.28) em (5.29), isolando a tensão do elo CC e aplicando a transformada de Laplace obtém-se:

$$V_{DC} = \left(\frac{v_{Nd}i_{nd}}{V_{DC}} - i_{DCR} \right) \frac{1}{C_{DC}s}. \quad (5.30)$$

Percebe-se, portanto que não existe uma relação linear entre a entrada (v_{Nd}) e saída (V_{DC}), devido à presença do termo V_{DC} no denominador no lado direito da equação. Com isso, ao considerar que os termos v_{Nd} e V_{DC} são constantes, a malha completa do elo CC, considerando também a presença das malhas mais internas como a de corrente i_{nd} pode ser vista na Figura 5.10.

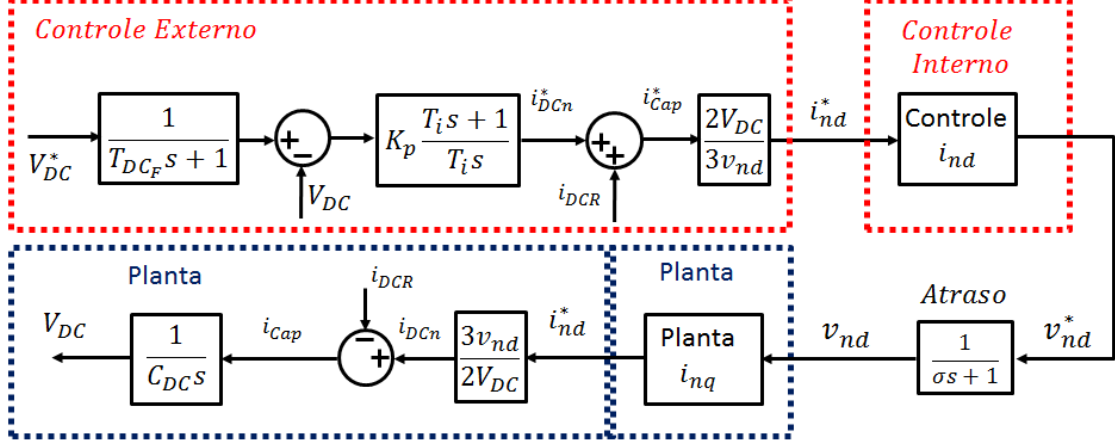


Figura 5.10: Diagrama de blocos representativo da malha de controle da tensão CC.

Como neste caso a planta da malha de tensão no elo CC é representada por um elemento puramente integrador, a otimização desta malha de controle é feita pela otimização simétrica. Como a tensão do elo CC não pode possuir uma dinâmica muito oscilatória para que não ocorram violações de tensão no sistema, faz-se necessário o uso de um filtro de referência, de constante de tempo T_{DC_F} para amenizar essa dinâmica.

Com isso, a função de transferência em malha aberta da malha de controle da tensão do elo CC, desconsiderando o filtro de referência, é definida por:

$$G_{oV_{DC}}(s) = K_{pV_{DC}} \frac{T_{iV_{DC}}s + 1}{T_{iV_{DC}}s} \frac{1}{2\sigma s + 1} \frac{1}{C_{DC}s}. \quad (5.31)$$

Dessa forma, o tempo integral e a constante de ganho do controlador PI são definidos por:

$$T_{iV_{DC}} = 8\sigma, \quad (5.32)$$

$$K_{pV_{DC}} = \frac{C_{DC}}{4\sigma}. \quad (5.33)$$

Com isso, ao aplicar os ganhos encontrados em (5.32) e (5.33) no controlador de tensão do elo na função de transferência em malha aberta (5.11) tem-se:

$$G_{ov_{DC}}(s) = \frac{8\sigma s + 1}{64\sigma^2 s^3 + 32\sigma^2 s}, \quad (5.34)$$

aplicando a realimentação negativa no sistema obtém-se:

$$G_{FV_{DC}}(s) = \frac{8\sigma s + 1}{64\sigma^2 s^3 + 32\sigma^2 s + 8\sigma s + 1}. \quad (5.35)$$

Dessa forma o filtro de referencia utilizado como base visto em (B.19) é definido por:

$$G_{V_{DC_F}}(s) = \frac{1}{T_{DC_F} s + 1}, \quad (5.36)$$

em que $T_{DC_F} = 8\sigma$.

5.3 Controle e Modelagem do Conversor do Lado do Gerador (CLG)

O conversor do lado do gerador é responsável pelo controle da velocidade e torque; conseqüentemente, ele possui relação direta com a potência ativa que flui pelo barramento CC. Além disso, o conversor também é responsável pelo controle da potência reativa que estará fluindo no rotor da máquina. Como o controle das correntes do conversor do lado da rede está em sincronismo com a posição angular da tensão, o conversor do lado do gerador tem uma transformação dos eixos coordenados diferente visto que as correntes do rotor possuem frequência variável dependendo do modo de operação da máquina. Neste caso, as correntes de rotor possuem frequência proporcional ao escorregamento que é encontrado a partir da diferença do ângulo elétrico do rotor e do ângulo da tensão da rede fornecido pelo PLL. Com isso, as correntes trifásicas do rotor podem ser transformadas agora para um referencial síncrono no rotor em coordenadas dq. A Figura 5.11 mostra o sistema de orientação com relação ao escorregamento.

Dessa forma, a posição do ângulo de escorregamento pode ser definida da seguinte maneira:

$$\theta_R = \theta_S - \theta_r, \quad (5.37)$$

em que θ_R representa a posição angular de escorregamento, θ_S é a posição angular da rede e θ_r é a posição angular elétrica do rotor. A posição angular elétrica do rotor pode facilmente ser obtida pela posição angular mecânica do rotor multiplicada pelo número de pares polos da máquina.

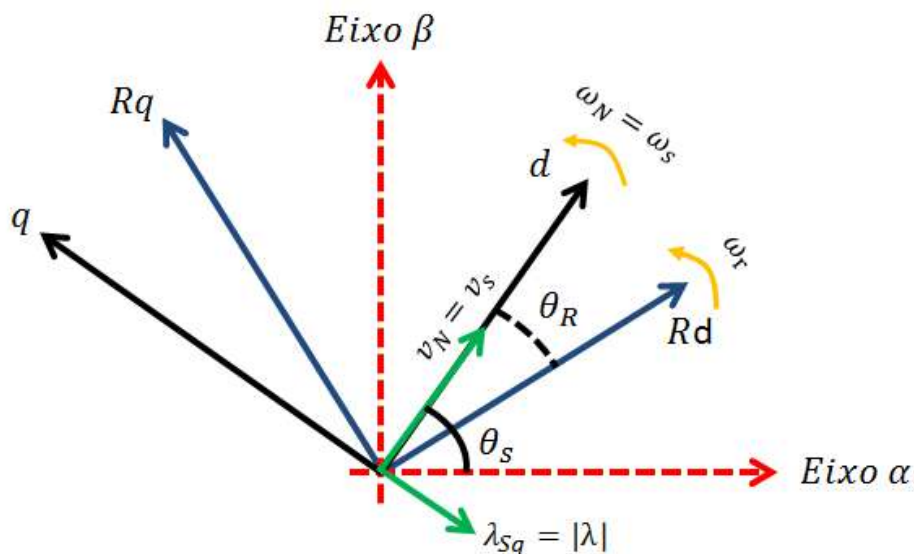


Figura 5.11: Orientação pelo ângulo de escorregamento.

$$\theta_r = P_p \theta_{mec}. \quad (5.38)$$

Apesar da orientação ter sofrido uma transformação, a corrente de eixo d do rotor será responsável pelo controle da potência ativa a partir da regulação da velocidade e torque, enquanto a corrente de eixo q é responsável pelo controle de reativo no rotor do gerador. Portanto, essa convenção garante que todas as grandezas controladas no eixo d sejam referentes à potência ativa e todas as grandezas controladas no eixo q sejam referentes ao controle da potência reativa.

5.3.1 Malha de Controle da Corrente Interna do Rotor (i_{Rd} e i_{Rq})

Como visto detalhadamente no Capítulo 2, o circuito interno da máquina assíncrona apresenta um acoplamento natural entre as correntes do estator e do rotor. Como neste trabalho as perdas do ferro na máquina são consideradas, a parcela de acoplamento devido à corrente que passa pela resistência equivalente do ferro é levada em consideração. Segundo [57], a não consideração da parcela de acoplamento devido a corrente do ferro acaba produzindo um erro constante no torque controlado causando oscilações na velocidade e prejudicando a sua performance. Além disso, segundo [58], esses efeitos são ainda mais significativos em certas condições em que a máquina está operando sob baixas cargas.

Com isso, substituindo (2.11) em (2.7) e (2.9) obtêm-se:

$$\lambda_{Sd} = L_S i_{Sd} + L_m i_{Rd} - L_m i_{Fed}, \quad (5.39)$$

$$\lambda_{Rd} = L_R i_{Rd} + L_m i_{Sd} - L_m i_{Fed}. \quad (5.40)$$

Isolando a corrente de eixo direto do estator em (5.39) e substituindo em (5.40) chega-se a:

$$\lambda_{Rd} = i_{Rd} \left(\frac{L_R L_S - L_m^2}{L_s} \right) + \frac{L_m}{L_s} \lambda_{Sd} + i_{Fed} \left(\frac{L_m^2 - L_m L_S}{L_S} \right). \quad (5.41)$$

De forma análoga ao que foi feito para o fluxo de eixo direto do rotor, a equação que define o fluxo de eixo de quadratura do rotor é definida por:

$$\lambda_{Rq} = i_{Rq} \left(\frac{L_R L_S - L_m^2}{L_s} \right) + \frac{L_m}{L_s} \lambda_{Sq} + i_{Feq} \left(\frac{L_m^2 - L_m L_S}{L_S} \right). \quad (5.42)$$

Substituindo (5.41) em (2.3) e (5.42) em (2.4) obtêm-se:

$$v_{Rd} = R_R i_{Rd} + \frac{L_R L_S - L_m^2}{L_s} \frac{di_{Rd}}{dt} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\lambda_{Sd}}{dt} + \frac{L_m^2 - L_m L_S}{L_S} \frac{di_{Fed}}{dt} - \quad (5.43)$$

$$(\omega_S - \omega_r) \left(\frac{L_R L_S - L_m^2}{L_s} i_{Rq} + \frac{L_m}{L_s} \lambda_{Sq} + \frac{L_m^2 - L_m L_S}{L_S} i_{Feq} \right),$$

$$v_{Rq} = R_R i_{Rq} + \frac{L_R L_S - L_m^2}{L_s} \frac{di_{Rq}}{dt} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\lambda_{Sq}}{dt} + \frac{L_m^2 - L_m L_S}{L_S} \frac{di_{Feq}}{dt} + \quad (5.44)$$

$$(\omega_S - \omega_r) \left(\frac{L_R L_S - L_m^2}{L_s} i_{Rd} + \frac{L_m}{L_s} \lambda_{Sd} + \frac{L_m^2 - L_m L_S}{L_S} i_{Fed} \right).$$

Isolando as variáveis de corrente de rotor do eixo direto e de quadratura, aplicando a transformada de Laplace em (5.43) e (5.44) e adotando o sistema de orientação dos eixos coordenados pela tensão da rede tem-se que:

$$I_{Rd}(s) = [V_{Rd}(s) + (\omega_S - \omega_r)(\rho I_{Rq}(s) + \frac{L_m}{L_s} \lambda_{Sq} + \delta i_{Fed})] \frac{\frac{1}{R_R}}{\frac{\rho}{R_R} s + 1}, \quad (5.45)$$

$$I_{Rq}(s) = [V_{Rq}(s) - (\omega_S - \omega_r)(\rho I_{Rd}(s) + \delta i_{Fed})] \frac{\frac{1}{R_R}}{\frac{\rho}{R_R} s + 1}, \quad (5.46)$$

em que $\rho = \frac{L_R L_S - L_m^2}{L_s}$ e $\delta = \frac{L_m^2 - L_m L_S}{L_S}$. Pelas equações expostas percebe-se que a parcela de corrente que passa pela resistência equivalente do ferro está dentro da equação de desacoplamento da função de transferência e portanto será considerada

na malha de controle. Porém como não é possível medir essa corrente experimentalmente para realimentar a malha, deve-se encontrar uma proporcionalidade com relação ao módulo da corrente que passa na indutância de magnetização da máquina e o módulo da corrente que passa na resistência equivalente do ferro. Para encontrar essa proporcionalidade, fez-se uso dos resultados de simulação da máquina de indução considerando as perdas no ferro. As Figuras 5.12 e 5.13 mostram as dinâmicas das correntes de eixo d e q no ramo de magnetização da máquina, quando várias condições de cargas são aplicadas, e a razão entre os módulos das correntes que ocorre no ramo magnético.

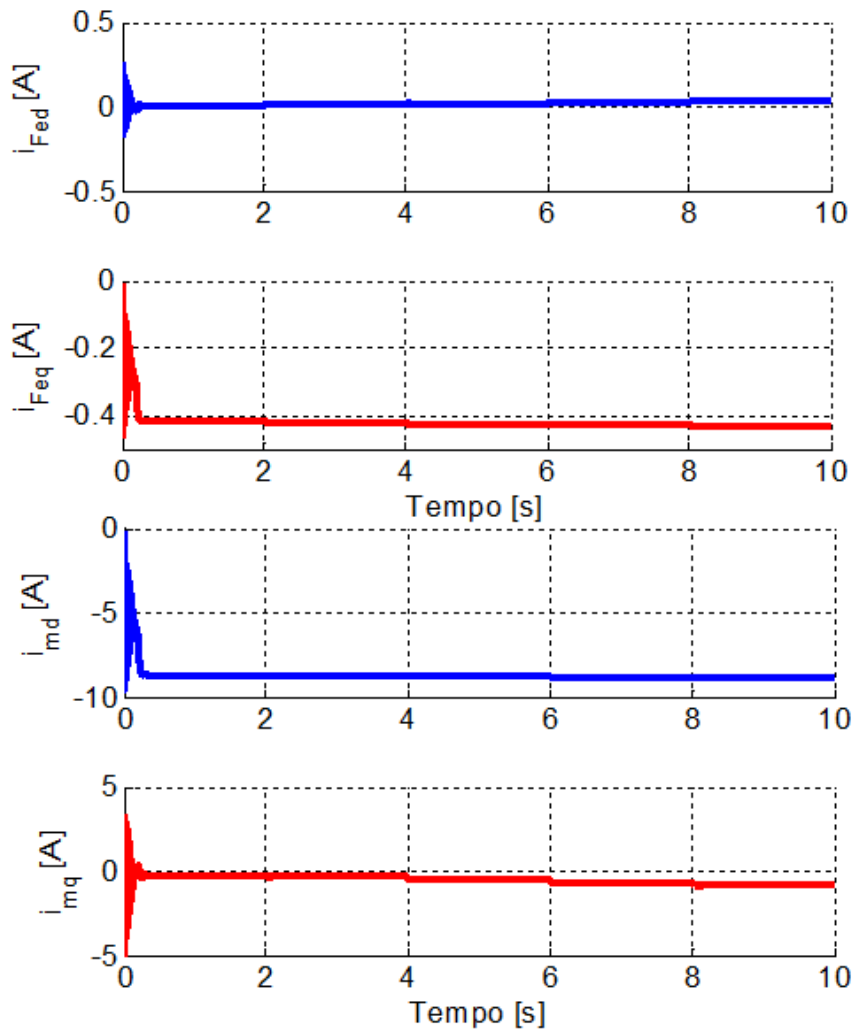


Figura 5.12: Correntes dq do ferro e de magnetização.

Percebe-se pela Figura 5.13 que a razão entre as magnitudes da corrente de magnetização e da corrente que passa pela resistência equivalente do ferro, independente da condição de operação da máquina, é sempre constante. Outro ponto que se deve levar em consideração consiste na diferença considerável de valores das correntes de eixo direto e de quadratura que passa na resistência equivalente do ferro. Percebe-se

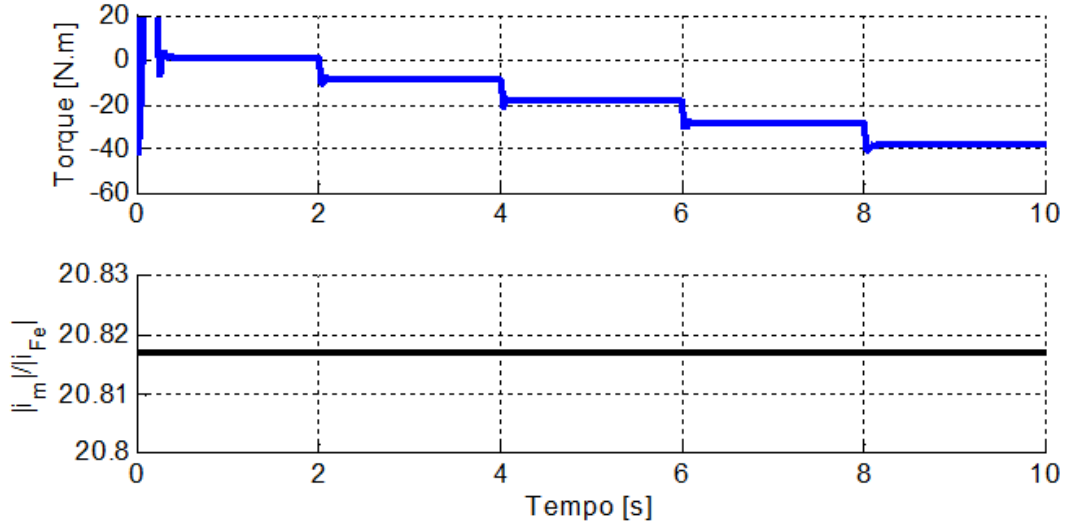


Figura 5.13: Relação da magnitude das correntes no ramo de magnetização para várias condições de carga.

da Figura 5.12 que a magnitude da corrente de quadratura no ferro é aproximadamente 10 vezes maior que a corrente de eixo direto. Dessa forma, a componente de eixo direto da corrente que passa pela resistência equivalente do ferro pode ser desconsiderada do acoplamento presente em (5.46). Da mesma forma, ao analisar os gráficos da corrente de magnetização, percebe-se que i_{md} possui uma magnitude em torno de 10 vezes a corrente i_{mq} . Com isso, é válido considerar que a corrente de quadratura que passa na resistência equivalente do ferro, usada para o desacoplamento na malha de controle, pode ser definida pela seguinte aproximação:

$$i_{Feq} \approx \frac{i_{md}}{\frac{|i_m|}{|i_{Fe}|}} \approx \frac{i_{Sd} + i_{Rd}}{\frac{|i_m|}{|i_{Fe}|}}. \quad (5.47)$$

Tendo em vista todas as considerações adotadas para que haja a inclusão da parcela de corrente que passa pelo ferro na malha de controle, a Figura 5.14 mostra o diagrama de blocos que representa a malha de controle de corrente do lado do rotor do gerador.

Dessa forma, considerando a parcela de desacoplamento no controle, a função de transferência em malha aberta da malha de corrente do rotor é definida por:

$$G_{oR}(s) = K_{pR} \frac{T_{iR}s + 1}{T_{iR}s} \frac{1}{\sigma s + 1} \frac{\frac{1}{R_R}}{\frac{\rho}{R_R}s + 1}. \quad (5.48)$$

Pela estrutura da equação (5.48), que não contém um elemento integrador puro, a malha de controle deve ser otimizada pela adaptação por módulo. Com isso, os valores dos ganhos proporcional e tempo integral são definidos a seguir:

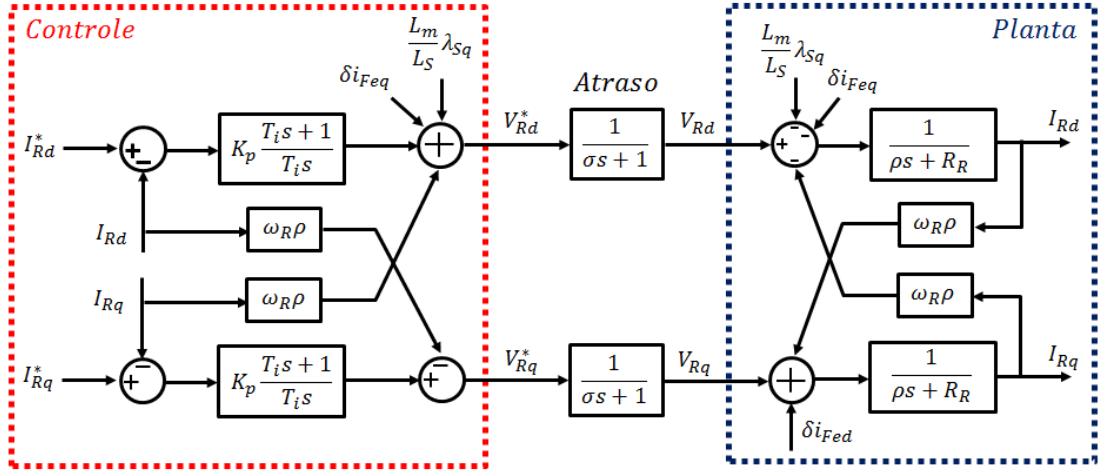


Figura 5.14: Diagrama de blocos representativo da malha de corrente do lado do rotor do gerador.

$$T_{i_R} = \frac{\rho}{R_R}, \quad (5.49)$$

$$K_{p_R} = \frac{\rho}{2\sigma}. \quad (5.50)$$

5.3.2 Malha de Controle da Potência Reativa do Estator (q_s)

Da mesma forma que foi feito para o controle da potência reativa do lado da rede, o mesmo é válido para o projeto do controlador da malha de reativo do estator. Para que o fator de potência seja unitário no ponto de conexão, normalmente a magnetização do gerador costuma ser fornecida totalmente pelo rotor a partir do controle da corrente de quadratura feita pelo conversor. Apesar de estar fornecendo um fator de potência adequado para a rede, não significa que o gerador está operando na sua melhor eficiência e nem no ponto mínimo de perdas. Conforme apresentado no Capítulo 4, para que o gerador opere com perdas mínimas, obrigatoriamente deve existir um compartilhamento de uma certa quantidade de reativo pelo estator para que as perdas devido ao cobre e ao ferro sejam deslocadas para o mínimo absoluto. Além de melhorar a eficiência do sistema, o tempo de vida útil do gerador duplamente alimentado também é estendida visto a diminuição da temperatura interna da máquina devido às perdas por efeito Joule [59]. Dessa forma, a magnitude da potência reativa consumida pelo estator será compensada pela potência reativa do conversor do lado da rede, corrigindo assim o fator de potência no PCC. Como a potência reativa de magnetização da máquina é constante, o controle da potência reativa ótima também poderia ser feito pela regulação da potência reativa do rotor.

