

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

LUCAS MANGILI ESTEVES

**ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO, SUJEITO A FALHAS,
UTILIZANDO CONTROLE COM ESTRUTURA VARIÁVEL E MODOS
DESLIZANTES**

Ilha Solteira
2016

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS MANGILI ESTEVES

**ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO, SUJEITO A
FALHAS, UTILIZANDO CONTROLE COM ESTRUTURA VARIÁVEL E
MODOS DESLIZANTES**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – UNESP como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciência na área de Engenharia Elétrica.

Área de conhecimento: Automação

Prof. Dr. José Paulo Fernandes Garcia
Orientador

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

- E799a Esteves, Lucas Mangili
 Acionamento de motor de indução trifásico, sujeito a falhas, utilizando controle com estrutura variável e modos deslizantes / Lucas Mangili Esteves. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2017
 134 f. : il.
- Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2017
- Orientador: José Paulo Fernandes Garcia
 Inclui bibliografia
1. Controle robusto. 2. Controle com estrutura variável. 3. Modos deslizantes. 4. Controle vetorial. 5. Motor de indução.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Câmpus de Ilha Solteira

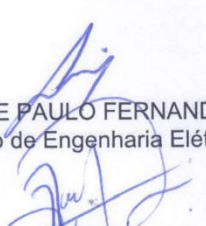
CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

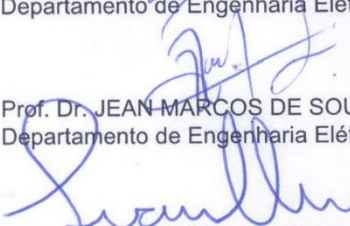
TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO, SUJEITO A FALHAS, UTILIZANDO CONTROLE COM ESTRUTURA VARIÁVEL E MODOS DESLIZANTES

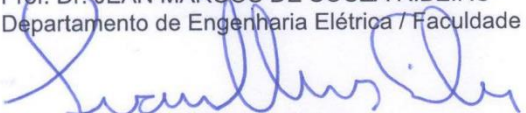
AUTOR: LUCAS MANGILI ESTEVES

ORIENTADOR: JOSE PAULO FERNANDES GARCIA

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: AUTOMAÇÃO pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. JOSE PAULO FERNANDES GARCIA
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. JEAN MARCOS DE SOUZA RIBEIRO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. IVAN NUNES DA SILVA
Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação / Universidade de São Paulo/São Carlos

Ilha Solteira, 12 de janeiro de 2017

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por me proporcionar o dom da vida e me conceder saúde e forças para que eu batalhe por minhas metas e objetivos.

Agradeço aos meus pais Antonio Carlos e Marineusa por todos os esforços e sacrifícios que fizeram para que hoje eu estivesse onde estou. Por todo amor, carinho, suporte e educação que sempre me deram, independentemente da situação. Às minhas irmãs Marcela e Gabriela e à minha namorada, Morgana, por todo o apoio, auxílio e companheirismo, fosse nos bons momentos ou nos ruins.

Ao professor Dr. José Paulo Fernandes Garcia gostaria de deixar aqui minha eterna gratidão pela oportunidade, apoio, paciência, confiança e orientações. Ao professor Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro, por todo o esforço em me ajudar a superar as dificuldades, toda a ajuda, suporte e amizade.

A todos os professores, técnicos e demais funcionários da Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho” Campus de Ilha Solteira, que contribuíram não somente para a minha formação e conhecimento, mas também para meu crescimento como pessoa, especialmente os docentes das áreas de controle e máquinas.

Aos meus amigos que sempre me apoiaram, tanto os de minha cidade natal como os de Ilha Solteira. Especialmente a meus companheiros de república, que são para mim como uma segunda família, sempre proporcionando momentos de descontração e me oferecendo toda ajuda necessária.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma análise do motor de indução trifásico (MIT), que é um dos motores mais utilizados em aplicações industriais, e de diferentes metodologias de controle de velocidade aplicadas para este tipo de motor. A princípio realizou-se um estudo do funcionamento do MIT sem nenhum tipo de controle, para somente depois analisar-se tanto técnicas clássicas e já bastante difundidas no controle deste tipo de máquina como também um tipo específico de controlador robusto, a fim de utilizá-lo para substituir os controladores clássicos na intenção de obter-se um desempenho superior. O controlador robusto escolhido foi do tipo com Estrutura Variável e Modos Deslizantes (CEV-MD). Este trabalho foca no estudo do Controle Vetorial Indireto com Orientação sobre o Fluxo do Rotor, sendo utilizados juntamente deste método um controlador clássico (do tipo PI, Proporcional Integral) e o controlador robusto projetado (do tipo CEV-MD), no intuito de realizar-se uma comparação entre o desempenho dos dois controladores mediante diferentes condições de operação, incluindo-se variação de parâmetros do motor e falhas de queda de tensão nos terminais da máquina. Todos os estudos e projetos resultaram em um conjunto de simulações no ambiente MATLAB/Simulink, a partir das quais constatou-se que o controlador robusto projetado apresentou um desempenho um pouco superior ao do PI, tanto no controle da velocidade quanto em relação a tolerar as falhas de queda de tensão.

Palavras-chave: Controle robusto. Controle com estrutura variável. Modos deslizantes. Controle vetorial. Motor de indução.

ABSTRACT

This paper presents a three phase induction motor analysis, one of the most used machines in industries applications, and also shows different speed control methods for this kind of machine. At first a study about the IM (induction motor) was made without any control technique, and then an analysis of the classic and well known methods is presented, as well as an analysis of a robust controller, in order to replace the classic controllers by this one and achieve better performance. The chosen robust controller was a Variable Structure Controller with Sliding Mode. This paper focus is the study of the Indirect Vector Control with Rotor Orientation, which was used along a classic controller (PI – Proportional Integral) and the above proposed robust controller, in order to make a balance between both considering several operational conditions, including parameters variation and a particular fault (voltage drops on the motor terminals). All the analysis culminated in a set of simulations on the MATLAB/Simulink ambient, from which it was observed that the proposed robust controller showed a better performance than the PI, both on the speed control and the voltage drops faults tolerance.

Keywords: Robust control. Variable structure control, Sliding mode. Vector control. Induction machine.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – CIRCUITO EQUIVALENTE POR FASE DE UM MIT.....	23
FIGURA 2 – MÁQUINA DE INDUÇÃO SIMÉTRICA TRIFÁSICA.....	24
FIGURA 3 – TRANSFORMAÇÃO DE VARIÁVEIS PARA REFERÊNCIA ARBITRÁRIA.	27
FIGURA 4 – CIRCUITO EQUIVALENTE DINÂMICO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO PARA UMA VELOCIDADE ARBITRÁRIA. (A) EIXO NA REFERÊNCIA Q; (B) EIXO NA REFERÊNCIA D.....	29
FIGURA 5 – EIXOS ABCS (ESTACIONÁRIOS), ABCR (ROTÓRICOS) E QD EM UMA TRANSFORMAÇÃO PARA UMA REFERÊNCIA ARBITRÁRIA.	31
FIGURA 6 – TRANSFORMAÇÃO DAS COORDENADAS ACOPLADAS ABCS PARA AS COORDENADAS ORTOGONAIS QDS, NA REFERÊNCIA ESTACIONÁRIA.....	32
FIGURA 7 – TRANSFORMAÇÃO DE UMA GRANDEZA NA REFERÊNCIA ESTACIONÁRIA PARA A REFERÊNCIA SÍNCRONA GIRANTE.	33
FIGURA 8 – CURVAS DO TORQUE PELA VELOCIDADE PARA A VARIAÇÃO DA TENSÃO NOS TERMINAIS DO ESTATOR.....	35
FIGURA 9 – CURVAS DO TORQUE PELA VELOCIDADE PARA A VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA.	36
FIGURA 10 – LIGAÇÃO DAHLANDER PARA VARIAR O NÚMERO DE POLOS.	36
FIGURA 11 – TIPOS DE LIGAÇÕES DAHLANDER E SUAS PROPRIEDADES.....	37
FIGURA 12 – ESQUEMA SIMPLIFICADO DO CONTROLE DA VELOCIDADE PELA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA.....	38
FIGURA 13 – CURVAS DE TORQUE EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE PARA O CONTROLE ESCALAR (VOLTS/HERTZ).....	39
FIGURA 14 – CURVAS DE TORQUE EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE PARA O CONTROLE ESCALAR (VOLTS/HERTZ) CONSIDERANDO-SE OS EFEITOS DE PERDAS DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA EM BAIXAS VELOCIDADES.	40
FIGURA 15 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE ESCALAR (VOLTS/HZ) EM MALHA ABERTA.	41
FIGURA 16 – DESEMPENHO DO CONTROLE ESCALAR EM MALHA ABERTA.	41