Entretanto fazer a aquisição das medições de correntes e tensões do lado da rede é muito mais simples e preciso do que fazer medições do lado do rotor. No circuito do rotor, a presença de tensões chaveadas em altas frequências e as grandes variações de frequência nas correntes, dependendo de seu ponto de operação, tornam a medição deste lado mais imprecisa e oscilante visto o produto entre essas duas grandezas.

A partir do sistema de orientação adotado ($v_{sq} = 0$ e $\lambda_{sq} = |\lambda|$), a potência reativa do estator da máquina pode ser definida pela seguinte expressão:

$$q_S = -\frac{3}{2}v_{sd}i_{sq} \quad (5.51)$$

Isolando a variável de corrente de quadratura do estator da equação (2.8) e substituindo em (5.51), é possível obter a equação da potência reativa do estator em função da variável de corrente de quadratura rotor.

$$q_S = -\frac{3}{2}v_{sd}\left(\frac{\lambda_{sq}}{L_S} + \frac{L_m}{L_S}i_{Feq} - \frac{L_m}{L_S}i_{Rq}\right). \quad (5.52)$$

A partir desta equação percebe-se que a corrente que passa pela resistência equivalente do ferro está novamente presente na malha de controle. E de forma análoga ao que foi feito para a malha de corrente do rotor, a parcela de corrente que passa pela resistência equivalente será considerada para a malha de potência reativa do estator usando a mesma relação em (5.47). Com isso, a Figura 5.15 mostra o diagrama de blocos do controle da malha de potência reativa do estator da máquina.

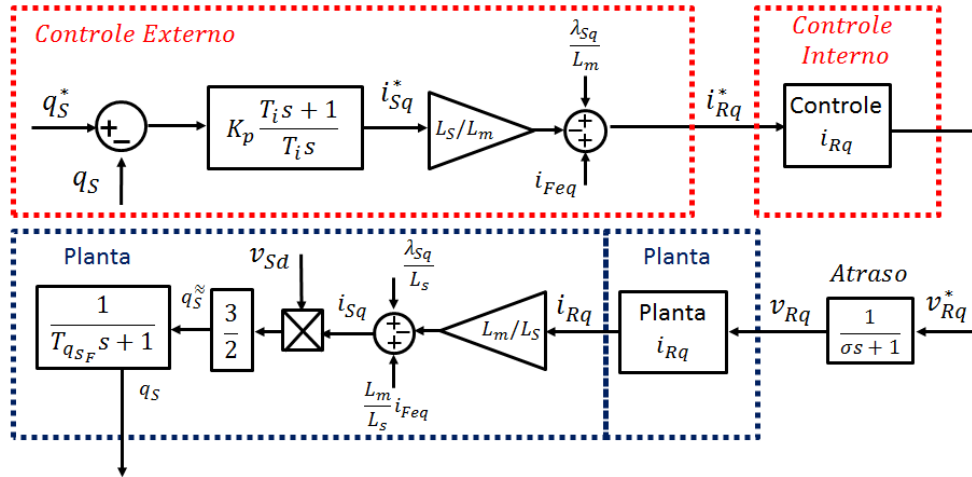


Figura 5.15: Diagrama de blocos representativo da malha de controle da potência reativa do estator.

Com isso, após o desacoplamento devido à corrente do ferro e ao fluxo de magnetização, a função de transferência em malha aberta é definida (5.53). Conforme descrito para o controle da potência reativa do lado da rede, a medição da potência reativa possui ruídos relevantes que resultam em uma queda de desempenho do

controlador. Dessa forma, foi considerado também um filtro de primeira ordem.

$$G_{o_{q_S}}(s) = -K_{p_{q_S}} \frac{T_{i_{q_S}} s + 1}{T_{i_{q_S}} s} \frac{\frac{3}{2} v_{Sd}}{T_{q_{S_F}} s + 1} \frac{1}{2\sigma s + 1}. \quad (5.53)$$

Fazendo a otimização por módulo, o tempo integral do controlador é definidos por:

$$T_{i_{q_S}} = T_{q_{S_F}}, \quad (5.54)$$

consequentemente, ao utilizar a relação encontrada em (B.12) o ganho proporcional do controlador é definido por:

$$K_{p_{q_S}} = \frac{T_{q_{S_F}}}{3v_{Sd}\sigma}. \quad (5.55)$$

5.3.3 Malha de Controle de Torque (T_e)

Em muitos casos a consideração da malha de controle do torque é desconsiderada em acionamentos de máquinas elétricas. Entretanto o uso deste controlador é altamente recomendado no intuito de evitar transientes eletromagnéticos indesejados no eixo da máquina. A não consideração desta malha de controle pode levar a uma diminuição da vida útil da máquina. Segundo [6], o equipamento que mais sofre danos e necessita de reparos constantes neste tipo de topologia é a caixa multiplicadora. Dessa forma, o controle de torque tem como principal objetivo amenizar o estresse mecânico indesejado causado pelas variações abruptas de carga.

A partir da equação de conjugado eletromagnético em (2.20) e considerando o sistema de orientação do controle vetorial obtém-se:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{L_s} (\lambda_{Sd} (i_{Rd} + i_{Fed})). \quad (5.56)$$

Nesse momento é possível também avaliar outra vantagem em se fazer a orientação pela tensão da rede e não pelo fluxo da máquina. Percebe-se que das componentes de corrente que passam na resistência equivalente do ferro, a de quadratura é a que possui a maior magnitude e influência no módulo da corrente. Como o sistema está orientado pela tensão da rede ($\lambda_{Sd} = 0$) a única parcela restante na equação pela influência do ferro foi a corrente de eixo direto que, pelos resultados de simulação para todos os tipos de carga, foi desconsiderada. Para o caso em que o sistema é orientado pelo fluxo, a parcela de quadratura estaria presente na equação e caso não fosse compensada na malha de controle causaria oscilações indesejadas de torque no sistema.

Dessa forma, a Figura (5.16) mostra o diagrama de blocos da malha de controle de torque considerando também as malhas mais internas de controle em cascata

como a de corrente.

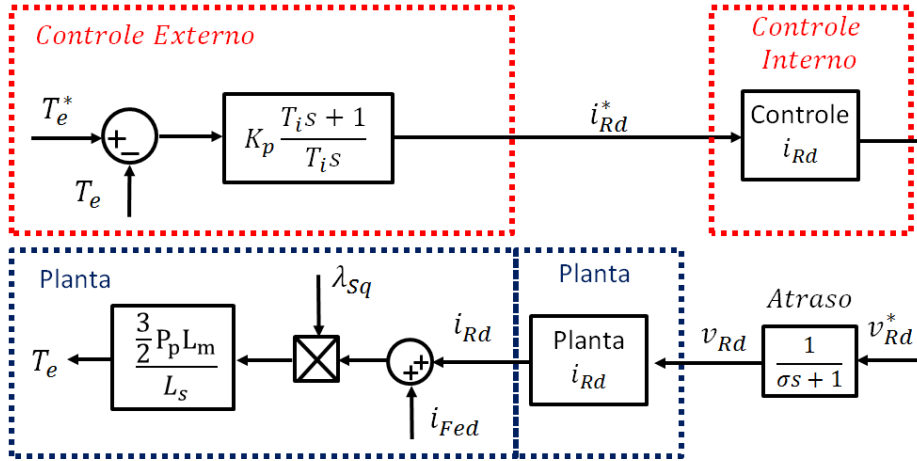


Figura 5.16: Diagrama de blocos representativo da malha de torque.

Como a malha mais interna do controle de corrente foi otimizada pelos ganhos obtidos pela adaptação por módulo, a função de transferência que a representa é igual à apresentada em (5.19). Com isso, a função de transferência em malha aberta que representa a malha de controle de torque no sistema é definida por:

$$G_{oT_e}(s) = K_{pT_e} \frac{T_{i_{T_e}} s + 1}{T_{i_{T_e}} s} \frac{\frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{L_s} \lambda_{Sq}}{2\sigma s + 1}. \quad (5.57)$$

Essa função de transferência não possui a mesma estrutura que as outras malhas de controle presentes até aqui, e por isso não é possível aplicar nenhum tipo de otimização para esta malha. Entretanto os controladores serão dimensionados da forma mais conservadora para que sua resposta seja criticamente amortecida. Para isso, o tempo integral deve ser igual a maior constante de tempo do sistema e o ganho proporcional deve ser menor que o valor do inverso da planta de torque [35]. Neste trabalho o ganho proporcional foi considerado igual a metade do inverso da constante da planta de torque. Com isso, o tempo integral e o ganho proporcional do controlador PI para que tenha um comportamento criticamente amortecido é definida por:

$$T_{i_{T_e}} = 2\sigma, \quad (5.58)$$

$$K_{pT_e} = \frac{1}{3P_p \frac{L_m}{L_s} \lambda_{Sq}}. \quad (5.59)$$

Dessa forma, substituindo os ganhos dos controladores (5.58) e (5.59) em (5.57) a função de transferência da malha de torque é definido por:

$$G_{\sigma T_e}(s) = \frac{1}{4\sigma s}. \quad (5.60)$$

Realizando a realimentação negativa em (5.60) a função de transferência em malha fechada do sistema até a malha de controle de torque é definida por:

$$G_{F_{T_e}}(s) = \frac{1}{4\sigma s + 1}. \quad (5.61)$$

Essa função de transferência será usada mais tarde para o cálculo dos ganhos do controlador de velocidade.

5.3.4 Malha de Controle de Velocidade (ω_{mec})

A malha de controle de velocidade tem como responsabilidade principal fazer o casamento das velocidades do sistema turbina/gerador, extraindo assim a máxima potência mecânica fornecida pela turbina. Além disso, o controle de velocidade tem o papel de limitar a velocidade mínima ou máxima do DFIG em condições atípicas de operação. O sinal de referência da velocidade mecânica do rotor é obtido a partir da posição fornecida pelo sensor de posição acoplado no eixo do gerador.

A malha de controle de velocidade é definida a partir da equação mecânica do movimento definida pela equação (2.21). Por questão de simplicidade, devido ao fato do momento de inércia J ser muito maior que o coeficiente de atrito viscoso d , a planta de velocidade por ser reduzida à seguinte equação:

$$G_{\omega_{mec}}(s) = \frac{1}{Js}. \quad (5.62)$$

Com isso, considerando as malhas de controle mais internas do sistema, como de torque e corrente de eixo direto, a função de transferência em malha aberta do sistema é definido por:

$$G_{\omega_{mec}}(s) = K_{p\omega_{mec}} \frac{T_{i\omega_{mec}} s + 1}{T_{i\omega_{mec}} s} \frac{1}{Js} \frac{1}{4\sigma s + 1}. \quad (5.63)$$

Dessa forma, utilizando às relações encontradas em (B.16) e (B.17), os ganhos da constante de tempo integral e proporcional do controlador de velocidade são definidos por:

$$T_{i\omega_{mec}} = 16\sigma, \quad (5.64)$$

$$K_{p\omega_{mec}} = \frac{J}{8\sigma}. \quad (5.65)$$

Aplicando os ganhos do controlador de velocidade na função de transferência de

malha aberta em (5.63) e realizando a realimentação negativa, a função de transferência em malha fechada do sistema é definida por:

$$G_{F_{\omega_{mec}}}(s) = \frac{16\sigma s + 1}{512\sigma^3 s^3 + 128\sigma^2 s^2 + 16\sigma s + 1}. \quad (5.66)$$

Visto que os problemas mecânicos ocorridos nos sistemas de geração de velocidade variável são fatores que reduzem a confiabilidade do sistema, o comportamento da velocidade mecânica do gerador deve ser o mais suave possível sem que comprometa seu tempo de resposta. Com isso, baseado na teoria simétrica, um filtro de referência de primeira ordem, com constante de tempo $T_{\omega_{mec_F}}$, deve ser aplicado na malha de controle. A fim de compensar a constante de tempo do numerador da função de transferência em (5.66), o filtro de referência de velocidade é definido por:

$$G_{\omega_{mec_F}}(s) = \frac{1}{T_{\omega_{mec_F}} s + 1}, \quad (5.67)$$

em que $T_{\omega_{mec_F}} = 16\sigma$.

A Figura 5.17 mostra o diagrama de blocos da malha de controle de velocidade considerando às malhas internas de torque e corrente de eixo d do sistema.

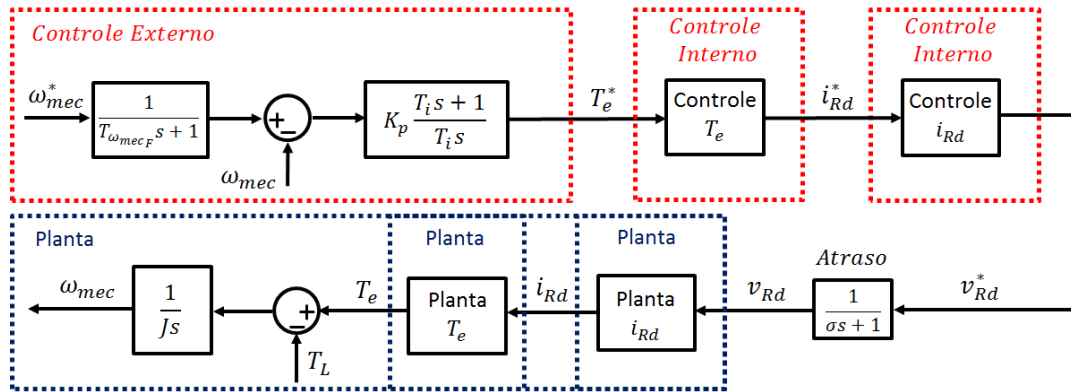


Figura 5.17: Diagrama de blocos representativo da malha de velocidade.

5.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi apresentado o modelo dinâmico do conversor do lado da rede e também do lado do gerador. Foi abordada também a implementação do controle vetorial assim como as vantagens de utilizar a orientação pela tensão da rede. O projeto dos controladores, baseadas nos métodos de Ótimo por Módulo e Ótimo Simétrico, foi apresentado detalhadamente e aplicado para todas as malhas do sistema. Dessa forma, as Figuras 5.18 e 5.19 mostram as estruturas de controle do acionamento dos conversores do lado da rede e do lado do gerador respectivamente.

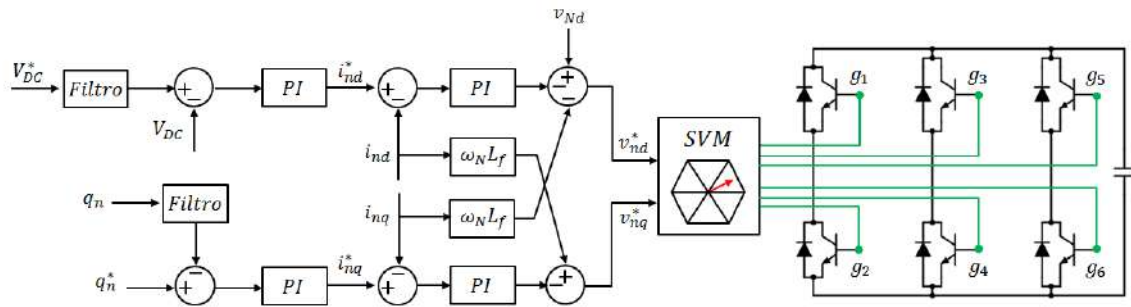


Figura 5.18: Estrutura de acionamento do CLR.

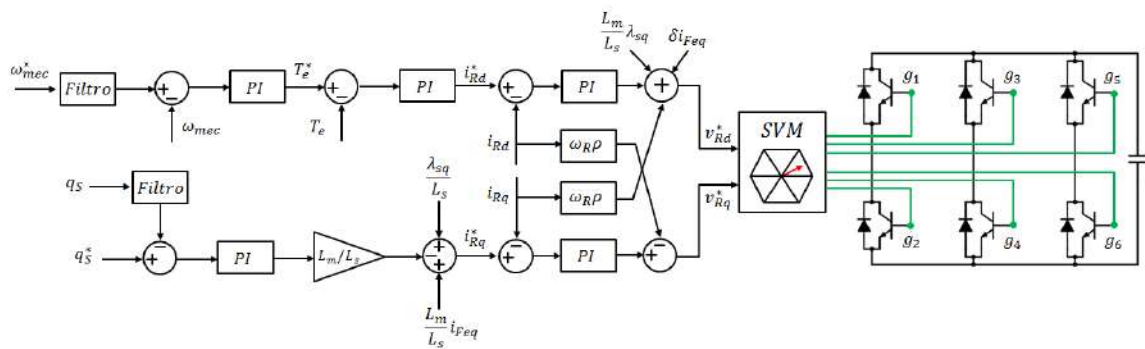


Figura 5.19: Estrutura de acionamento do CLG.

O próximo capítulo tem como objetivo mostrar os resultados de simulação quanto ao comportamento das variáveis controladas perante as perturbações existentes no sistema.

Capítulo 6

Simulações Computacionais

Neste capítulo são apresentados os resultados da simulação computacional para analisar o comportamento dinâmico e em regime permanente de um sistema de geração de velocidade variável utilizando uma máquina de indução duplamente alimentada de 7,5kW. Inicialmente, é apresentado o funcionamento do sistema, mediante as variações de carga, velocidade, reativo e tensão no barramento CC, com o objetivo de analisar o comportamento e a rejeição a perturbações das variáveis de controle apresentadas no Capítulo 5. Após a validação do acionamento dos conversores, é apresentado o comportamento das perdas do gerador e dos conversores de potência quando a estratégia de controle para mitigar as perdas no gerador é acionada. As simulações são desenvolvidas em ambiente de simulação Matlab-Simulink, onde é utilizada a ferramenta *toolbox* SimPowerSystems. A simulação é efetuada em tempo discreto com um *solver* de passo fixo. No intuito de deixar a simulação o mais próxima da realidade, o período de amostragem dos controladores é realizado com um período de amostragem diferente do sistema elétrico simulado. Foi utilizado um período de amostragem de 125μ para os controladores enquanto o passo de solução da simulação foi de $2,5\mu$. Isso se deve ao fato dos processadores utilizados em bancadas experimentais não terem a capacidade de realizar cálculos matemáticos em um intervalo de tempo muito curto.

O principal objetivo destas simulações consiste em mostrar o pleno funcionamento do DFIG em um sistema de geração de velocidade variável e validar por resultados de simulação a redução das perdas no gerador a partir de uma estratégia não convencional de controle.

Tabela 6.1: Parâmetros do sistema elétrico implementado

Grandeza	Valor
Frequência Elétrica (f)	60 Hz
Tensão de Linha CA (V_{LL})	380 V
Tensão no Barramento CC (V_{DC})	720 V
Capacitor do Conversor (C_{DC})	3300 μ F
Indutor de Filtro (L_f)	5 mH
Resistor de Filtro (R_f)	0,35 Ω
Resistor de Pré-Carga (R_{pre})	25 Ω
Frequência de Chaveamento (f_{sw})	2,5 kHz
Passo de simulação numérica (T_s)	2.5 μ s

de tensão e corrente do conversor, os parâmetros do circuito *snubber* das pontes a IGBTs devem ser dimensionados de acordo com o passo de amostragem e parâmetros do sistema. Os parâmetros da capacitância e resistência de *snubber* podem ser determinados pelas equações a seguir [60].

$$C_{snb} < \frac{S_N}{1000 \cdot 2\pi f \cdot V_{LL}^2}, \quad (6.1)$$

$$R_{snb} > 2 \frac{T_s}{C_{snb}}, \quad (6.2)$$

em que C_{snb} é a capacitância de *snubber* (F), R_{snb} é a resistência de *snubber* (Ω), f é a frequência do sistema (Hz), S_N é a potência nominal do conversor (VA) e V_{LL} corresponde à tensão de linha (Vrms). Desta forma, os valores obtidos foram $C_{snb} = 0,1nF$ e $R_{snb} = 500\Omega$.

Conforme detalhado no Capítulo 5, os ganhos dos controladores são baseados na magnitude dos parâmetros intrínsecos do sistema elétrico e da máquina. Dessa forma, substituindo esses parâmetros nas equações referentes aos ganhos do controlador PI (5.12)-(5.13), (5.21)-(5.22), (5.32)-(5.33), (5.49)-(5.50), (5.54)-(5.55), (5.58)-(5.59), (5.64)-(5.65), a Tabela 6.2 mostra os parâmetros do sistema de controle utilizado na simulação numérica.