FIGURA 17 – CURVAS DE TORQUE EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE PARA O CONTROLE ESCALAR, MOSTRANDO EFEITOS DA VARIAÇÃO DO TORQUE DE CARGA E DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO.	42
FIGURA 18 – DIAGRAMA DE BLOCOS REPRESENTANDO O CONTROLE ESCALAR EM MALHA FECHADA.....	43
FIGURA 19 – EFEITO DA VARIAÇÃO DE PARÂMETROS NO CONTROLE ESCALAR DE MALHA FECHADA.	44
FIGURA 20 – COMPARAÇÃO ENTRE O CONTROLE DE UMA MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA COM EXCITAÇÃO INDEPENDENTE E O CONTROLE VETORIAL IDEAL DE UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA.....	47
FIGURA 21 – FORMA COMPLEXA DO CIRCUITO EQUIVALENTE DQE EM REGIME PERMANENTE.	48
FIGURA 22 – DIAGRAMA FASORIAL NA REFERÊNCIA SÍNCRONA GIRANTE EM REGIME PERMANENTE (EM TERMOS DE VALORES DE PICO).....	49
FIGURA 23 – IMPLEMENTAÇÃO DO PRINCÍPIO DO CONTROLE VETORIAL NO MODELO DQ^E DA MÁQUINA DE INDUÇÃO.....	51
FIGURA 24 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE VETORIAL DIRETO COM ORIENTAÇÃO SOBRE O FLUXO DO ROTOR.....	54
FIGURA 25 – FASORES DQ^S E DQ^E EXEMPLIFICANDO A CORRETA ORIENTAÇÃO DO FLUXO DO ROTOR PARA O CONTROLE VETORIAL.....	55
FIGURA 26 – CIRCUITO EQUIVALENTE DINÂMICO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO NA REFERÊNCIA ESTACIONÁRIA. (A) EIXO NA REFERÊNCIA Q; (B) EIXO NA REFERÊNCIA D.....	57
FIGURA 27 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA ESTIMAÇÃO DE FLUXOS PELO MODELO DE TENSÃO (EQUAÇÃO DE BLASCHKE).	59
FIGURA 28 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA ESTIMAÇÃO DE FLUXOS PELO MODELO DE CORRENTE (EQUAÇÃO DE BLASCHKE).....	61
FIGURA 29 – DIAGRAMA FASORIAL EXPLICANDO O CONTROLE VETORIAL INDIRETO.	62
FIGURA 30 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE VETORIAL INDIRETO COM LAÇO DE CONTROLE DE FLUXO ABERTO.....	66

FIGURA 31 – CURVAS DE TORQUE E VELOCIDADE INCLUINDO O MODO DE CAMPO ENFRAQUECIDO.....	66
FIGURA 32 – ILUSTRAÇÃO BIDIMENSIONAL DO DOMÍNIO DO MODO DESLIZANTE.....	71
FIGURA 33 – OSCILAÇÕES EM UMA VIZINHANÇA DA SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO.	72
FIGURA 34 – CONTROLE DESCONTÍNUO SEM CAMADA LIMITE E COM CAMADA LIMITE.....	75
FIGURA 35 – TRAJETÓRIA DOS ESTADOS SEM O USO DA CAMADA LIMITE.....	75
FIGURA 36 – LEI DE CONTROLE EM FUNÇÃO DO TEMPO (SEM CAMADA LIMITE E COM O USO DA MESMA).....	76
FIGURA 37 – SUPERFÍCIE (S) EM FUNÇÃO DO TEMPO (SEM CAMADA LIMITE E COM O USO DA MESMA).	76
FIGURA 38 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE VETORIAL INDIRETO ORIENTADO SOBRE O FLUXO DO ROTOR DE UM MIT NO AMBIENTE MATLAB/SIMULINK.....	86
FIGURA 39 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE DE TORQUE E FLUXO UTILIZADO NO SISTEMA COM CONTROLADOR CLÁSSICO PI.	87
FIGURA 40 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE DE TORQUE E FLUXO UTILIZADO NO SISTEMA COM CONTROLADOR ROBUSTO CEV/MD.....	87
FIGURA 41 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLADOR ROBUSTO CEV/MD... ..	88
FIGURA 42 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.....	91
FIGURA 43 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.....	91
FIGURA 44 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.....	92

FIGURA 45 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.	92
FIGURA 46 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.	93
FIGURA 47 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA NO MOMENTO DE ENTRADA DE CARGA NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO – 1º MODELO.	94
FIGURA 48 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.	94
FIGURA 49 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.	95
FIGURA 50 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.	95
FIGURA 51 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.	96
FIGURA 52 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.	96
FIGURA 53 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD (E ZOOM DA MESMA NO MOMENTO DE ENTRADA DE CARGA) NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO – 2º MODELO.	97
FIGURA 54 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.	98
FIGURA 55 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.	98

FIGURA 56 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.....	99
FIGURA 57 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.....	100
FIGURA 58 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 1º MODELO.....	100
FIGURA 59 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA (NO MOMENTO DE ENTRADA DE CARGA) NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) – 1º MODELO.	101
FIGURA 60 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.....	101
FIGURA 61 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.	102
FIGURA 62 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.....	102
FIGURA 63 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.....	103
FIGURA 64 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) E SEM FALHAS DE QUEDAS DE TENSÃO – 2º MODELO.....	103
FIGURA 65 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA (NO MOMENTO DE ENTRADA DE CARGA) NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA (50%) – 2º MODELO.	104
FIGURA 66 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 1º MODELO.....	105

FIGURA 67 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 1º MODELO.....	105
FIGURA 68 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 1º MODELO.....	106
FIGURA 69 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 1º MODELO.....	106
FIGURA 70 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 1º MODELO.....	107
FIGURA 71 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA (NO MOMENTO DE ENTRADA DE CARGA E DA FALHA DE QUEDA DE TENSÃO) NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 1º MODELO.....	107
FIGURA 72 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	108
FIGURA 73 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	108
FIGURA 74 – TENSÃO DE UMA DAS FASES QUE ALIMENTA O MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	109
FIGURA 75 – ZOOM DA TENSÃO DE UMA DAS FASES QUE ALIMENTA O MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	109
FIGURA 76 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	109
FIGURA 77 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	110

FIGURA 78 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	110
FIGURA 79 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA (NO MOMENTO DA FALHA DE QUEDA DE TENSÃO) NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	111
FIGURA 80 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (65%) – 1º MODELO.....	112
FIGURA 81 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (65%) – 1º MODELO.....	112
FIGURA 82 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 2º MODELO.....	113
FIGURA 83 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.....	113
FIGURA 84 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 2º MODELO.....	114
FIGURA 85 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 2º MODELO.....	114
FIGURA 86 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 2º MODELO.....	114
FIGURA 87 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA (NO MOMENTO DA FALHA DE QUEDA DE TENSÃO) NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (33,3%) – 2º MODELO.....	115
FIGURA 88 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.....	115

FIGURA 89 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.	116
FIGURA 90 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.	116
FIGURA 91 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.	117
FIGURA 92 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.	117
FIGURA 93 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA (NO MOMENTO DA FALHA DE QUEDA DE TENSÃO) NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.	118
FIGURA 94 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (85%) – 2º MODELO.	118
FIGURA 95 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (85%) – 2º MODELO.	119
FIGURA 96 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (85%) – 2º MODELO.	119
FIGURA 97 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.	120
FIGURA 98 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.	121
FIGURA 99 – TENSÃO DE UMA DAS FASES QUE ALIMENTA O MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.	121