Na saída dos controladores foi adicionada uma saturação, para garantir que não haja integração numérica quando o controlador está saturado, e a subtração dos sinais de realimentação antes e depois do saturador, para garantir o rápido retorno do controle no instante em que a saturação não está mais presente. Essa estratégia é conhecida como *anti-windup* [56]. A diferença entre esses valores é realimentada e

Tabela 6.2: Parâmetros do sistema de controle utilizado na simulação numérica

Grandeza	Símbolo	Valor
Constante de tempo de atraso	σ	1,33 ms
PI do PLL	$K_{P_{PLL}}$	1,21
	$T_{i_{PLL}}$	0,0053 s
PI do Controle de Corrente CLR	$K_{P_{in}}$	1,88
	$T_{i_{in}}$	0,0143 s
PI do Controle de Potência Reativa da Rede	$K_{P_{qn}}$	0,0064
	$T_{i_{qn}}$	0,008 s
PI do Controle de Tensão CC	$K_{P_{V_{DC}}}$	0,62
	$T_{i_{V_{DC}}}$	0,011 s
Const. do Filtro de Referência da Tensão CC	T_{DC_F}	0,011 s
PI do Controle de Corrente CLG	K_{P_R}	3,37
	T_{i_R}	0,013 s
PI do Controle de Potência Reativa do Estator	$K_{P_{qs}}$	0,0064
	$T_{i_{qs}}$	0,008 s
PI do Controle de Torque	$K_{P_{T_e}}$	0,21
	$T_{i_{T_e}}$	0,0027 s
PI do Controle de Velocidade	$K_{P_{\omega_{mec}}}$	5,625
	$T_{i_{\omega_{mec}}}$	0,0213 s
Const. do Filtro de Referência de Velocidade	$T_{\omega_{mec_F}}$	0,0213 s
Passo da simulação numérica do controle	$T_{Controle}$	125 μ s

multiplicada por um ganho igual ao inverso do ganho proporcional do controlador. A Figura 6.2 mostra a configuração da estratégia de *anti-windup* no controlador.

Durante a inicialização de um sistema DFIG em simulação, deve-se levar em conta uma limitação existente na máquina devida à modelagem. Em sua grande maioria, as máquinas elétricas computacionais são modeladas de modo que a entrada de seus terminais seja alimentada por uma fonte de tensão. Dessa forma, os terminais da máquina em nenhuma hipótese podem estar desconectados de uma fonte de tensão. Esta limitação encontrada na modelagem computacional impede que a sincronização do sistema DFIG em simulação seja feita pelo estator da máquina. Normalmente, em uma bancada experimental, o procedimento de sincronização baseia-se na indução de uma tensão no estator igual à tensão na rede mediante o ajuste do fluxo rotórico.

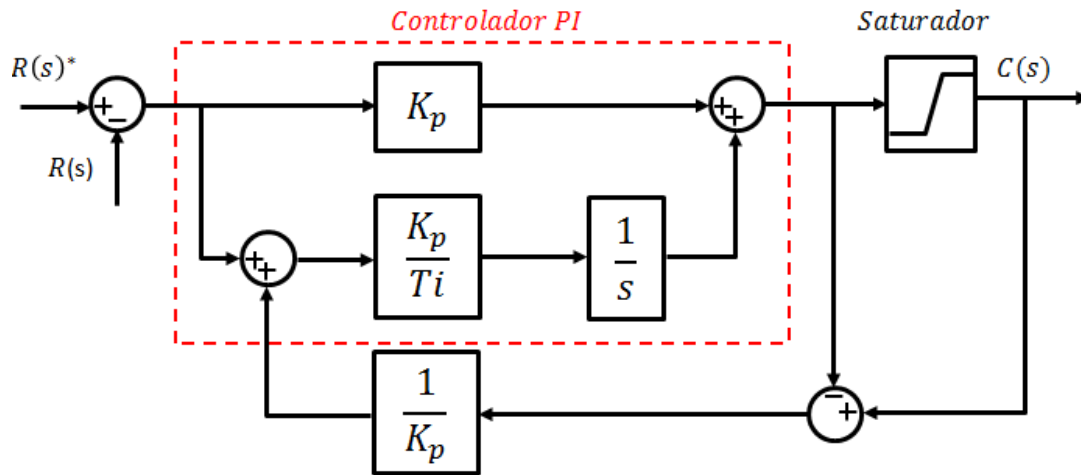


Figura 6.2: Controlador PI utilizando a estratégia de *anti-windup*.

Com isso, para resolver este problema da inicialização da máquina em simulação é usado como artifício fazer a partida direta da máquina pelo estator ao deixar todas as chaves do conversor do lado do gerador bloqueadas. Neste caso, os terminais do rotor estão curto-circuitados devido aos diodos anti-paralelos que garantem a passagem das correntes no circuito do rotor. Na prática este tipo de inicialização do sistema não deve ser feito, pois as elevadas correntes de partida no rotor poderiam danificar o conversor.

6.2 Resultados de Simulação do DFIG

Nesta seção são realizadas as simulações do sistema DFIG no intuito de analisar as variáveis de controle assim como o comportamento do fluxo de potência do sistema conforme apresentado no Capítulo 4. A primeira simulação teve a duração de 14 segundos e durante a mesma várias condições de operação e controle das variáveis são realizadas. Inicialmente, o controle dos dois conversores está desativado com todos os pulsos de comando dos *gates* ajustados em zero. Dessa forma, o circuito dos conversores é representado pelos diodos anti-paralelos dos IGBTs. No instante em que a simulação é inicializada o circuito de pré-carga está ativado no circuito de potência fazendo com que o carregamento de tensão do capacitor ocorra de forma gradual. No instante $t=0,2s$ os resistores de pré-carga são *bypassados* por um contator de potência permitindo que o resto do carregamento da tensão seja realizado pelo retificador a diodo devido à condição de bloqueio das chaves inicialmente. Após a tensão de carregamento do capacitor entrar em regime, no instante $t=0,4s$ é inicializado o acionamento do conversor do lado da rede, controlando assim a tensão do capacitor para a referência de 720V. As Figuras 6.3 e 6.4 mostram a dinâmica da

tensão do elo CC durante toda a simulação e o comportamento do carregamento da tensão do elo junto à resposta do controle no momento em que o CLR é acionado.

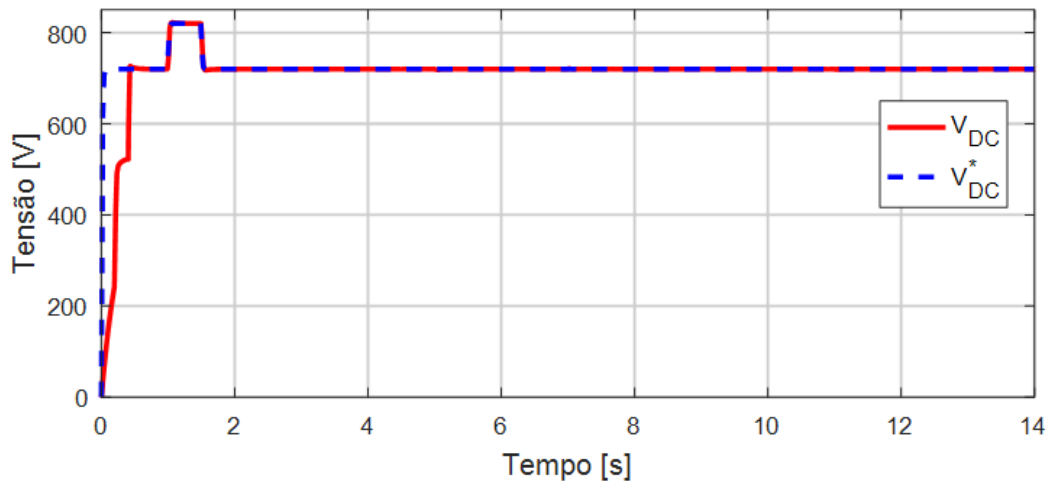


Figura 6.3: Comportamento da tensão no barramento CC durante a simulação.

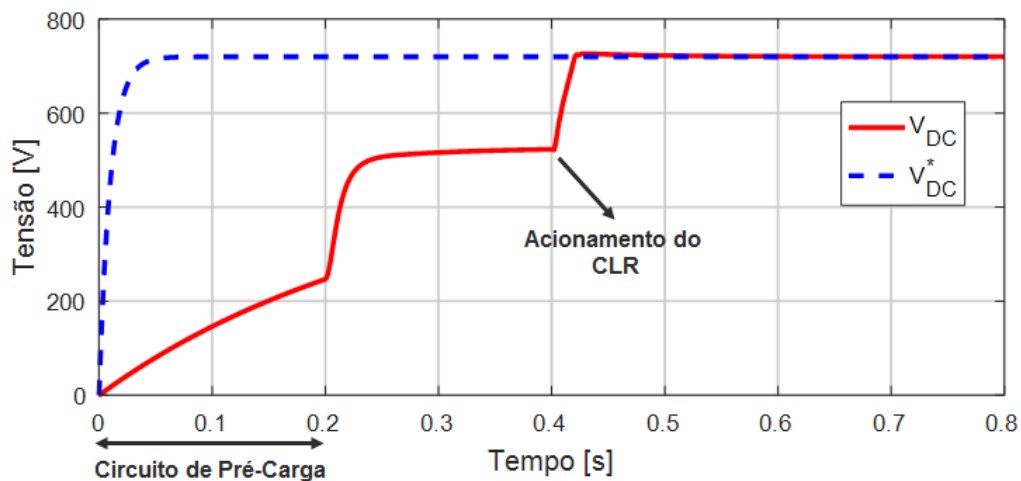


Figura 6.4: Comportamento da tensão no barramento CC durante a inicialização do sistema.

Enquanto o conversor do lado do gerador ainda se encontra desligado, nos instantes $t=1s$ e $t=1,5s$ é realizada a variação da tensão no elo CC para 820V e 720V respectivamente. Desta forma, a resposta a variação de tensão no elo CC pode ser analisada conforme a Figura 6.5.

É possível avaliar o benefício que um filtro de referência inserido na malha de controle de tensão trouxe. Neste caso o sobresinal presente na figura foi de 0,3% sem que o tempo de resposta fosse comprometido. Logo após o controle das referências de tensão no elo, no instante $t=2s$ é feito o acionamento do conversor do lado do gerador para uma velocidade igual a 1715 rpm e no mesmo instante de tempo uma carga

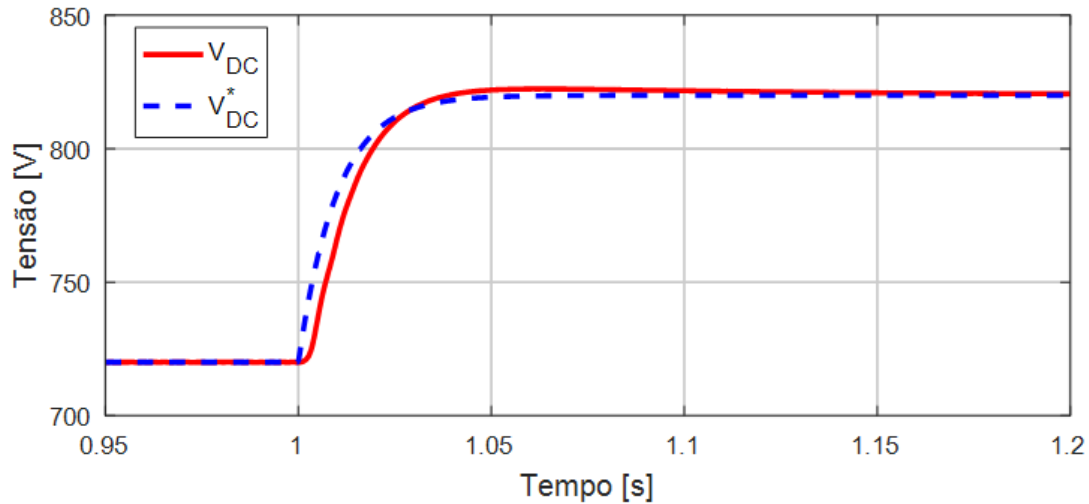


Figura 6.5: Resposta do controle de tensão devido à variação do valor de referência.

mecânica de $-16,6 \text{ Nm}$ (40% do conjugado nominal) é aplicada no eixo. A Figura 6.6 mostra o comportamento da velocidade no gerador durante toda a simulação.

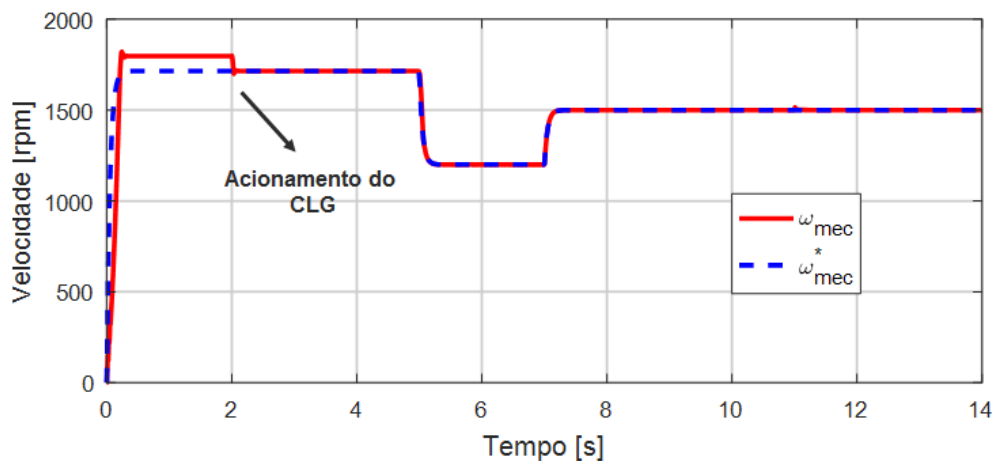


Figura 6.6: Comportamento da velocidade do DFIG durante a simulação.

Na figura é possível perceber a partida direta da máquina até o momento em que o conversor do lado do gerador é acionado. Após o acionamento deste conversor, nos instantes $t=5\text{s}$ e $t=7\text{s}$ é feito o controle da referência de velocidade para 1200 rpm e 1500 rpm respectivamente. Com isso, o comportamento do controle de velocidade na presença de uma carga mecânica, logo após o acionamento do conversor do lado do gerador, é apresentado na Figura 6.7.

De forma análoga ao que foi feito na malha de tensão do elo CC, a malha de velocidade também possui um filtro de referência na saída do sinal de comando. É possível avaliar que mesmo para variações de 30% do valor de referência, a máquina obteve respostas rápidas e sem a presença considerável de um sobressinal. Após

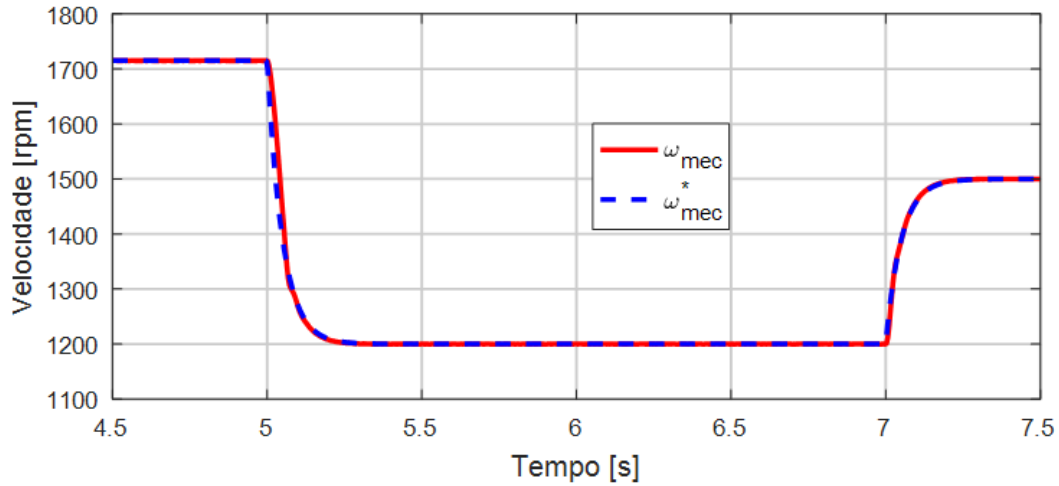


Figura 6.7: Resposta do controle de velocidade devido à variação do valor de referência.

avaliar o desempenho da malha de velocidade, no instante $t=9s$ o controle de reativo do estator é acionado para o valor do reativo ótimo encontrado no Capítulo 4, para que ocorram as perdas mínimas no gerador. Dessa forma as Figuras 6.8 e 6.9 mostram respectivamente o comportamento da variação da potência reativa do estator juntamente com o comportamento das correntes dq do rotor.

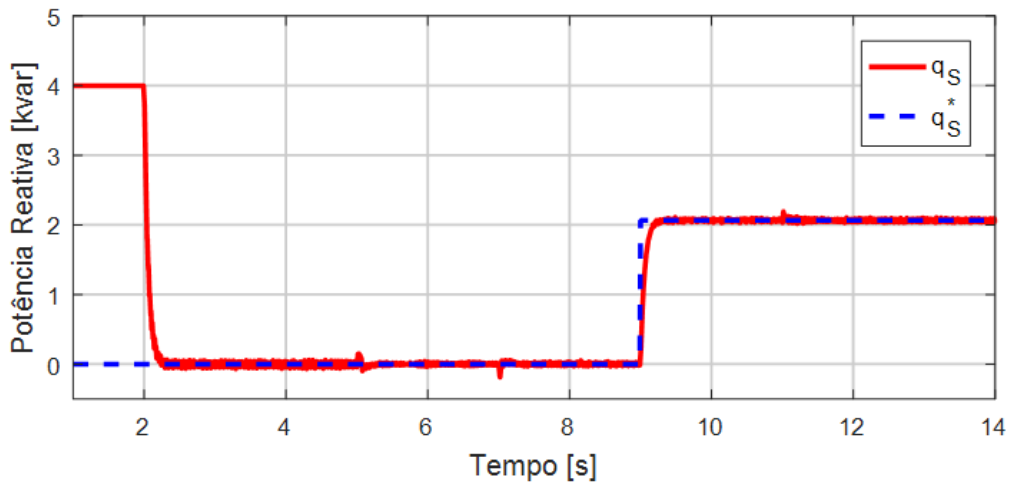


Figura 6.8: Resposta do controle de potência reativa do estator devido à variação do valor de referência.

É possível analisar na Figura 6.9 que mesmo com a variação da corrente de quadratura do rotor, devido à variação de reativo, a corrente de eixo d não sofreu nenhuma perturbação considerável graças ao desacoplamento inserido na malha de controle de corrente. As perturbações existentes na corrente de eixo direto nos instantes $t=5s$, $t=7s$ e $t=11s$ são devidas às variações de velocidade e carga. Da

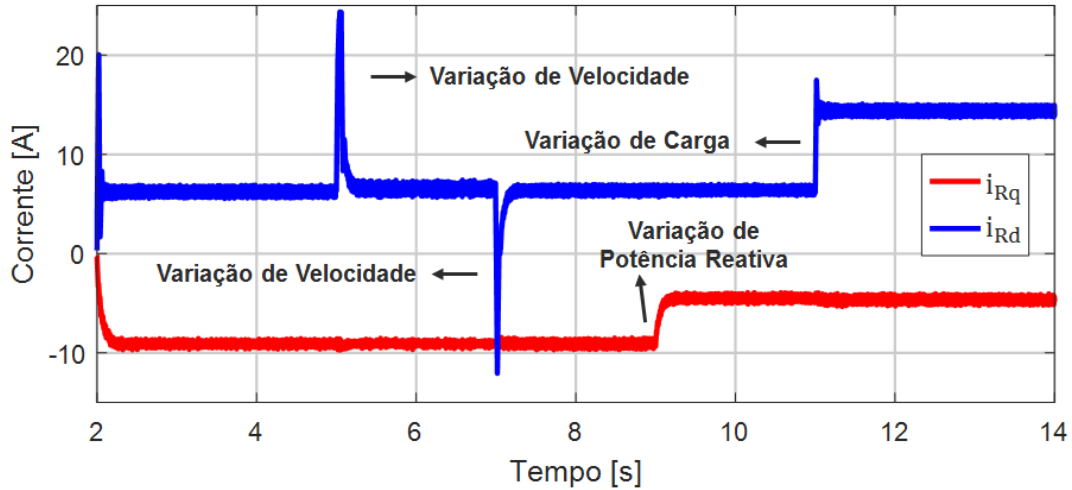


Figura 6.9: Resposta das correntes dq do CLG devido às variações no sistema.

mesma forma, a corrente de eixo q não sofreu nenhuma perturbação considerável mesmo com as variações de potência ativa do sistema.

Visto que o sistema agora está consumindo potência reativa da rede pelo estator da máquina, devido à estratégia de controle para reduzir as perdas no gerador, no instante $t=10s$ o conversor do lado da rede será responsável em compensar a potência reativa no PCC para um fator de potência unitário injetando a mesma quantidade de potência reativa que o estator do gerador está consumindo. Dessa forma, as Figuras 6.10 e 6.11 mostram respectivamente o comportamento da variação da potência reativa do conversor do lado da rede, frente a variação da potência reativa do estator, e o comportamento das correntes dq do CLR.

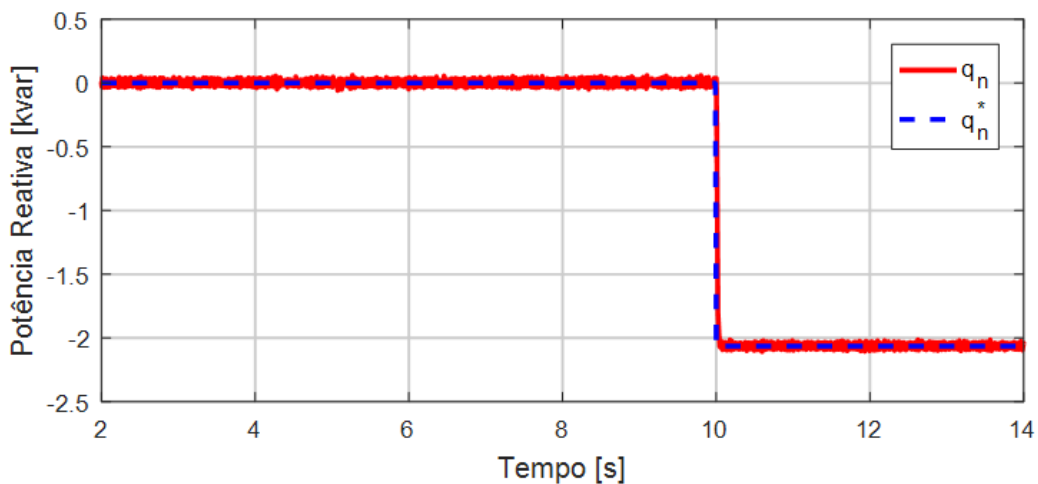


Figura 6.10: Resposta do controle da potência reativa da rede devido à variação do valor de referência.