FIGURA 100 – ZOOM DA TENSÃO DE UMA DAS FASES QUE ALIMENTA O MIT PARA O SISTEMA OPERANDO SEM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA E COM FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	122
FIGURA 101 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	122
FIGURA 102 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	123
FIGURA 103 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) (MOMENTO DA QUEDA DE TENSÃO) – 1º MODELO.	123
FIGURA 104 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA (NO MOMENTO DA FALHA DE QUEDA DE TENSÃO) NO CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	124
FIGURA 105 – CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 1º MODELO.....	125
FIGURA 106 – ZOOM DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.	125
FIGURA 107 – TORQUES DE CARGA E ELÉTRICO PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.....	126
FIGURA 108 – VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.....	126
FIGURA 109 – ZOOM DAS VELOCIDADES DE REFERÊNCIA E REAL DO MOTOR PARA O SISTEMA OPERANDO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) (MOMENTO DA QUEDA DE TENSÃO) – 2º MODELO.	127
FIGURA 110 – SUPERFÍCIE DESLIZANTE DO CONTROLADOR CEV-MD E ZOOM DA MESMA (NO MOMENTO DA FALHA DE QUEDA DE TENSÃO) NO CONTROLE DA	

MÁQUINA DE INDUÇÃO COM VARIAÇÃO PARAMÉTRICA (50%) E FALHA DE QUEDA DE TENSÃO (60%) – 2º MODELO.....	127
---	-----

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – PARÂMETROS UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES COM OS CONTROLADORES PI E CEV-MD.	89
TABELA 2 – PARÂMETROS DOS MODELOS DE MÁQUINA DE INDUÇÃO.....	89

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

B	Coeficiente de atrito da máquina
CA	Corrente alternada
cam_{lim}	Função camada limite
CC	Corrente contínua
CEV-MD	Controle com Estrutura Variável e Modos deslizantes
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
e	Sinal de erro
f	Frequência
G	Planta
i	Corrente elétrica
i_{dr}	Componente da corrente de eixo direto do rotor
i_{ds}	Componente da corrente de eixo direto do estator
i_{qr}	Componente da corrente de eixo em quadratura do rotor
i_{qs}	Componente da corrente de eixo em quadratura do estator
I_a	Corrente de armadura
I_f	Corrente de campo
J	Constante de inércia
k	Ganho constante
K_i	Ganho integral do Controlador Proporcional-Integrador (PI)
K_p	Ganho proporcional do Controlador Proporcional-Integrador (PI)
K_s	Matriz de transformação de variáveis
L	Indutância
L_{TH}	Indutância de Thevenin
L_{lr}	Indutância própria do rotor
L_{ls}	Indutância própria do estator
L_{ms}	Indutância de magnetização
LMI	<i>Linear Matrix Inequalities</i>
m	Dimensão do vetor de entrada
M	Indutância Mútua
MCC	Máquina de corrente contínua

MIT	Motor de indução trifásico
n	Dimensão do vetor de estados
P	Número de polos do motor
P_{cr}	Perdas no cobre do rotor
P_{fr}	Potência fornecida ao rotor
PI	Proporcional Integral
R'_r	Resistência do rotor referida ao circuito do estator
R_{TH}	Resistência de Thévenin
R_r	Resistência do rotor
R_s	Resistência do estator
rpm	Rotação por minuto
s	Escorregamento
s_M	Escorregamento que produz torque máximo
$S(t)$	Superfície de deslizamento
sgn	Função sinal
T	Torque
T_e	Torque elétrico
T_L	Torque de carga
T_M	Torque máximo
T_r	Constante de tempo do circuito do rotor
$u(t)$	Sinal de controle contínuo no tempo
u_{eq}	Controle equivalente
$u_n^\pm$	Controle descontínuo
v	Velocidade
V	Tensão
V_{TH}	Tensão de Thevenin
$V(t, x)$	Função de Lyapunov
$x(t)$	Estados da planta no sistema contínuo
X'_{RB}	Reatância com rotor bloqueado referida ao circuito do estator
X_{TH}	Reatância de Thevenin
β	Ganho de chaveamento
$\hat{\beta}$	Ganho de chaveamento estimado
γ	Constante positiva

θ	Posição angular
λ	Fluxo concatenado
σ	Superfície de deslizamento contínua no tempo
Ψ_a	Fluxo de armadura
Ψ_{dr}	Componente do fluxo de eixo direto do rotor
Ψ_{ds}	Componente do fluxo de eixo direto do estator
Ψ_f	Fluxo de campo
Ψ_m	Fluxo do entreferro
Ψ_{qr}	Componente do fluxo de eixo em quadratura do rotor
Ψ_{qs}	Componente do fluxo de eixo em quadratura do estator
Ψ_r	Fluxo do rotor
Ψ_s	Fluxo do estator
ω	Velocidade
ω_{esc}	Velocidade de escorregamento
ω_e	Velocidade síncrona
ω_r	Velocidade do rotor
3ϕ	Trifásico

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	O motor de indução trifásico e a máquina de corrente contínua	19
1.2	As principais técnicas de controle para o motor de indução.....	20
1.3	Trabalhos atuais relacionados a motores de indução e/ou controle com estrutura variável e modos deslizantes.....	20
1.4	Descrição dos capítulos	21
2	MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	23
3	MÉTODOS DE CONTROLE DE VELOCIDADE PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO.....	34
3.1	Controle Escalar	38
3.2	Controle Vetorial	45
3.2.1	Analogia entre o Controle Vetorial e o Controle de uma Máquina CC	46
3.2.2	Circuito Equivalente e Diagrama Fasorial.....	48
3.2.3	Princípios do Controle Vetorial	50
3.2.4	Controle Vetorial Direto	52
3.2.5	Controle Vetorial Indireto	62
3.2.6	Controle Vetorial com orientação pelo fluxo do estator e do entreferro.....	67
4	CONTROLE COM ESTRUTURA VARIÁVEL E MODOS DESLIZANTES (CEV/MD).....	68
4.1	Teoria do CEV/MD.....	68
4.2	Exemplo de aplicação do CEV e o efeito da camada limite	73
4.3	Projeto da Superfície de Deslizamento e da Lei de Controle.....	77
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	85
5.1	Comparações entre a utilização de um controlador clássico (PI) e um controlador robusto (CEV-MD): Condições ideais de operação.....	90
5.2	Comparações entre a utilização de um controlador clássico (PI) e um controlador robusto (CEV-MD): Sistema operando com variações paramétricas do motor.....	97

5.3	Comparações entre a utilização de um controlador clássico (PI) e um controlador robusto (CEV-MD): Sistema operando com queda de tensão nos terminais do motor.	104
5.4	Comparações entre a utilização de um controlador clássico (PI) e um controlador robusto (CEV-MD): Sistema operando com queda de tensão nos terminais do motor e variações paramétricas.	120
6	CONCLUSÕES	128
	REFERÊNCIAS	131

1 INTRODUÇÃO

1.1 O motor de indução trifásico e a máquina de corrente contínua

O motor de indução trifásico (MIT) é a máquina elétrica mais utilizada no setor industrial, uma vez que possui robustez de operação, baixo custo de aquisição e de manutenção quando comparada a outros tipos de máquinas, o que satisfaz as atuais necessidades da maioria dos processos produtivos. Apesar de sua robustez, é de constituição extremamente simples, em especial a máquina com rotor em gaiola de esquilo, devido ao aproveitamento do princípio da indução eletromagnética (ARAÚJO, 2011).

Há algumas décadas, no entanto, o cenário era outro. Durante muito tempo as máquinas de corrente contínua (MCC) eram dominantes nas aplicações industriais, o que acontecia principalmente devido ao fato dessas possuírem um controle de velocidade e torque bastante simples. Apesar dessa grande vantagem, a MCC também apresenta algumas características indesejadas. Possui uma fabricação complexa e de alto custo, tem necessidade de manutenção frequente, e sua aplicação é restrita a áreas de pouco risco de explosão, pois este tipo de máquina possui um estágio de comutação que pode gerar centelhamento. Para a máquina de indução o grande problema residia em seu controle de velocidade e torque, que é bastante complexo devido ao acoplamento magnético existente entre o rotor e o estator. Por este motivo as máquinas de indução eram comumente utilizadas em aplicações de velocidade fixa, enquanto as máquinas de corrente contínua dominavam o campo em que trabalhava-se com velocidade variável.