Da mesma maneira que ocorreu para as correntes dq do rotor, é possível observar

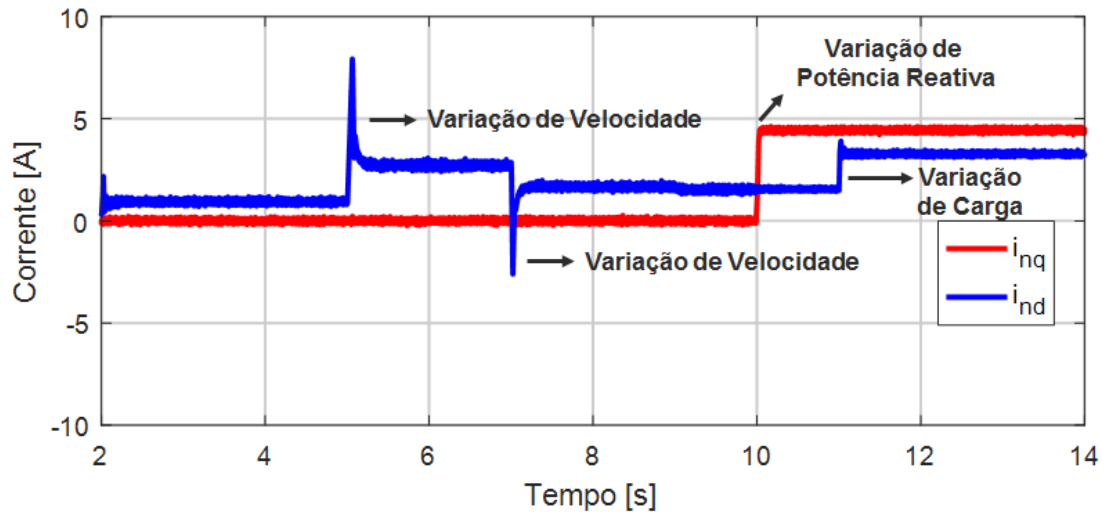


Figura 6.11: Resposta das correntes dq do CLR devido às variações no sistema.

que as correntes do CLR também apresentaram uma boa resposta quanto a rejeição a perturbação devido ao acoplamento natural existente no sistema.

Com quase todas as respostas das malhas de controle apresentadas, no instante $t=11s$ é aplicado um aumento da carga mecânica no eixo da máquina para $-36,6$ Nm (88% do conjugado nominal). Dessa forma, a Figura 6.12 mostra o comportamento do torque eletromagnético do gerador devido às variações de velocidade e carga mecânica.

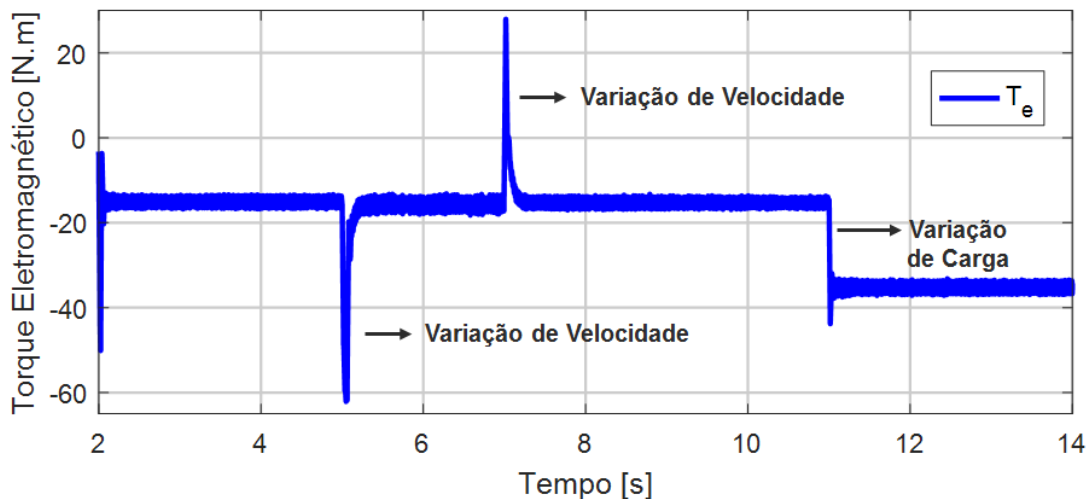


Figura 6.12: Resposta do torque eletromagnético devido às variações no sistema.

Os picos de torque eletromagnéticos presentes na figura são devidos às rápidas variações de velocidade mecânica no eixo decorrentes do projeto dos controladores. Entretanto conforme pode ser visto na Tabela 2.1, a máquina consegue suportar um conjugado máximo de 230% com relação ao torque nominal da máquina por um pequeno período de tempo. Dessa forma, esses picos de conjugado estão dentro do

intervalo permitido pelo fabricante. Caso o usuário queira respostas mais lentas no sistema, a constante de tempo de atraso σ , definida na Tabela 6.2, deve ser alterada para um valor maior.

Após avaliar o controle das variáveis de todas as malhas de controle abordadas no Capítulo 5, as Figuras 6.13 e 6.14 mostram respectivamente as variações dos valores medidos na tensão no elo CC e na velocidade mecânica medida do gerador decorrentes das perturbações ocorridas no sistema.

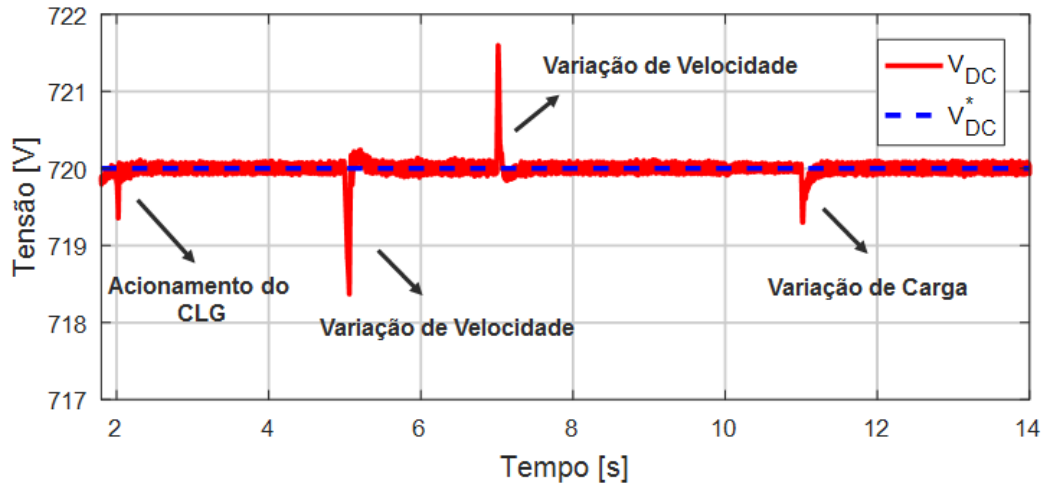


Figura 6.13: Variações na tensão do elo CC decorrentes de perturbações no sistema.

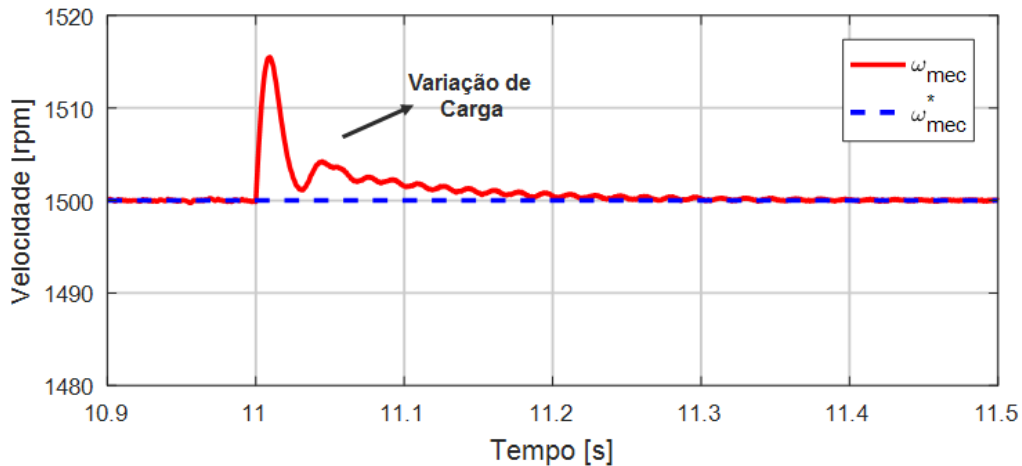


Figura 6.14: Variações na velocidade mecânica decorrentes de perturbações no sistema.

Percebe-se que em ambas as malhas de controle as rejeições das perturbações ocasionadas pelo funcionamento do sistema foram controladas rapidamente sem a ocorrência de grandes variações do valor de referência. Na Figura 6.13 é possível

avaliar que a variação da tensão do elo é provocada somente pelas variáveis relacionadas ao controle de potência ativa do sistema. O máximo valor de pico na tensão CC devido às perturbações apresentou aproximadamente uma diferença de 0,2% do valor de referência, já para a velocidade medida a variação foi de aproximadamente 1%.

Terminada esta primeira análise sobre o controle das variáveis na simulação, a Figura 6.15 mostra o comportamento das correntes trifásicas do circuito do rotor e de estator devido às variações de velocidade, carga e potência reativa.

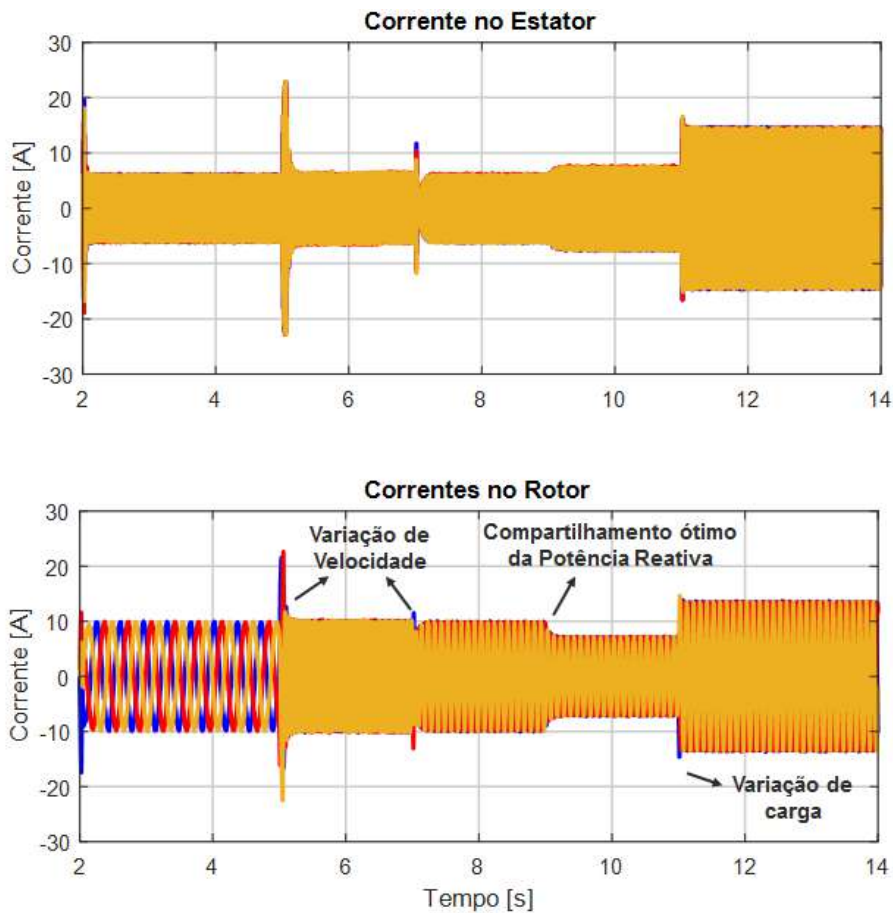


Figura 6.15: Comportamento das correntes trifásicas do estator e do rotor.

É possível observar pela figura que no instante $t=9s$, que corresponde ao momento em que a estratégia de minimização de perdas é acionada, a corrente do rotor diminui de valor enquanto a corrente do estator aumenta visto que agora ambos os circuitos estão contribuindo e compartilhando potência reativa para a magnetização da máquina. Apesar da dinâmica de potência ativa fornecida pela turbina em sistemas eólicos e de PCHs serem mais conservadoras visto o comportamento de vento e da água incidente na tubina, as bruscas variações de velocidade e cargas apresentadas nesta simulação em nenhum dos casos foi apresentado um resultado que violasse alguma restrição do sistema.

A segunda simulação consiste em expor os resultados do comportamento do fluxo de potência ativa do DFIG quando ocorre uma variação do seu modo de operação do estado subsíncrono para o modo supersíncrono. Nesta simulação o DFIG está operando com uma carga mecânica fixa no eixo igual a -15 Nm (36% do conjugado nominal) e velocidade mecânica de referência igual a 1200 rpm. Com isso, no instante $t=3\text{s}$ é feita uma variação gradual da velocidade de referência, neste caso o filtro de referência foi retirado e colocado em seu lugar um bloco rampa, até a velocidade de 2300 rpm. A Figura 6.16 mostra o comportamento do fluxo da potência ativa do rotor mediante a variação da velocidade de operação do gerador.

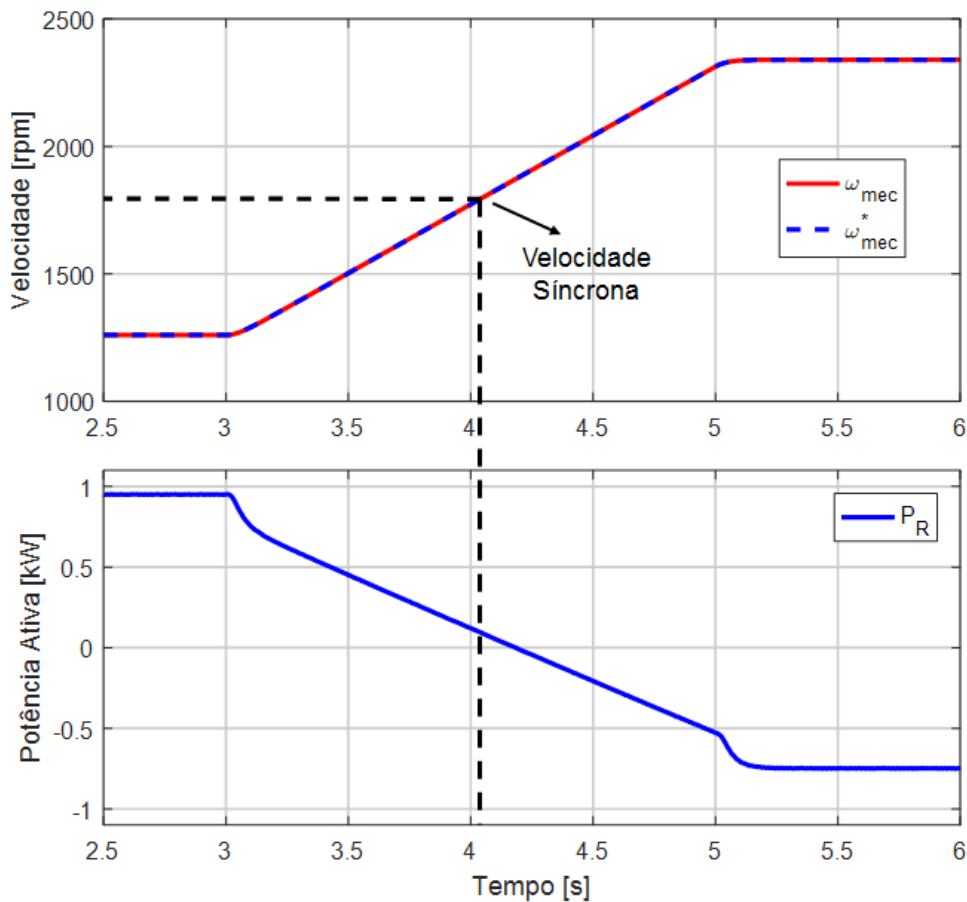


Figura 6.16: Comportamento do fluxo de potência ativa no rotor mediante a variação de velocidade mecânica.

Percebe-se pela figura que no instante em que o gerador atinge a sua velocidade síncrona a potência ativa do rotor está um pouco deslocada para a esquerda devido à presença das perdas elétricas no circuito do rotor conforme foi demonstrado em 4.10. Estas perdas são subtraídas do valor da potência de entreferro gerada pelo rotor reduzindo-a. Caso o sistema fosse ideal sem perdas, no instante que o gerador atingisse sua velocidade síncrona a potência do rotor seria nula. Além disso, é possível avaliar a reversão do fluxo de potência ao analisar o direcionamento das correntes no barramento CC. Dessa forma, a Figura 6.17 mostra a dinâmica e a

mudança de sentido dessas correntes quando ocorre a inversão do fluxo de potência e ao mesmo tempo é possível observar o controle da malha de tensão do elo CC que mantém o balanço energético do sistema ao manter o valor médio da corrente que entra no capacitor igual a zero.

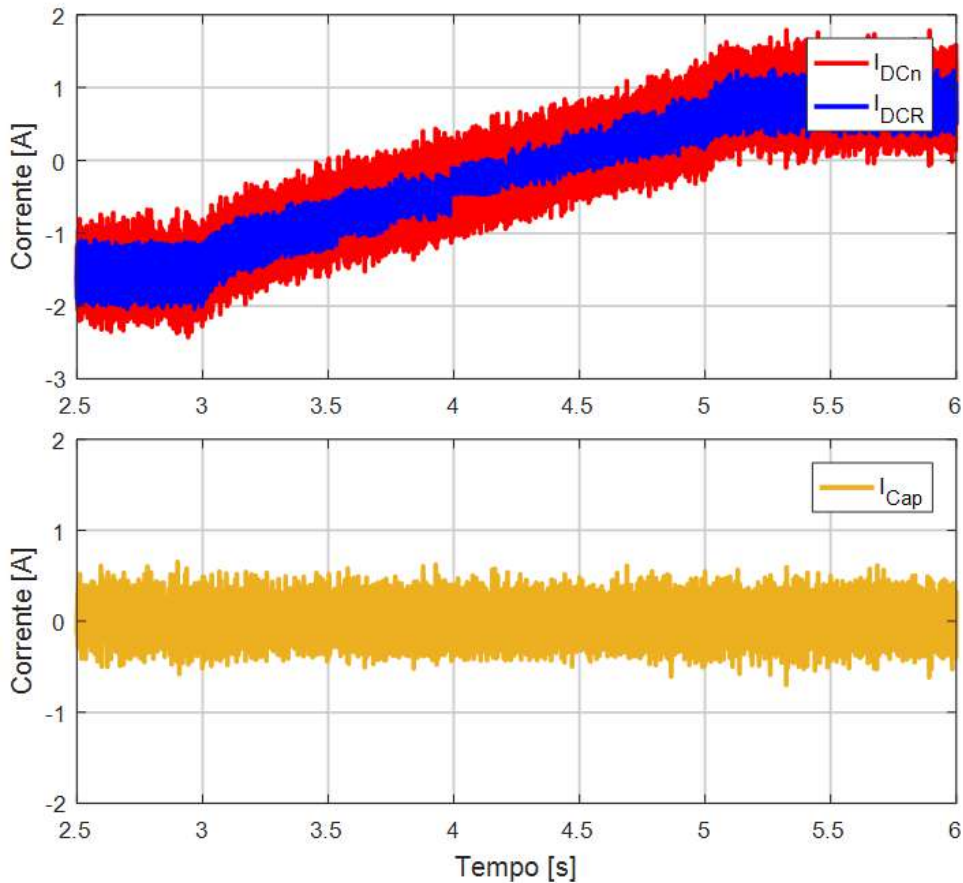


Figura 6.17: Fluxo de corrente no elo CC mediante a variação da velocidade mecânica.

Conforme mostrado na Figura 4.5, a reversão da sequência de fase das correntes do rotor ocorre devido à inversão do ângulo de referência de escorregamento responsável pela orientação do controle vetorial do circuito do rotor. Dessa forma, na Figura 6.18 é possível perceber a inversão do comportamento do ângulo de escorregamento devido à variação da velocidade mecânica do modo subsíncrono para o modo supersíncrono.

Nesta seção os resultados demonstraram o bom desempenho dos controladores e das respostas das variáveis controladas, assim como a comprovação do comportamento do fluxo de potência ativa do DFIG perante os equacionamentos abordados no Capítulo 4.