A partir desta problemática, vários esquemas de controle foram propostos baseados em modelos de regime permanente da máquina de corrente alternada (CA), mas nenhum deles se comparava ao desempenho dinâmico da máquina de CC (ARAÚJO, 2011). Porém, com a evolução tecnológica nas áreas da microeletrônica, eletrônica de potência e dispositivos microprocessados, junto de técnicas de controle cada vez mais completas e sofisticadas, foi possível desenvolver-se um melhor controle da velocidade e torque do motor de indução trifásico, de forma que suas principais desvantagens em relação às máquinas de corrente contínua fossem anuladas.

1.2 As principais técnicas de controle para o motor de indução

Uma das primeiras e mais importantes técnicas de controle que surgiu para o MIT foi o controle escalar. Como o próprio nome indica, neste tipo de controle há variação apenas da magnitude das variáveis de controle (BOSE, 2002). Mediante esta técnica a velocidade do motor pode ser controlada variando-se a frequência de alimentação, sendo geralmente acompanhada da variação da tensão de alimentação para que não ocorra a saturação magnética (BIM, 2009). No entanto, uma máquina de indução controlada por esse método ainda possui um desempenho inferior ao de uma máquina de corrente contínua com excitação independente quanto a desempenhos dinâmicos e precisão de controle.

O grande avanço na teoria de controle dos motores de indução aconteceu no início dos anos 70, com os trabalhos de Hasse e Blaschke, que desenvolveram o controle vetorial (BOSE, 2002). Este método de controle (aplicável tanto em motores síncronos quanto assíncronos) demonstrou que, idealmente, uma máquina de indução poderia ser controlada de maneira análoga a uma máquina de corrente contínua de excitação independente, apresentando um desempenho praticamente tão bom quanto o desta última.

1.3 Trabalhos atuais relacionados a motores de indução e/ou controle com estrutura variável e modos deslizantes

Atualmente existe uma diversidade enorme de trabalhos relacionados à máquina de indução e a diversas técnicas de controle da mesma. Kommuri et. al (2014) propõe o estudo de um novo método de controle desacoplado para o motor de indução baseando-se num controlador de modo deslizante de segunda ordem, por meio do qual planeja-se obter tanto o controle desacoplado quanto a detecção de faltas. Em Shi et. al (2014) trata-se a utilização de motores de indução em aplicações com veículos elétricos, algo que vem ganhando popularidade nos anos recentes. É proposto neste último trabalho, então, um método de controle digital simplificado com baixa exigência de *hardware*, visto que alguns métodos frequentemente utilizados neste tipo de aplicação são de alto custo e seus controladores possuem um complicado projeto.

Niu et. al (2015) apresenta um método de estimação adaptativa de velocidade e torque para máquinas de indução a fim de se obter rápidas respostas computacionais, o que é uma grande vantagem comparando-se a outros métodos difundidos que demandam um grande

tempo computacional. Khan et. al (2015), por sua vez, introduz um método de Controle Direto de Torque (DTC, *Direct Torque Control*) para motores de indução com otimização de fluxo, utilizando o *software* MATLAB/Simulink para realizar as simulações do sistema implementado e obtendo-se bons resultados.

No trabalho aqui desenvolvido é proposto um controlador robusto com estrutura variável e modos deslizantes aplicado junto ao método do controle vetorial indireto em motores de indução trifásicos como intuito de desenvolver um controlador que apresente robustez e eficiência no controle de velocidade desse tipo de máquina. O desempenho de tal controlador é comparado ao de um controlador clássico (proporcional integral) em condições ideais de operação e mediante certas falhas.

O CEV-MD mostra-se eficiente em várias outras aplicações. Lordelo et al. (2012) apresenta um modelo com este tipo de controlador unido à teoria de LMI (*Linear Matrix Inequalities* – Desigualdades Matriciais Lineares), sendo esta uma ferramenta com enormes potenciais, enquanto que Gomes et. al (2007) aplica um controlador com estrutura variável em atuadores robóticos a fim de superar as não linearidades que dificultam seu controle.