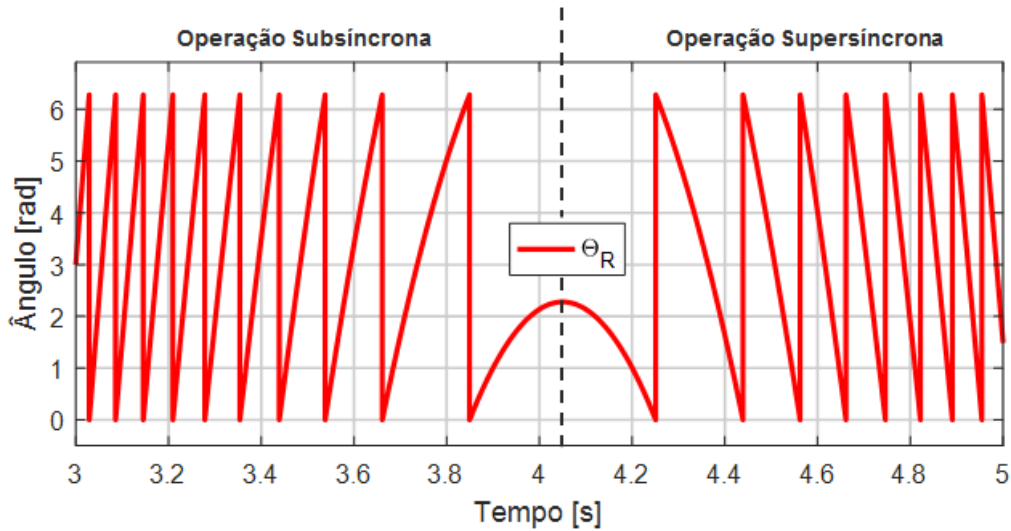


Figura 6.18: Ângulo de escorregamento do rotor devido à variação da velocidade mecânica.

6.3 Análise da Otimização no DFIG

Após a validação e bom funcionamento do sistema de velocidade variável em topologia DFIG, esta seção tem o objetivo de mostrar por resultados de simulação a comparação das perdas no gerador para diferentes cargas quando o sistema está utilizando o controle convencional e quando a estratégia de controle para minimizar as perdas no gerador é ativada. Existem duas estratégias de controle [14] normalmente utilizadas em sistemas de velocidade variável utilizando DFIG. Cada estratégia consiste em qual dos circuitos é o responsável por fazer a magnetização da máquina. Mediante uma revisão de diversos trabalhos e artigos relacionados a este tópico, constatou-se que a estratégia de controle mais frequentemente utilizada realiza a magnetização da máquina pelo circuito do rotor, no intuito de não prejudicar o fator de potência no ponto de conexão com a rede [48, 49, 61].

Para que o sistema de velocidade variável esteja operando da forma mais semelhante possível com relação às curvas de potências em turbinas eólicas e hídricas, foi utilizada uma *lookup table* baseada na curva apresentada na Figura 4.4 para que a turbina forneça o torque mecânico correspondente à velocidade de rotação do gerador.

Com isso, a Figura 6.19 mostra a comparação das perdas devido ao cobre e ao ferro do DFIG quando é acionada a estratégia de controle para minimizar as perdas. No atual cenário a máquina está operando com velocidade mecânica igual a 1000 rpm e fornecendo 750 W para a rede, correspondendo a 10% da potência nominal da máquina.

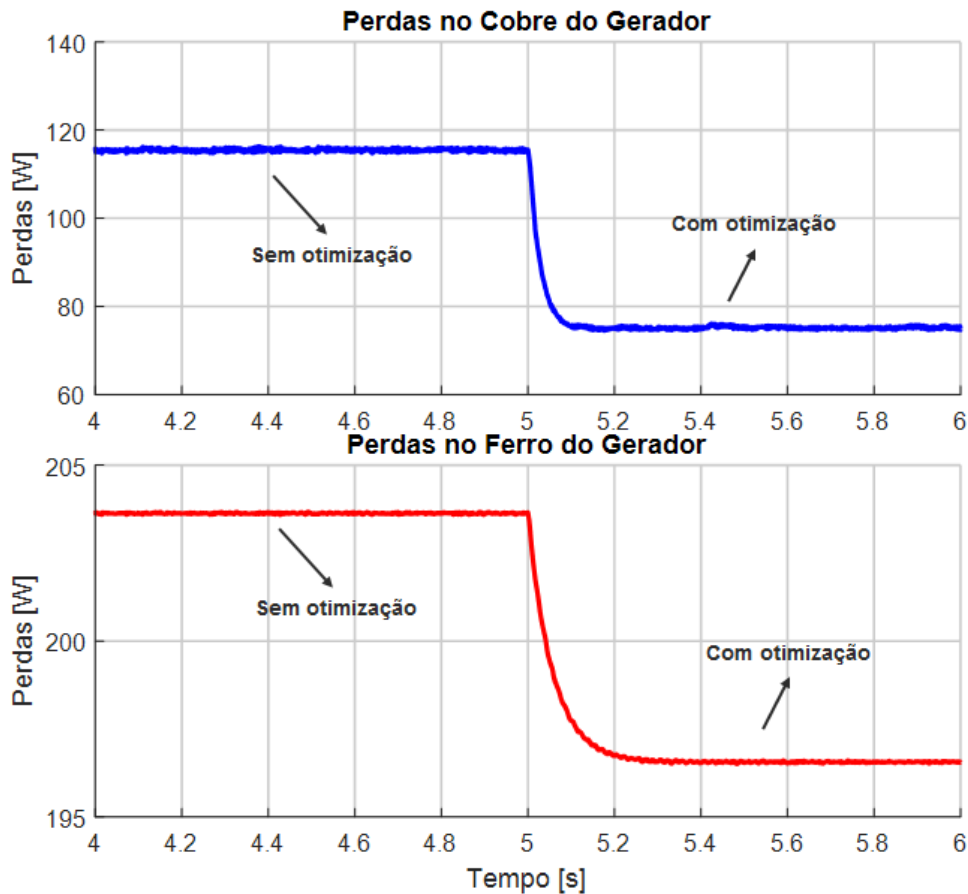


Figura 6.19: Comparação das perdas no cobre e no ferro do DFIG quando a estratégia de minimização de perdas é acionada (Carga Leve).

A figura mostra que no momento em que a otimização é acionada as perdas no cobre são reduzidas de 115,2 W para 75,3 W, uma redução de 34,6%. Já para as perdas no ferro, ocorreu uma redução de 203,6 W para 196,6 W, correspondendo a um decréscimo de 3,4%. Dessa forma, as perdas totais presentes no gerador obtiveram uma redução de 14,7%.

Essa redução considerável das perdas no gerador veio mediante o compartilhamento ótimo da potência reativa na máquina. Como as correntes de eixo q são responsáveis pelo controle da potência reativa nos circuitos do estator e do rotor, a Figura 6.20 mostra o comportamento das correntes de quadratura do estator e do rotor no instante de tempo em que a otimização é acionada.

Apesar das curvas de correntes de quadratura apresentarem praticamente o mesmo valor após a otimização, nada garante que para outros tipos máquinas essa premissa é válida. O dimensionamento da corrente ótima depende de diversos fatores como a tensão de alimentação e os parâmetros elétricos da máquina, que podem variar para diferentes modelos de máquinas.

Apesar das perdas do gerador terem sido consideravelmente reduzidas, existe uma preocupação em avaliar se esta estratégia estaria causando um aumento consi-

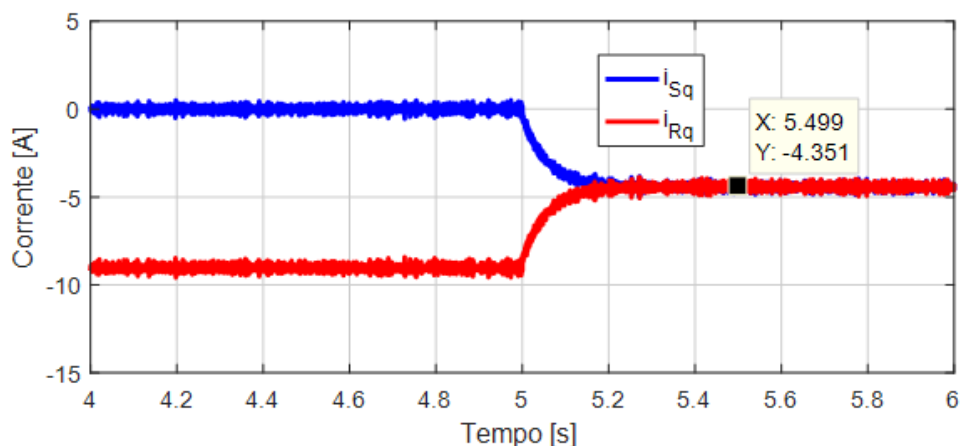


Figura 6.20: Corrente de quadratura do estator e do rotor.

derável das perdas nos conversores. Desta maneira, a Figura 6.21 mostra que mesmo com a utilização da estratégia de otimização das perdas, as perdas totais nos dois conversores para este caso ficaram menores. No gráfico as perdas nos conversores foram reduzidos de 50,15 W para 46,75 W. É importante ressaltar que o fenômeno transitório que ocorre neste gráfico não corresponde fisicamente a realidade visto que o modelo de perdas abordado no Capítulo 3 calcula as perdas dos conversores quando as variáveis se encontram em regime permanente.

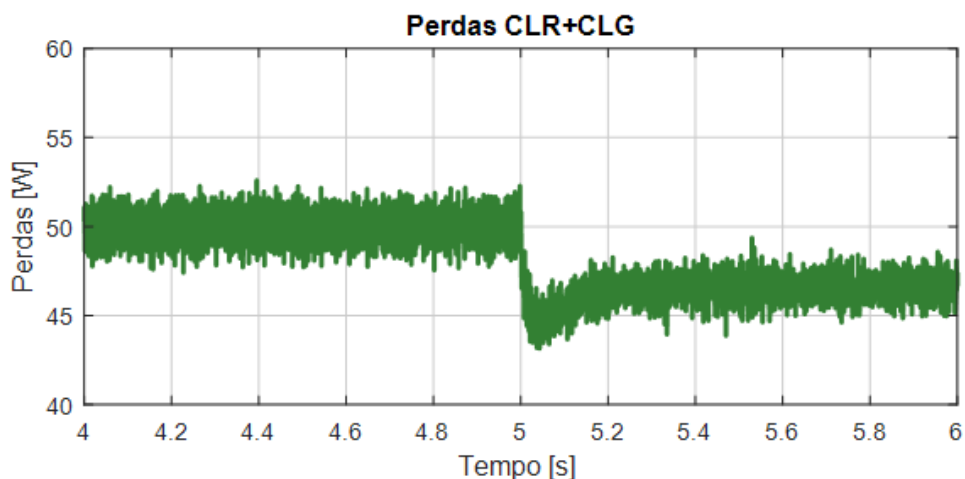


Figura 6.21: Análise das perdas totais no conversor *Back-to-Back* (Carga Leve)

Da mesma forma que foi feita para uma carga leve no gerador, o próximo caso consiste em avaliar as perdas no gerador quando o mesmo está operando a uma velocidade mecânica igual a 1715 rpm e fornecendo 50% da sua potência nominal. Com isso, a Figura 6.22 mostra o comportamento das perdas no gerador quando a estratégia de minimização das perdas é acionada.

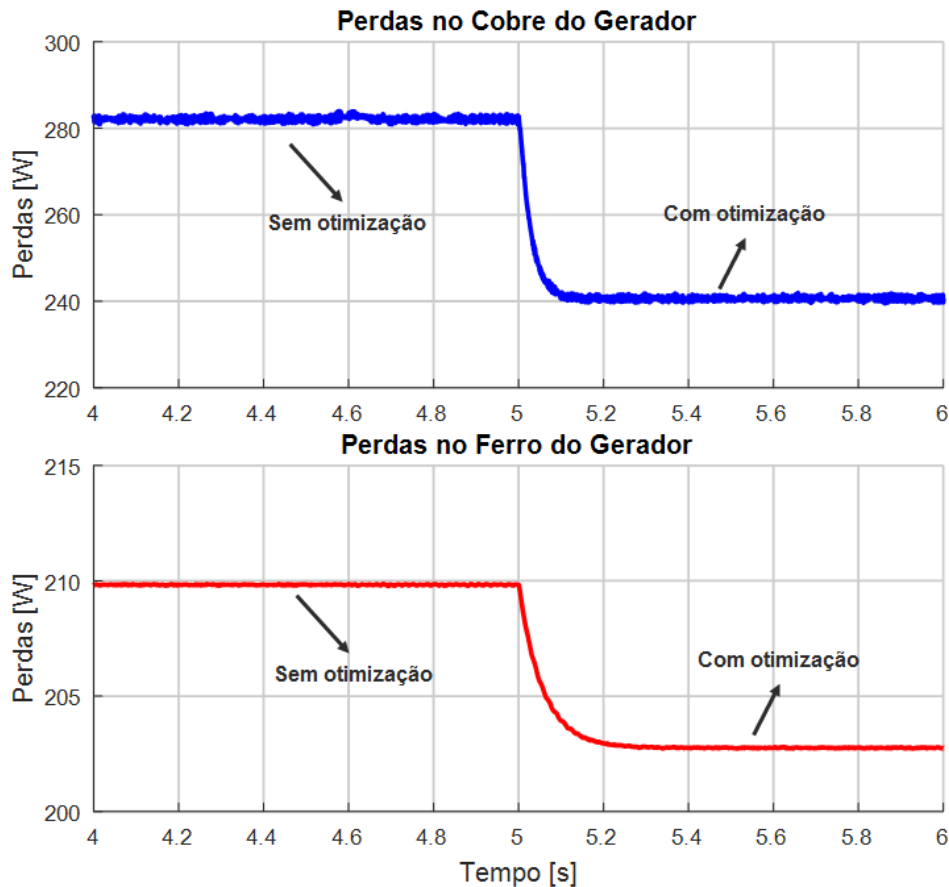


Figura 6.22: Comparação das perdas no cobre e no ferro do DFIG quando a estratégia de minimização de perdas é acionada (Carga Média).

Para uma geração correspondente a 3750W, as perdas no cobre foram reduzidas de 282 W para 240 W, uma redução de 14,9% das perdas proveniente dos enrolamentos da máquina. Com relação às perdas no ferro sua redução foi de 209,8 W para 202,8 W, correspondendo assim a 3,3%. As perdas nos conversores de potência neste caso tiveram um pequeno acréscimo nas perdas subindo de 60,77 W para 62,65 W conforme mostra a Figura 6.23.

Por último, foi feita também uma análise quando o DFIG estivesse operando em sua potência nominal, que corresponde a 7500 W. Neste caso a máquina está operando em uma velocidade mecânica igual a 2160 rpm. A Figura 6.24 mostra o comportamento desta distribuição de perdas no gerador em carga nominal.

Com a máquina operando em sua condição nominal, a redução das perdas no cobre foi de 559,5 W para 515,6 W, uma redução de 7,85% das perdas nos enrolamentos da máquina. Com relação às perdas no ferro, suas perdas foram reduzidas de 215,7 W para 208,6 W, obtendo assim um ganho percentual de 3,2%. Com relação às perdas nos conversores, as perdas totais obtiveram um acréscimo de 78,76 W para 81,37 W conforme observado na Figura 6.25.

Percebe-se pelos resultados que a margem do ganho percentual vai aumentando

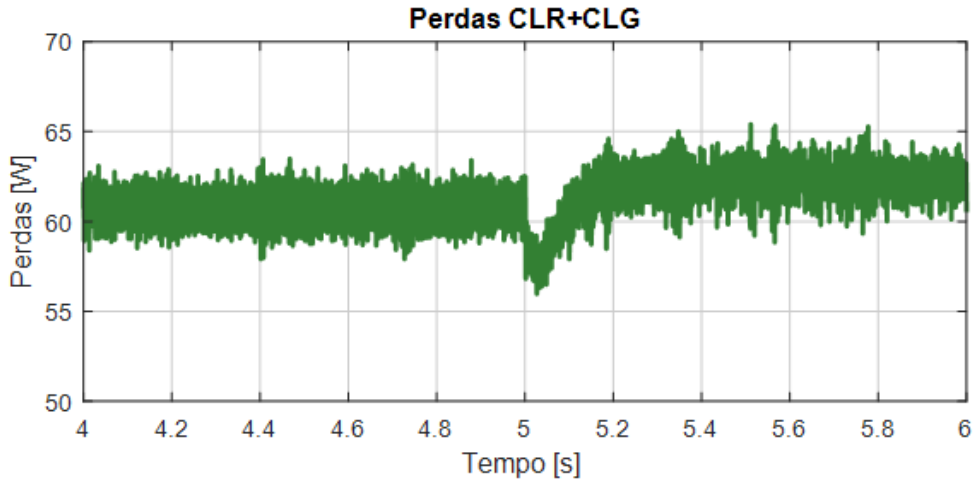


Figura 6.23: Análise das perdas totais no conversor *Back-to-Back* (Carga Média)

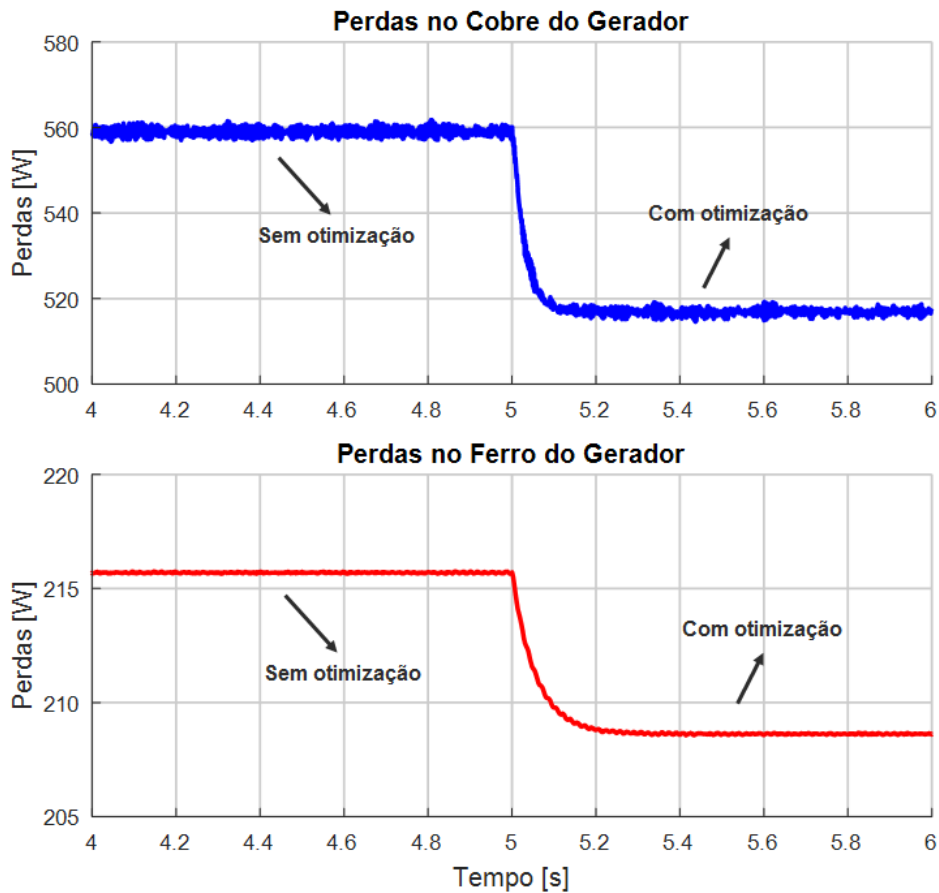


Figura 6.24: Comparação das perdas no cobre e no ferro do DFIG quando a estratégia de minimização de perdas é acionada (Carga Pesada).

na medida em que a potência ativa fornecida pela máquina vai decrescendo. Como existe uma intermitência considerável na geração da energia pelos ventos, o aumento percentual da eficiência em um parque eólico seria bastante significativo para baixas velocidades de vento. Com isso, após mostrar a redução das perdas no DFIG devido

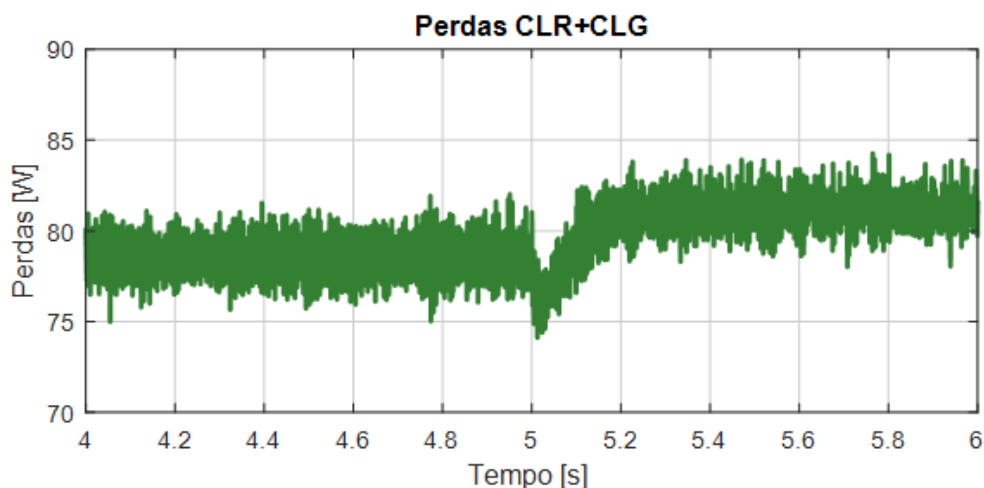


Figura 6.25: Análise das perdas totais no conversor *Back-to-Back* (Carga Pesada).

à otimização, a Figura 6.26 mostra a comparação das perdas totais com relação às estratégias de controle que são utilizadas em várias condições de operação.

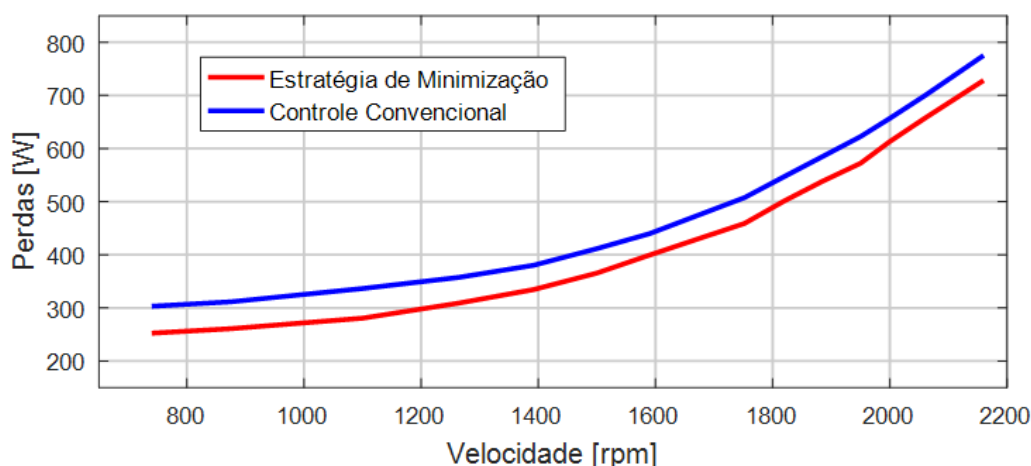


Figura 6.26: Comparação das perdas totais no gerador para vários pontos de operação/velocidades.

Com relação aos conversores, fica evidente que apesar da utilização desta estratégia de controle, o acréscimo de perdas não é significativo visto que no momento em que o conversor do lado do gerador deixa de realizar toda a magnetização da máquina pelo rotor suas perdas diminuem, em contrapartida o conversor do lado da rede começa a compensar toda a potência reativa gerado pelo circuito de estator aumentando as suas perdas. O comportamento das perdas no conversor para vários casos de operação pode ser visto na Figura 6.27.

Percebe-se pela figura que as perdas nos conversores utilizando a estratégia de controle proposta são menores que pelo controle convencional quando o gerador está

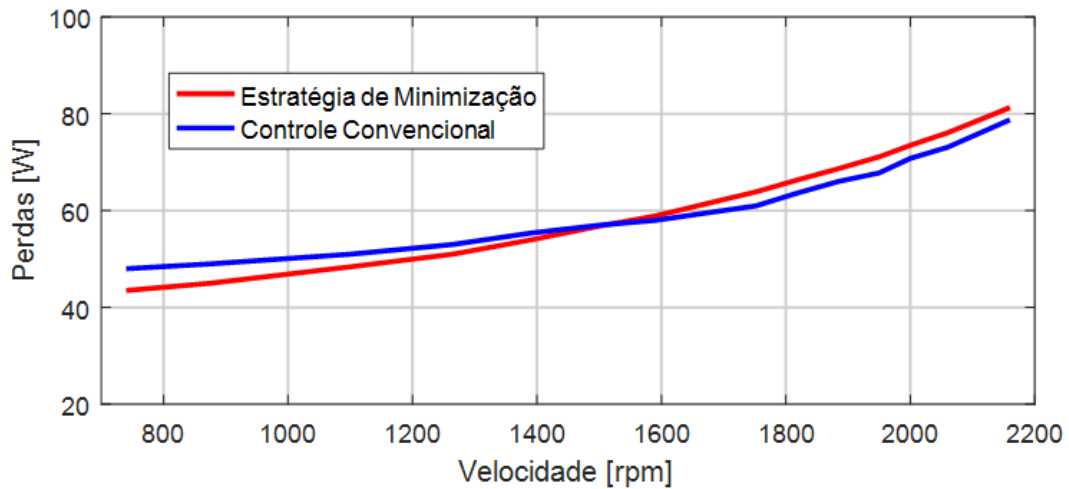


Figura 6.27: Compara\u00e7\u00e3o da perda total no conversor para v\u00e1rios pontos de opera\u00e7\u00e3o/velocidades.

operando em baixas cargas. J\u00e1 no momento em que o gerador est\u00e1 operando com cargas mais elevadas ocorre uma invers\u00e3o do comportamento onde as perdas nos conversores ficam maiores ao utilizar a nova estrat\u00e9gia de controle. Entretanto, a diferen\u00e7a relativa das perdas nos conversores, independente da opera\u00e7\u00e3o do gerador, n\u00e3o chama muito a aten\u00e7\u00e3o. A maior diferen\u00e7a relativa das perdas, que ocorre para baixas cargas, foi de aproximadamente 10%.

Dessa forma ao combinar ambos os resultados, a Figura 6.28 mostra o comportamento das perdas totais do sistema gerador/conversor quando ambas as estrat\u00e9gias de controle s\u00e3o utilizadas.

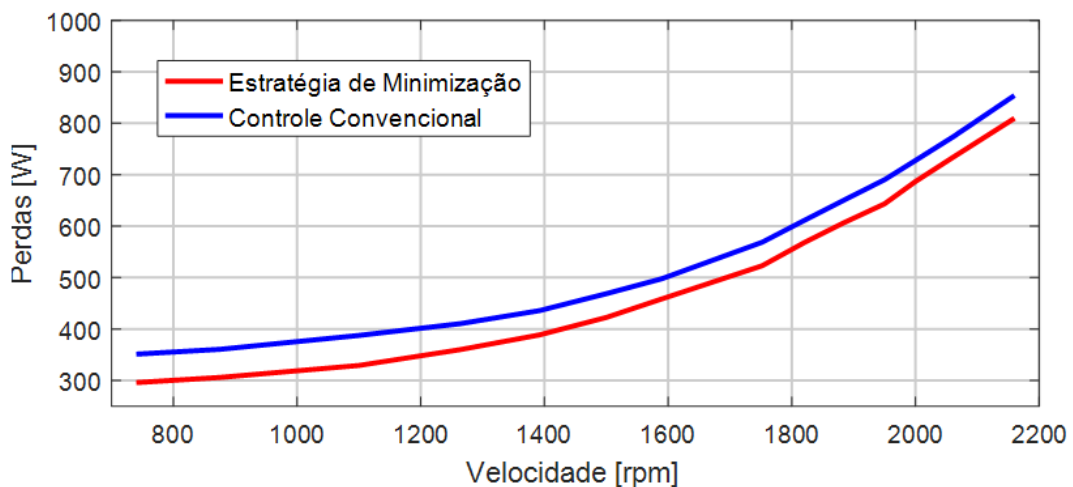


Figura 6.28: Compara\u00e7\u00e3o da perda total do sistema gerador/conversor para v\u00e1rios pontos de opera\u00e7\u00e3o/velocidade.

6.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo apresentou-se a modelagem e as configurações de um sistema de geração de velocidade variável implementado em ambiente de simulação Matlab/Simulink. A partir deste modelo foram obtidos resultados de simulação que comprovaram o comportamento desta topologia de acordo com a teoria apresentada neste trabalho. Os desempenhos dos controladores foram testados mediante as diversas variações decorrentes durante a simulação. Por fim, foi exposta a redução das perdas tanto no cobre quanto no ferro do gerador após a implementação da estratégia de minimização de perdas. Ficou evidente que mesmo com o uso desta estratégia as perdas nos conversores não sofreram um aumento percentual significativo que pudesse inviabilizar esta nova estratégia. Percebe-se que para sistemas onde a intermitência é um problema, os resultados demonstraram que a redução de perdas em baixas cargas, em termos de percentual, foi muito maior do que para o caso de cargas mais elevadas.

Capítulo 7

Conclusão e Trabalhos Futuros

7.1 Conclusão

O trabalho analisou a redução das perdas de uma máquina de indução duplamente alimentada considerando as perdas no ferro a partir do compartilhamento ótimo de reativo dos circuitos de rotor e estator da máquina. Para que o estudo pudesse ser realizado, foi necessário fazer a elaboração de um modelo computacional do DFIG que considerasse uma resistência equivalente do ferro no ramo de magnetização da máquina conforme abordado no Capítulo 2.

A estratégia de controle para minimizar as perdas no gerador foi mostrada e validada no Capítulo 4 por resultados de simulação que comprovaram o equacionamento matemático detalhado da corrente ótima de quadratura da máquina que leva às perdas mínimas no gerador. Após a comprovação da existência de um valor de potência reativa que leva às perdas mínimas no gerador, ficou evidente, após as análises para vários casos de geração, que os ganhos de eficiência com relação às perdas são ainda mais acentuados quando a máquina está operando em baixas cargas. Desta maneira, essa estratégia de controle é altamente recomendável em sistemas de geração em que exista uma intermitência considerável da potência mecânica na turbina.

Foi avaliado também que a utilização da nova estratégia de controle não levou em nenhum momento a um aumento significativo das perdas dos conversores que foram calculados a partir do modelo de perdas implementado e abordado no Capítulo 3. Essa neutralidade quanto às perdas nos conversores consegue ser facilmente entendida no momento em que, quando o CLG deixa de fornecer parte da potência de magnetização da máquina, o CLR que estava com seu controle de reativo praticamente zerado passa a entrar em operação para compensar a potência reativa que o estator estaria consumindo da rede. Além disso, neste trabalho foi considerado o caso mais conservador para o sistema visto que não foi feito o uso de um capacitor de

filtro normalmente presente. Assim, além do CLG diminuir suas perdas mediante a nova estratégia de controle, o CLR neste momento iria contribuir parcialmente para a correção do fator de potência visto que o capacitor de filtro estaria também fornecendo parte de potência reativa para o sistema.

Foi apresentado e comprovado também o comportamento e a controlabilidade do DFIG para um sistema de velocidade variável utilizando um conversor bidirecional que permite o fluxo de potência ativa e reativa em ambas as direções. O controle vetorial aplicado em ambos os conversores demonstrou bons resultados quanto às variáveis controladas visto o bom dimensionamento e os projetos dos controladores a partir dos métodos de controle Ótimo por Módulo e Ótimo Simétrico apresentados no Capítulo 5.

7.2 Trabalhos Futuros

Devido ao fato dos controladores dependerem diretamente dos parâmetros da máquina e do sistema elétrico, quando a mesma está em operação contínua, esses parâmetros físicos tendem a ter seus valores modificados, devido ao aumento da temperatura, reduzindo assim a eficácia do controle. Além do que, tanto para o cálculo da potência reativa ótima do estator quanto para o dimensionamento dos ganhos dos controladores do sistema, ambos estão diretamente acoplados e correlacionados com os parâmetros elétricos do sistema que estão sujeitos a constantes variações com o tempo. Para reduzir este problema, é proposto como trabalho futuro incorporar na estratégia de controle um algoritmo de estimação linear que permita atualizar e modificar os valores dos parâmetros físicos do sistema em tempo real devido a variações de temperatura, para que o alto desempenho do controle vetorial seja mantido.

Dessa forma, como outra proposta de trabalho futuro pretende-se aplicar e comprovar experimentalmente essa estratégia de controle através da construção de uma bancada experimental em laboratório. Além disso, deve-se também aprimorar novos estudos com relação à investigação de um ponto mínimo de perdas sobre o sistema DFIG como um todo a partir do compartilhamento mútuo da potência reativa de ambos os conversores. Eventualmente pode-se analisar também a influência da redução da magnetização para cargas leves.

Referências Bibliográficas

- [1] MME. “Balanço de Energia Útil BEU 2005”, *Ministério de Minas e Energia*, Ministério de Minas e Energia - BEU 2005,2005. Brasília/DF.
- [2] MEDEIROS, D. M. “O Etanol E O Petroleo No Processo De Inserção Internacional do Brasil No Governo Lula”, *II Simpósio de Pós-Graduação em Relações Internacionais do Programa "San Tiago Dantas"*, II Simpósio de Pós-Graduação em Relações Internacionais do Programa "San Tiago Dantas", 2009.
- [3] ANEEL. “Banco de Informações de Geração.” <http://www.aneel.gov.br>, <http://www.aneel.gov.br>, 2008.
- [4] REN21. “Technical report, Renewable Energy Policy Network for the 21st Century”, *Renewables 2015 global status report*, Renewables 2015 global status report, 2015.
- [5] WEC. “Technical report, World Energy Council, 2015”, *Charting the upsurge in global hydropower development 2015*, Charting the upsurge in global hydropower development, 2015.
- [6] POLINDER, H., FERREIRA, J. A., JENSEN, B. B., et al. “Trends in Wind Turbine Generator Systems”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 3, pp. 174–185, Sept 2013. ISSN: 2168-6777. doi: 10.1109/JESTPE.2013.2280428.
- [7] MONTEZANO, B. “As energias solar e eólica no Brasil”, *Centro de Pesquisas de Energia Elétrica- CEPTEL*, v. 1, n. 2, pp. –, 2010.
- [8] MULLER, S., DEICKE, M., DONCKER, R. W. D. “Doubly fed induction generator systems for wind turbines”, *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 8, n. 3, pp. 26–33, May 2002. ISSN: 1077-2618. doi: 10.1109/2943.999610.

- [9] HANSEN, L. H., HELLE, L., BLAABJERG, F., et al. *Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines*. Relatório técnico, 2002.
- [10] SYED, R. R. “Doubly Fed Induction Machine for use in Mini-Hydro Power Plants”. 2015.
- [11] HANSEN, A. D., HANSEN, L. H. “Wind turbine concept market penetration over 10 years (1995–2004)”, *Wind energy*, v. 10, n. 1, pp. 81–97, 2007.
- [12] NAKRA, H. L., DUBE, B. “Slip power recovery induction generators for large vertical axis wind turbines”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 3, n. 4, pp. 733–737, Dec 1988. ISSN: 0885-8969. doi: 10.1109/60.9346.
- [13] CHEN, Z., GUERRERO, J. M., BLAABJERG, F. “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 8, pp. 1859–1875, Aug 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2017082.
- [14] ABAD, G., LOPEZ, J., RODRIGUEZ, M., et al. *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*, v. 85. John Wiley & Sons, 2011.
- [15] SERRANO-GONZÁLEZ, J., LACAL-ARÁNTEGUI, R. “Technological evolution of onshore wind turbines—a market-based analysis”, *Wind Energy*, 2016.
- [16] MADAWALA, U. K., GEYER, T., BRADSHAW, J. B., et al. “Modeling and analysis of a novel variable-speed cage induction generator”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 2, pp. 1020–1028, 2012.
- [17] MÁRQUEZ, J., MOLINA, M., PACAS, J. “Dynamic modeling, simulation and control design of an advanced micro-hydro power plant for distributed generation applications”, *International journal of hydrogen energy*, v. 35, n. 11, pp. 5772–5777, 2010.
- [18] CHEN, Z., SPOONER, E. “A modular, permanent-magnet generator for variable speed wind turbines”. In: *1995 Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 412)*, pp. 453–457, Sep 1995. doi: 10.1049/cp:19950913.
- [19] CHEN, Z., SPOONER, E. “Grid power quality with variable speed wind turbines”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 16, n. 2, pp. 148–154, Jun 2001. ISSN: 0885-8969. doi: 10.1109/60.921466.

- [20] DING, K. “The Rare Earth Magnet Industry and Rare Earth Price in China”. In: *EPJ Web of Conferences*, v. 75, p. 04005. EDP Sciences, 2014.
- [21] DE VASCONCELOS, C. H. S. *ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADA EM CASCATA*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015.
- [22] LI, H., CHEN, Z. “Overview of different wind generator systems and their comparisons”, *IET Renewable Power Generation*, v. 2, n. 2, pp. 123–138, June 2008. ISSN: 1752-1416. doi: 10.1049/iet-rpg:20070044.
- [23] MUTSCHLER, P., HOFFMANN, R. “Comparison of wind turbines regarding their energy generation”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, v. 1, pp. 6–11. IEEE, 2002.
- [24] CHOI, J.-W., CHUNG, D.-W., SUL, S.-K. “Implementation of field oriented induction machine considering iron losses”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC'96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*, v. 1, pp. 375–379. IEEE, 1996.
- [25] KRINGS, A. “Iron losses in electrical machines-Influence of material properties, manufacturing processes, and inverter operation”, 2014.
- [26] AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*, v. 31. John Wiley & Sons, 2007.
- [27] KRAUSE, P. C., WASYNCZUK, O., SUDHOFF, S. D., et al. *Analysis of electric machinery and drive systems*, v. 75. John Wiley & Sons, 2013.
- [28] MITRAN, I.-A., BITOLEANU, A., LINCĂ, M. “Induction motor parameters determination for iron losses analysis”. In: *Applied and Theoretical Electricity (ICATE), 2012 International Conference on*, pp. 1–6. IEEE, 2012.
- [29] FERREIRA, A. C. “Notas de Aula: Modelo Matemático para Máquinas de Indução Trifásicas”. 2008.
- [30] MOULAHOU, S., TOUHAMI, O., IBTIOUEN, R., et al. “Induction machine modeling with saturation and series iron losses resistance”. In: *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, v. 2, pp. 1067–1072. IEEE, 2007.
- [31] FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, C., UMANS, S. D., et al. *Electric machinery*, v. 5. McGraw-Hill New York, 2003.

- [32] BOSE, B. “Power Electronics and AC Drives”, *Englewood, NJ: Prentice-Hall*, v. 2, 1986.
- [33] KUNDUR, P., BALU, N. J., LAUBY, M. G. *Power system stability and control*, v. 7. McGraw-hill New York, 1994.
- [34] CHAPMAN, S. *Electric machinery fundamentals*. Tata McGraw-Hill Education, 2005.
- [35] RABELO, B. *Optimal Reactive Power Sharing with the Doubly-Fed Induction Generators in Wind Turbines*. Shaker, 2010.
- [36] RASHID, M. H. *Power electronics: circuits, devices, and applications*. Pearson Education India, 2009.
- [37] BOSE, B. K. “Power electronics and variable frequency drives”. 1997.
- [38] VAN DER BROECK, H. W., SKUDELNY, H.-C., STANKE, G. V. “Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors”, *IEEE transactions on industry applications*, v. 24, n. 1, pp. 142–150, 1988.
- [39] BIERHOFF, M. H., FUCHS, F. W. “Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, v. 4, pp. 2836–2842. IEEE, 2004.
- [40] INNOVATION, S. “Service.(Sep. 2010) Semisel-simulation software version 3.1.1.3” . .
- [41] MA, K., BAHMAN, A. S., BECZKOWSKI, S., et al. “Complete loss and thermal model of power semiconductors including device rating information”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 5, pp. 2556–2569, 2015.
- [42] KOLAR, J. W., ERTL, H., ZACH, F. C. “Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 6, pp. 1063–1075, 1991.
- [43] CASANELLAS, F. “Losses in PWM inverters using IGBTs”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, v. 141, n. 5, pp. 235–239, 1994.
- [44] WINTRICH, A., NICOLAI, U., REIMANN, T., et al. “Application manual power semiconductors”. ISLE, 2011.

- [45] VICATOS, M., TEGOPOULOS, J. “Steady state analysis of a doubly-fed induction generator under synchronous operation”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 4, n. 3, pp. 495–501, 1989.
- [46] XU, X., DE DONCKER, R., NOVOTNY, D. W. “A stator flux oriented induction machine drive”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC’88 Record., 19th Annual IEEE*, pp. 870–876. IEEE, 1988.
- [47] DE DONCKER, R. W. “Field-oriented controllers with rotor deep bar compensation circuits [induction machines]”, *IEEE transactions on industry applications*, v. 28, n. 5, pp. 1062–1071, 1992.
- [48] ABO-KHALIL, A. G., PARK, H.-G., LEE, D.-C., et al. “Loss minimization control for doubly-fed induction generators in variable speed wind turbines”. In: *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 1109–1114. IEEE, 2007.
- [49] ZHANG, B., HU, W., CHEN, Z. “Loss minimizing operation of doubly fed induction generator based wind generation systems considering reactive power provision”. In: *IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2146–2152. IEEE, 2014.
- [50] PETERSSON, A., HARNEFORS, L., THIRINGER, T. “Comparison between stator-flux and grid-flux-oriented rotor current control of doubly-fed induction generators”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, v. 1, pp. 482–486. IEEE, 2004.
- [51] PETERSSON, A. *Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines*. Chalmers University of Technology, 2005.
- [52] PERDANA, A., CARLSON, O., PERSSON, J. “Dynamic response of grid-connected wind turbine with doubly fed induction generator during disturbances”. In: *Nordic workshop on power and industrial electronics, Trondheim*, 2004.
- [53] DATTA, R., RANGANATHAN, V. “Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly-fed wound rotor induction machine without position sensors”. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, v. 4, pp. 2623–2630. IEEE, 1999.
- [54] CONGWEI, L., HAIQING, W., XUDONG, S., et al. “Research of stability of double fed induction motor vector control system”. In: *Electrical Machi-*

nes and Systems, 2001. *ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on*, v. 2, pp. 1203–1206. IEEE, 2001.

- [55] KAURA, V., BLASKO, V. “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC’96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*, v. 2, pp. 703–708. IEEE, 1996.
- [56] DA SILVA, J. L. *Estratégia de controle e supervisao de um gerador de induçao duplamente excitado para turbinas eólicas*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.
- [57] LEVI, E., SOKOLA, M., BOGLIETTI, A., et al. “Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 5, pp. 698–709, Sep 1996. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/63.535402.
- [58] LEVI, E. “Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 6, pp. 1287–1296, 1995.
- [59] WEG, S. “Motores elétricos: Guia de especificação”, *WEG, Jaraguá do Sul-SC*, 2012.
- [60] MATLAB. “SimPowerSystems for Use with Simulink.” THE MATHWORKS INC; TRANSÉNERGIE TECHNOLOGIES INC. Quebec, 2003.
- [61] KRAJANGPAN, K., SADARA, W., NEAMMANEE, B. “Control strategies for maximum active power and minimum copper loss of doubly fed induction generator in wind turbine system”. In: *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, pp. 1–7. IEEE, 2010.
- [62] FROEHR, F., ORTTENBURGER, F. “Técnicas de Controle Eletrônico”, *SIEMENS, 1st Edition, Nobel*, v. 50, 1990.
- [63] VUKOSAVIC, S. N. *Digital Control of electrical drives*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [64] NISE, N. S. *CONTROL SYSTEMS ENGINEERING, (With CD)*. John Wiley & Sons, 2007.

Apêndice A

Datasheet do Semicondutor **SKM50GB12T4 da Semikron**

SKM50GB12T4



SEMITRANS® 2

Fast IGBT4 Modules

SKM50GB12T4

Features

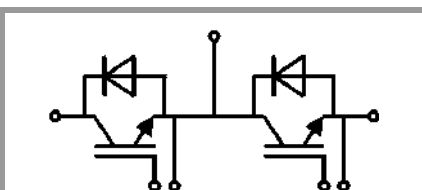
- IGBT4 = 4. generation fast trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. generation CAL-diode
- Isolated copper baseplate using DBC technology (Direct Bonded Copper)
- Increased power cycling capability
- With integrated gate resistor
- For higher switching frequencies up to 20kHz
- UL recognized, file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders at fsw up to 20 kHz

Remarks

- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max.
- Recommended $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$
- Product reliability results valid for $T_j = 150^\circ\text{C}$



GB

Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions		Values	Unit
IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		1200	V
I_C	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	81	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	62	A
I_{Cnom}			50	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$		150	A
V_{GES}			-20 ... 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 800\text{ V}$ $V_{GE} \leq 15\text{ V}$ $V_{CES} \leq 1200\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	10	μs
T_j			-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Inverse diode				
I_F	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	65	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	49	A
I_{Fnom}			50	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 3 \times I_{Fnom}$		150	A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms, sin } 180^\circ, T_j = 25^\circ\text{C}$		270	A
T_j			-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Module				
$I_{t(RMS)}$	$T_{terminal} = 80^\circ\text{C}$		200	A
T_{stg}			-40 ... 125	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC sinus 50 Hz, $t = 1\text{ min}$		4000	V

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
IGBT						
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 50\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.85	2.10		V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	2.20	2.40		V
V_{CE0}	chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.8	0.9		V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0.7	0.8		V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$ chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	21.00	24.00		$\text{m}\Omega$
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	30.00	32.00		$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 1.7\text{ mA}$		5	5.8	6.5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 1200\text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$			1	mA
		$T_j = 150^\circ\text{C}$				mA
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$	2.77			nF
C_{oes}		$f = 1\text{ MHz}$	0.20			nF
C_{res}		$f = 1\text{ MHz}$	0.16			nF
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V} \dots +15\text{ V}$		280			nC
R_{Gint}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		4.0			Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	98			ns
t_r	$I_C = 50\text{ A}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	29			ns
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	5.5			mJ
E_{on}	$R_{Gon} = 8.2\ \Omega$					mJ
$t_{d(off)}$	$R_{Goff} = 8.2\ \Omega$		325			ns
t_f	$di/dt_{on} = 1700\text{ A}/\mu\text{s}$ $di/dt_{off} = 670\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	75			ns
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	4.5			mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT				0.53	K/W

SKM50GB12T4



SEMITRANS® 2

Fast IGBT4 Modules

SKM50GB12T4

Features

- IGBT4 = 4. generation fast trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. generation CAL-diode
- Isolated copper baseplate using DBC technology (Direct Bonded Copper)
- Increased power cycling capability
- With integrated gate resistor
- For higher switching frequencies up to 20kHz
- UL recognized, file no. E63532

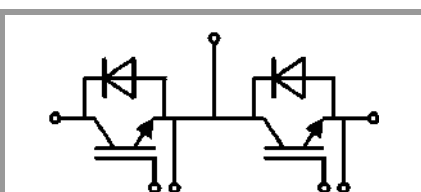
Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders at fsw up to 20 kHz

Remarks

- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max.
- Recommended $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$
- Product reliability results valid for $T_j = 150^\circ\text{C}$

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Inverse diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 50\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.22	2.54	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$		2.18	2.50	V
V_{F0}	chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$		1.3	1.5	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$		0.9	1.1	V
r_F	chipelevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$		18.4	20.8	m Ω
		$T_j = 150^\circ\text{C}$		25.6	28.0	m Ω
I_{RRM}	$I_F = 50\text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		35		A
Q_{rr}	$di/dt_{off} = 1380\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		8.7		μC
E_{rr}	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $V_{CC} = 600\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		3.8		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode				0.84	K/W
Module						
L_{CE}					30	nH
$R_{CC'+EE'}$	terminal-chip	$T_c = 25^\circ\text{C}$		0.65		m Ω
		$T_c = 125^\circ\text{C}$		1		m Ω
$R_{th(c-s)}$	per module			0.04	0.05	K/W
M_s	to heat sink M6		3		5	Nm
M_t		to terminals M5	2.5		5	Nm
						Nm
w					160	g



GB

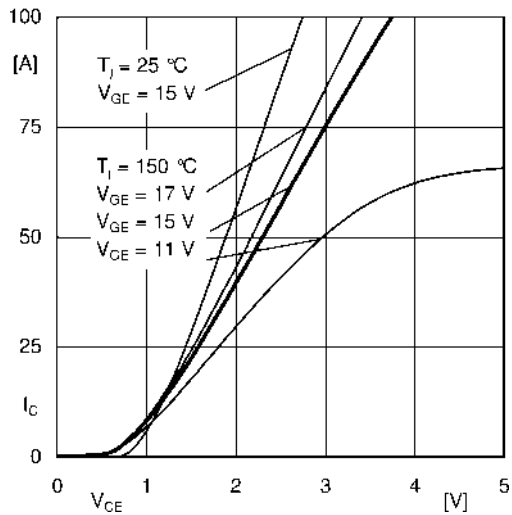


Fig. 1: Typ. output characteristic, inclusive R_{CC+EE}

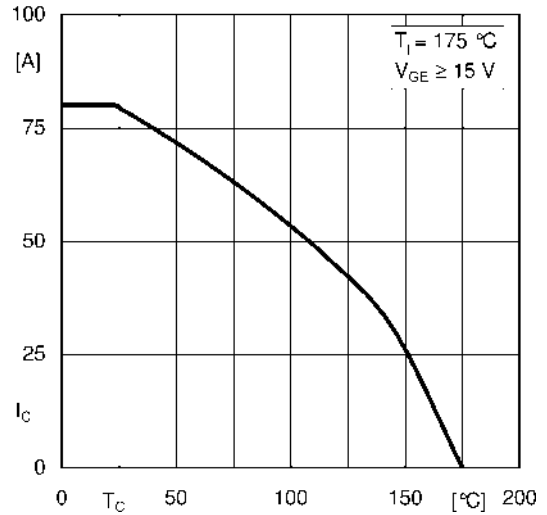


Fig. 2: Rated current vs. temperature $I_C = f(T_C)$

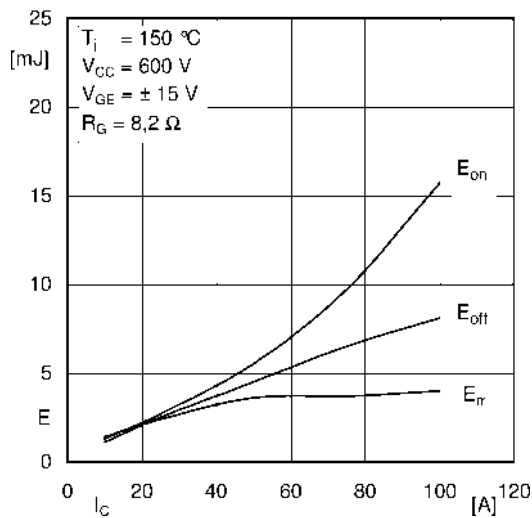


Fig. 3: Typ. turn-on /-off energy = $f(I_C)$

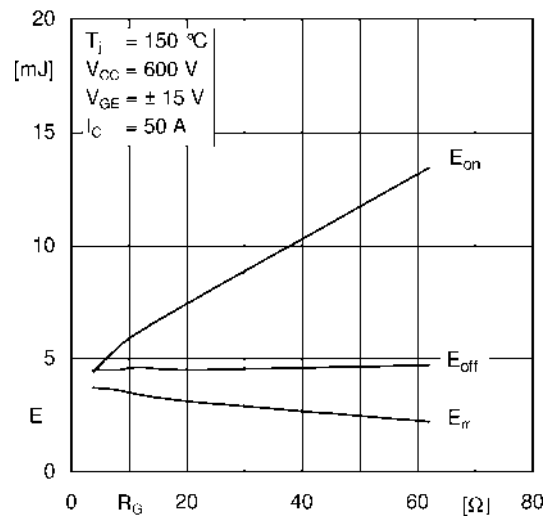


Fig. 4: Typ. turn-on /-off energy = $f(R_G)$

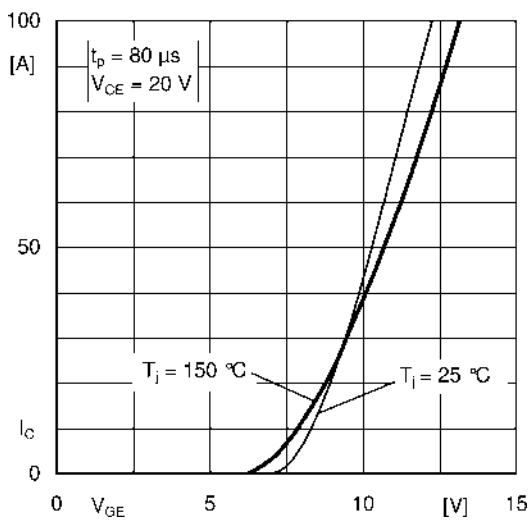


Fig. 5: Typ. transfer characteristic

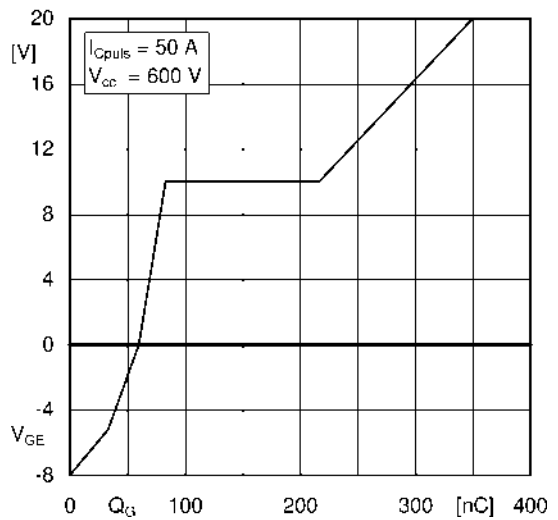


Fig. 6: Typ. gate charge characteristic

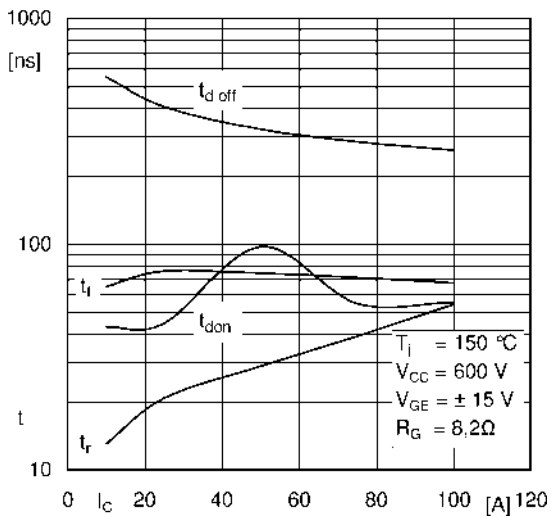


Fig. 7: Typ. switching times vs. I_C

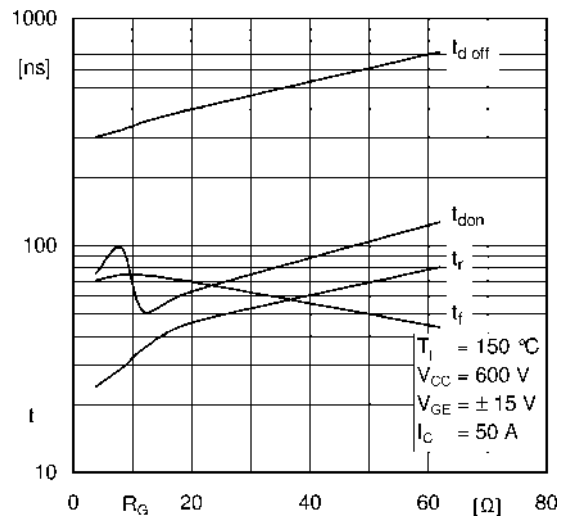


Fig. 8: Typ. switching times vs. gate resistor R_G

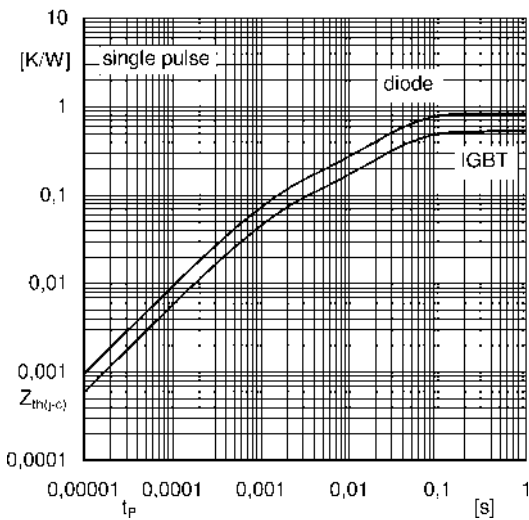


Fig. 9: Transient thermal impedance

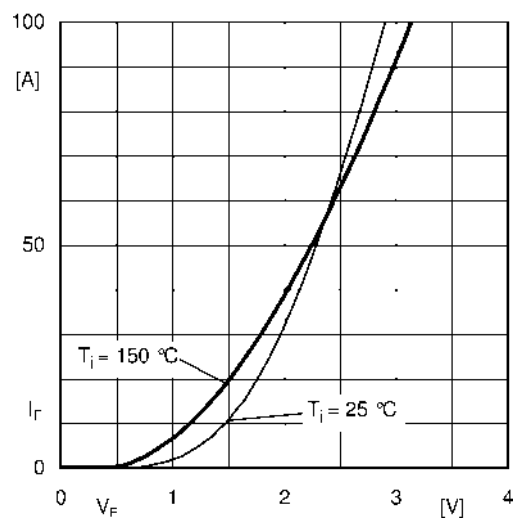


Fig. 10: Typ. CAL diode forward charact., incl. R_{CC+EE}

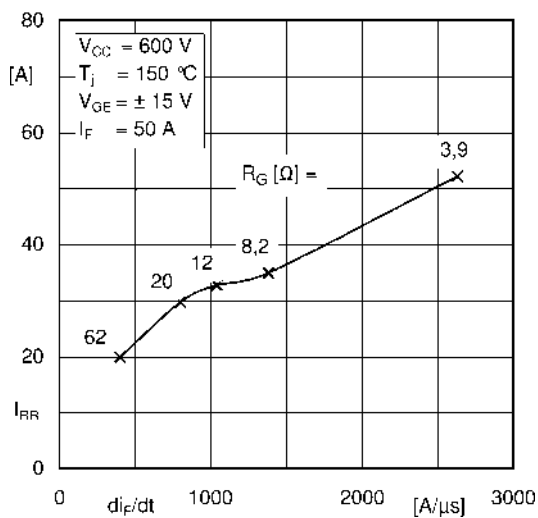


Fig. 11: CAL diode peak reverse recovery current

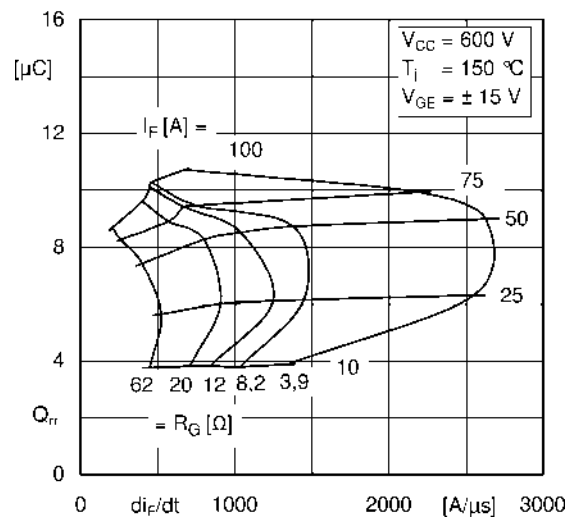
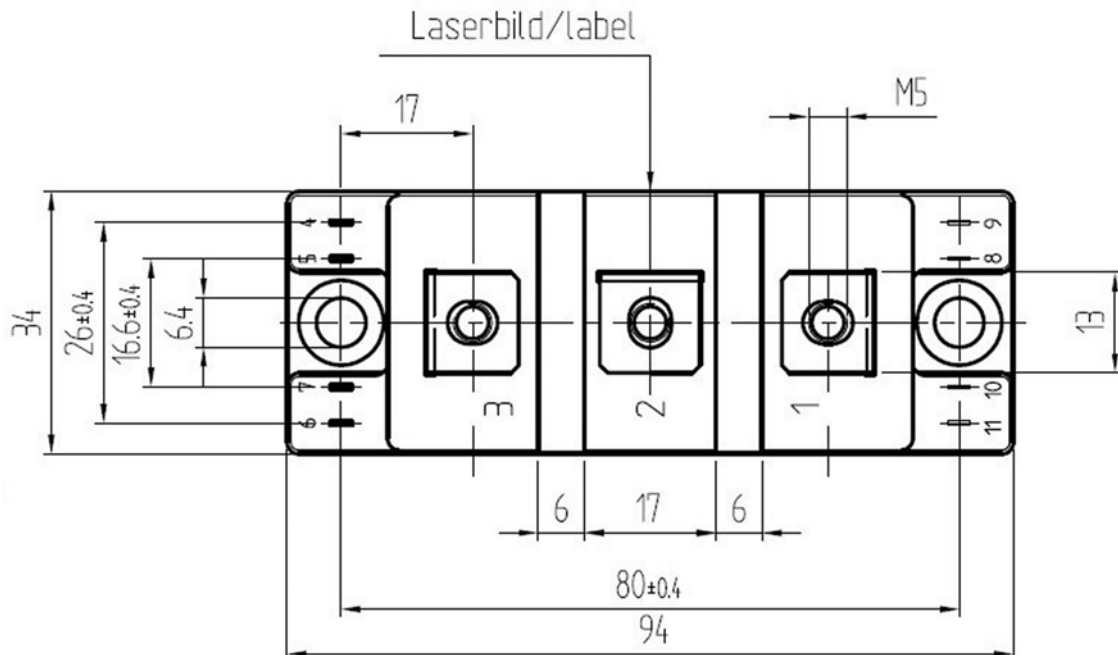
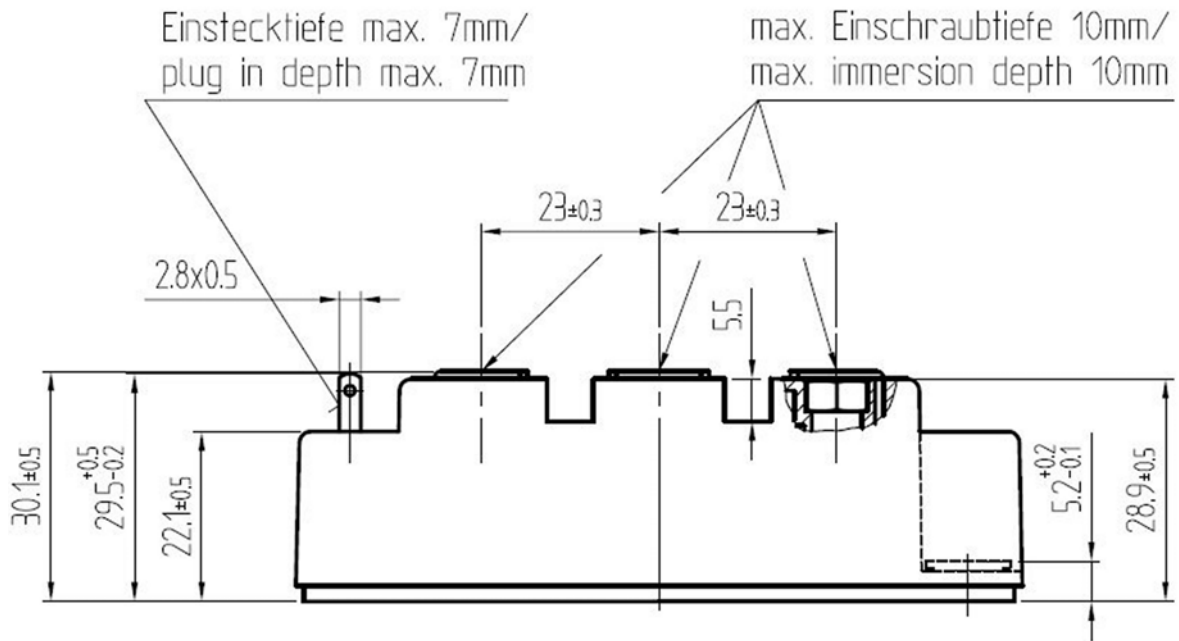
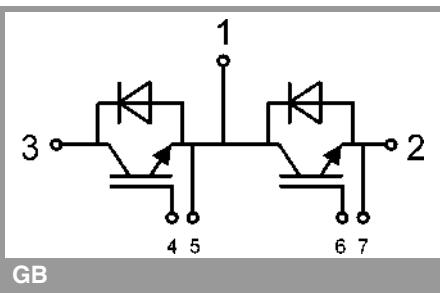


Fig. 12: Typ. CAL diode peak reverse recovery charge

SKM50GB12T4



SEMTRANS 2



This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

Apêndice B

Ajuste da Malha de Controle

A otimização da malha de controle deve ser feita a partir da função de transferência em malha fechada do sistema. Além disso, para melhor entendimento, utiliza-se a resposta em frequência da função de transferência $G(j\omega)$, ao invés da função de transferência $G(s)$ por Laplace.

A dinâmica de um controle é considerada como boa quando a variável controlada atinge rapidamente o valor de referência sem que ocorra a violação dos limites estabelecidos no projeto [62]. Dessa maneira, a otimização resulta em aproximar o valor ótimo absoluto onde a amplitude característica do módulo da função de transferência em malha fechada é plana e próxima a 0 dB para uma faixa larga de frequência. Essa abordagem de controle é conhecida como adaptação por módulo [63].

Portanto, a tarefa desta otimização consiste em encontrar um controlador específico que fixe, de melhor maneira possível, o módulo da função de transferência para frequências elevadas.

Normalmente, muitas das plantas de controle podem ser definidas aproximadamente como sistemas de primeira ordem [64]. Quando atrelados a um controlador do tipo proporcional integral (PI) em uma função de transferência em malha fechada, podem ser obtidas funções de transferências características de segunda ordem conhecidas como forma padrão. Caso a planta do sistema seja de segunda ordem, sua função de transferência em malha fechada será de terceira ordem. Esses tipos de funções de transferência são definidos da seguinte forma:

$$G(j\omega) = \frac{a_0}{a_2(j\omega)^2 + a_1(j\omega) + a_o}, \quad (\text{B.1})$$

$$G(j\omega) = \frac{a_1(j\omega) + a_0}{a_3(j\omega)^3 + a_2(j\omega)^2 + a_1(j\omega) + a_o}. \quad (\text{B.2})$$

Com isso, o módulo de (B.1) é definido da seguinte maneira:

$$|G(\omega)| = \sqrt{\frac{a_0^2}{(\omega a_1)^2 + (a_0 - \omega^2 a_2)^2}} = \sqrt{\frac{a_0^2}{\omega^4 a_2 + \omega^2(a_1^2 - 2a_0 a_2) + a_0^2}}. \quad (\text{B.3})$$

Logo, para que esse módulo tenda seu valor para 1 nas baixas frequências, a seguinte relação deve ser atendida:

$$a_1^2 - 2a_0 a_2 = 0, \quad (\text{B.4})$$

sendo essa a primeira equação de otimização a ser utilizada no ajuste dos parâmetros dos controladores.

Adotando de forma análoga o mesmo procedimento para (B.2), o módulo para funções de transferência de ordens superiores é definido por:

$$|G(\omega)| = \sqrt{\frac{\omega^2 a_1 + a_0^2}{\omega^6 a_3^2 + \omega^4(a_2^2 - 2a_1 a_3) + \omega^2(a_1^2 - 2a_0 a_2) + a_0^2}}. \quad (\text{B.5})$$

Logo, para que o módulo de (B.5) tenda seu valor para 1 nas baixas frequências, as seguintes relações devem ser atendidas:

$$a_1^2 - 2a_0 a_2 = 0, \quad (\text{B.6})$$

$$a_2^2 - 2a_1 a_3 = 0.$$

Portanto, caso as condições descritas em (B.4) e (B.6) sejam satisfeitas, (B.3) e (B.5) podem ser reescritas como:

$$|G(\omega)| = \sqrt{\frac{a_0^2}{\omega^4 a_2 + a_0^2}}, \quad (\text{B.7})$$

$$|G(\omega)| = \sqrt{\frac{\omega^2 a_1 + a_0^2}{\omega^6 a_3^2 + a_0^2}}. \quad (\text{B.8})$$

Dessa maneira, com auxílio das relações encontradas em (B.4) e (B.6), é possível estabelecer os parâmetros do controlador para otimizar o desempenho da malha de controle.

Projeto do Controlador pelo método Ótimo por Módulo

Normalmente o sistema controlado é composto por uma função de transferência de primeira ordem com uma constante de tempo grande, correspondendo à planta do sistema, e uma função de transferência com uma constante de tempo pequena que representa todos os atrasos existentes; estes podem se originar da presença de

malhas de controle em cascata ou podem ser causados pelo hardware de transmissão e processamento de dados. Com isso, o objetivo se torna compensar essa grande constante de tempo para tornar a ação de controle o mais rápida possível.

Com o intuito de operar o sistema com erro de regime permanente nulo deve-se optar por um controlador com característica de integração. E pela vasta disseminação, desempenho e simplicidade de implementação na indústria, o controlador do tipo PI é o mais recomendado para este tipo de otimização.

Com isso, a Figura B.1 mostra todos os elementos presentes no sistema como o controlador, planta e atraso.

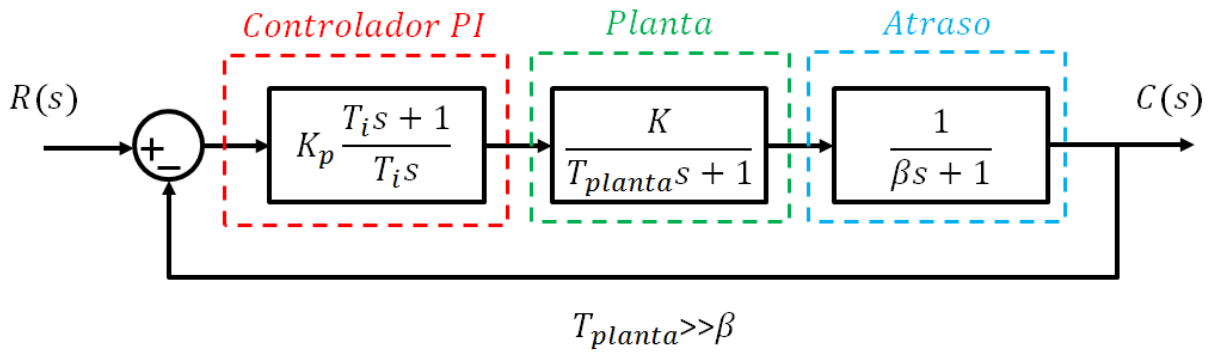


Figura B.1: Malha de controle contendo todos os percursos no sistema.

Ao analisar a figura percebe-se que a função de transferência em malha aberta de todo o sistema é definida por:

$$G_o(s) = K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s} \frac{K}{T_{planta} s + 1} \frac{1}{\beta s + 1}, \quad (\text{B.9})$$

Portanto, deve-se primeiramente ajustar a constante de tempo da ação integradora T_i para a constante de tempo da planta T_{planta} , que corresponde ao polo de maior retardo da função de transferência, seja compensada. Após efetuar essa compensação, tem-se a seguinte função de transferência:

$$G_o(s) = \frac{K_p K}{T_{planta} s (\beta s + 1)}. \quad (\text{B.10})$$

Conforme foi dito no início desta seção, a otimização da malha de controle é feita a partir da função de transferência em malha fechada. Desta forma, ao realizar a realimentação negativa em (B.10) chega-se à seguinte função de transferência em malha fechada.

$$G_F(s) = \frac{K_p K}{T_{planta} \beta s^2 + T_{planta} s + K_p K}. \quad (\text{B.11})$$

Percebe-se que a equação em malha fechada obtida acima apresenta a mesma forma vista em (B.1), permitindo a aplicação da relação de otimização encontrada

em (B.4). Dessa forma, o ganho proporcional do controlador PI é definido por:

$$K_p = \frac{T_{planta}}{2K\beta}. \quad (\text{B.12})$$

Ao substituir os ganhos ótimos do controlador PI na função de transferência em malha fechada, obtém-se a seguinte equação:

$$G_{Fotm}(s) = \frac{1}{2\beta^2 s^2 + 2\beta s + 1}. \quad (\text{B.13})$$

Portanto, a função de transferência da malha otimizada irá depender somente das constantes de tempo menores. A resposta ao degrau do sistema descrito em B.13 pode ser vista na Figura B.2. Neste tipo de otimização, o tempo de subida vale $t_s = 4.7\beta$ e o tempo de acomodação para um critério de 2% é igual $t_{ass} = 8.4\beta$. O sobressinal que ocorre durante o degrau chega a 4.3%.

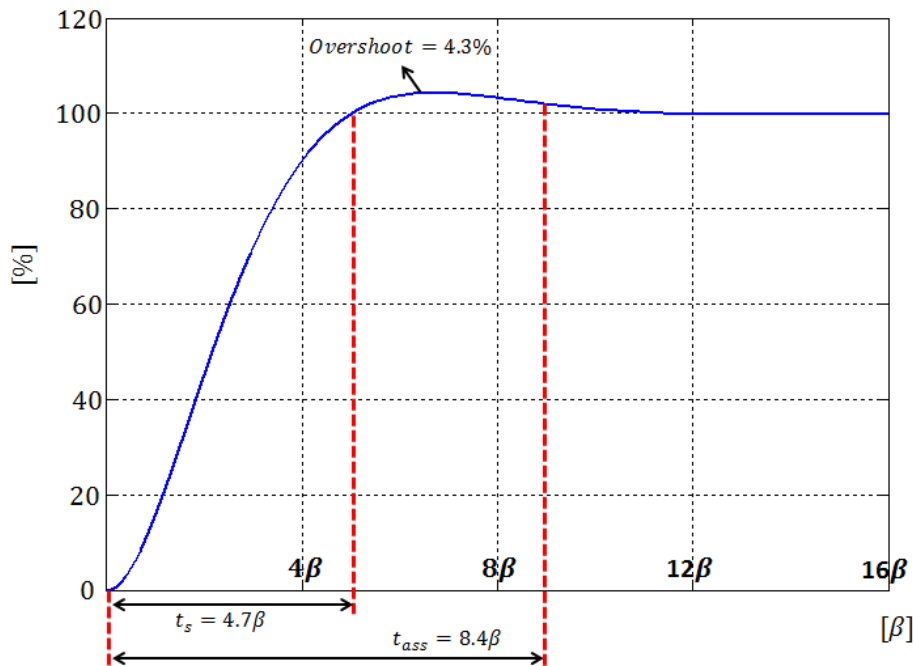


Figura B.2: Resposta ao degrau em uma malha de controle otimizada por módulo.

Portanto, percebe-se que a otimização pelo módulo busca trazer o melhor aproveitamento da rápida acomodação do valor de comando estabelecido sem que ocorra grandes oscilações que possam violar o sistema.

Projeto do Controlador pelo método Ótimo Simétrico

Em alguns casos, a malha a ser controlada não possui um elemento com constante de tempo maior do que as constantes das malhas mais internas do sistema. Nesse caso não será possível fazer uma compensação já que a integral no percurso se

oporã à integral do controlador, provocando uma oscilação da variável controlada pois sua constante de amortecimento seria zero ou muito próxima de zero. Neste caso, quando a planta possui constantes de tempos relativamente pequenas ou é representada simplesmente por um elemento integrador, deve-se utilizar um método chamado Ótimo Simétrico [62].

Se o sistema a ser controlado apresentar uma planta com elemento integrador (por exemplo: Capacitores) e alguns retardos de primeira ordem representando os atrasos intrínsecos do sistema, a malha de controle sintonizada por um controlador do tipo PI pode ser representada pela Figura B.3.

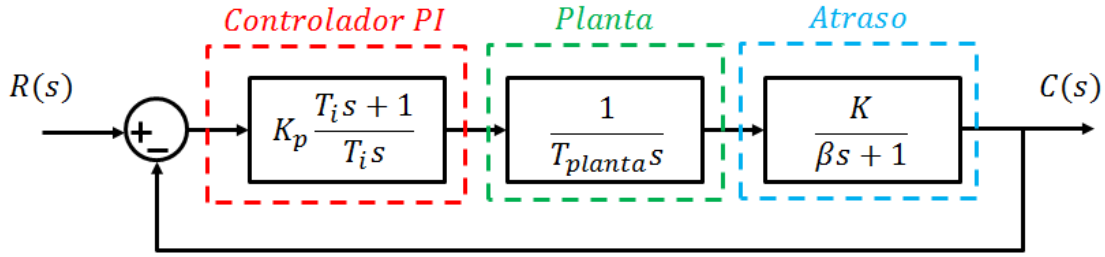


Figura B.3: Malha de controle contendo um elemento integrador no percurso.

Dessa maneira, a função de transferência em malha aberta do sistema é definida por:

$$G_o(s) = K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s} \frac{1}{T_{planta} s} \frac{K}{\beta s + 1}. \quad (B.14)$$

No caso da otimização por módulo, também conhecida como adaptação por módulo, o primeiro passo da otimização era compensar o retardo grande pela parcela proporcional-integradora do controlador. No método do Ótimo Simétrico, a otimização começa diretamente da função de transferência em malha fechada. A partir de (B.14) e realimentando negativamente chega-se à seguinte função de transferência em malha fechada.

$$G_F(s) = \frac{K_p K (T_i s + 1)}{T_i T_{planta} \beta s^3 + T_i T_{planta} s^2 + T_i K_p K s + K_p K}. \quad (B.15)$$

Visto que a função de transferência em (B.15) tem a mesma forma que a função de transferência em malha fechada em (B.2), são usadas as relações de otimização encontradas em (B.6) para adaptar o módulo da função de transferência com a ajuda dos ganhos do controlador. Com isso, tem-se a seguinte relação:

$$(K_p K T_i)^2 = 2 K_p K T_i T_{planta},$$

$$T_i^2 T_{planta}^2 = 2 K_p K T_i^2 T_{planta} \beta.$$

A partir destes resultados, a constante de tempo da ação proporcional-integradora e o ganho proporcional do controlador são definidos respectivamente por:

$$T_i = 4\beta, \quad (\text{B.16})$$

$$K_p = \frac{T_{planta}}{2K\beta}. \quad (\text{B.17})$$

Aplicando portanto os valores dos ganhos do controlador ótimo em (B.15) tem-se a seguinte equação:

$$G_{Fotm}(s) = \frac{4\beta s + 1}{8\beta^3 s^3 + 8\beta^2 s^2 + 4\beta s + 1}, \quad (\text{B.18})$$

Se a malha foi ajustada pelo método do ótimo simétrico, a ação também está relacionada com as constantes de tempo de atraso do sistema controlado. Deste modo, a resposta ao degrau do sistema descrito em B.18 pode ser vista na Figura B.4.

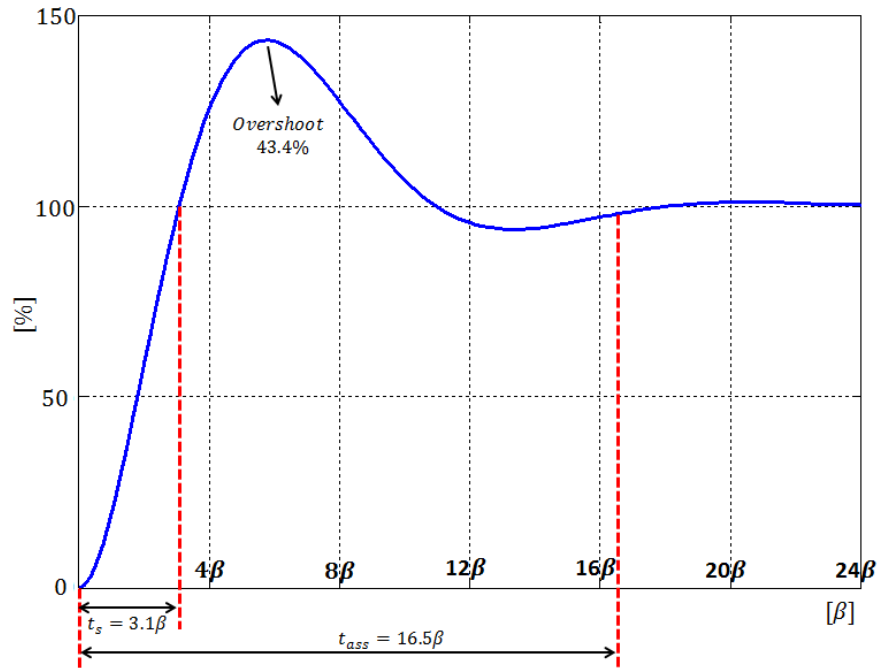


Figura B.4: Resposta ao degrau em uma malha de controle otimizada pelo método Ótimo Simétrico.

Para um sistema de controle com otimização simétrica, o tempo de subida característico é de $t_s = 3.1\beta$ com um tempo de acomodação $t_{ass} = 16.5\beta$. Já o sobressinal para este tipo de controle chega a 43.4% do valor de referência a ser controlado. Percebe-se que a função de transferência de uma malha de controle sintonizado pelo ótimo simétrico demonstra um sobressinal considerável da variável controlada. Tal

comportamento muito provavelmente causaria o alerta de violações no sistema pois poucos sistemas poderiam suportar um sobresinal tão pronunciado. Dessa maneira, faz-se necessário utilizar como contramedida a filtragem do sinal de referência.

Ao comparar a função de transferência ótima em malha fechada com a otimização simétrica, de (B.18), com a função de transferência ótima em malha fechada (B.13) pela otimização por módulo, percebe-se grande diferença entre o sobresinal existente em cada caso. Tal acentuação do sobresinal presente na malha com otimização simétrica deve-se diretamente à presença de um zero na função de transferência do sistema. Com isso, é possível compensar a presença deste zero no sistema colocando filtro no sinal de referência do controle [62]. Esse filtro pode ser implementado de diversas maneiras, mas escolhe-se por simplicidade implementar um filtro de primeira ordem. Portanto, para que o zero do sistema seja anulado, o filtro de referência que deve ser posto no sistema é definido da seguinte maneira:

$$G_{Filtro}(s) = \frac{1}{4\beta s + 1}. \quad (\text{B.19})$$

A Figura B.5 mostra a nova malha de controle com a adição de um filtro de referência.

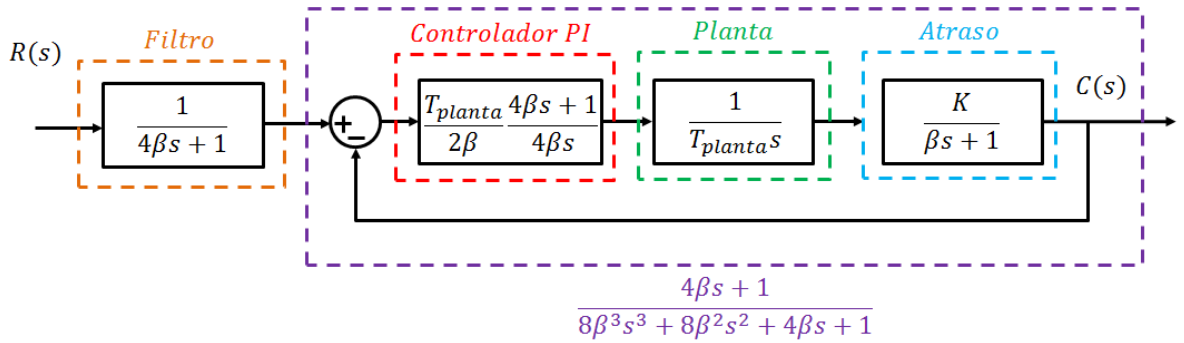


Figura B.5: Implementação do filtro de referência em uma malha de controle com otimização simétrica.

Associando portanto (B.18) e (B.19) tem-se a nova função de transferência global do sistema definido por:

$$G_{Fotm_{Filtro}}(s) = \frac{1}{8\beta^3 s^3 + 8\beta^2 s^2 + 4\beta s + 1}. \quad (\text{B.20})$$

Apesar de ter cancelado a parcela derivadora que acarretava oscilações abruptas em sua resposta, o tempo de resposta de subida do sistema tona-se mais longo como pode ser visto na Figura B.6.

Com o filtro de referência, o tempo de subida aumenta de $t_s = 3.1\beta$ para $t_s = 7.6\beta$, embora o tempo de acomodação tenha sido reduzido de $t_{ass} = 16.5\beta$ para $t_{ass} = 13.3\beta$. O sobresinal obtido após implementar o filtro de referência foi de 8.1%,

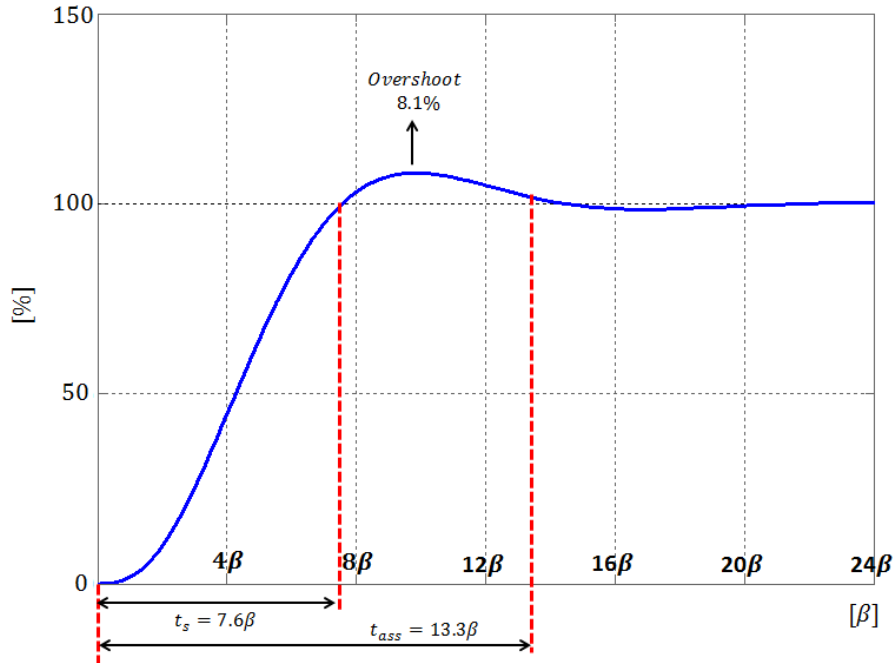


Figura B.6: Resposta ao degrau de uma malha de controle otimizada por ótimo simétrico com filtro de referência.

uma considerável redução em relação ao valor de 43% presente sem a utilização do filtro.

Portanto, caso não deva ocorrer sobresinal da variável no sistema, o mais recomendado é ajustar a malha de controle incluindo um filtro de referência. Porém, com a imposição de um filtro de referência deve-se esperar uma resposta mais lenta e não tão ótima da variável controlada ao sistema.