Zheng et al. (2016) utiliza a teoria do CEV-MD para desenvolver um controlador capaz de controlar o equilíbrio e a trajetória de um robô móvel de duas rodas, enquanto He et. al (2015) utiliza um tipo similar de controlador para administrar a temperatura e umidade de uma estufa. Cheng et. al (2014), assim como neste trabalho, utiliza o controle com estrutura variável e modos deslizantes aplicado a uma máquina de indução. Porém, enquanto na presente dissertação esta técnica de controle é usada juntamente ao controle vetorial indireto, em Cheng et al. (2014) ela é utilizada em conjunto com o controle de torque direto.

Desta maneira, dentre as várias técnicas de controle aplicáveis a máquinas de indução, selecionou-se o CEV-MD como o foco deste trabalho, tendo este se mostrado eficiente em diversas outras áreas.

1.4 Descrição dos capítulos

Apresenta-se a seguir uma descrição sucinta dos tópicos abordados em cada um dos capítulos deste trabalho.

No Capítulo 2 apresenta-se uma modelagem do motor de indução trifásico, bem como as transformações de variáveis que são de extrema importância para se realizar o controle de alto desempenho desse tipo de motor.

No Capítulo 3 mostra-se diversas técnicas de controle de velocidade para a máquina de indução, desde as mais simples (como mudança do número de polos e variação da resistência rotórica, por exemplo) até técnicas mais complexas, como os já mencionados métodos do controle escalar e vetorial e suas principais vertentes.

No Capítulo 4 introduz-se a teoria sobre o controlador robusto desenvolvido neste trabalho, baseado no método de Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes (CEV-MD). Neste capítulo consta os aspectos mais relevantes sobre os sistemas com este método de controle, como as definições da superfície deslizante, o efeito de *chattering*, entre outros. Além disso, neste capítulo também é apresentado o desenvolvimento do controlador robusto que foi utilizado nesse trabalho.

No Capítulo 5 mostra-se os esquemas implementados no *software* MATLAB/Simulink, bem como os resultados de cada uma das simulações realizadas utilizando esta ferramenta. Entre as condições de operação impostas ao sistema estão condições ideais, operação considerando-se uma variação na magnitude da resistência rotórica da máquina de indução e operação mediante uma falha em que ocorre uma queda de tensão nos terminais da máquina. A partir dos resultados obtidos nas simulações são feitas comparações entre o desempenho do sistema operando sob o controle vetorial indireto (orientado sobre o fluxo do rotor) utilizando dois controladores diferentes: um clássico do tipo PI (Proporcional Integral) e o controlador robusto desenvolvido no Capítulo 5 (CEV-MD).

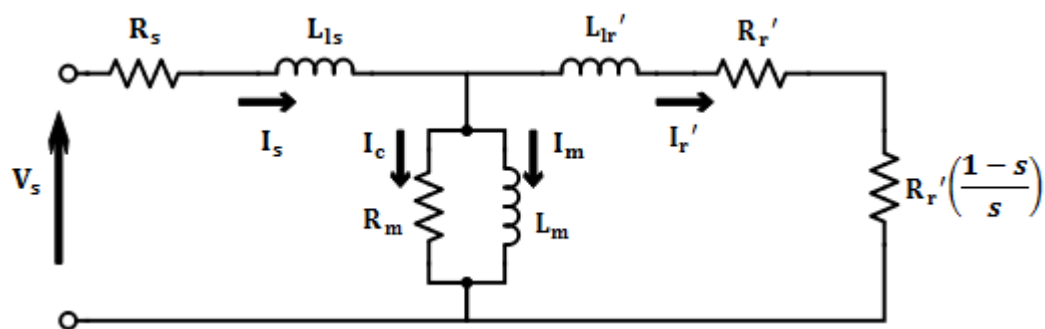
Por fim, no Capítulo 6 são expostas as conclusões finais obtidas a partir do desenvolvimento deste trabalho e, principalmente, das comparações realizadas entre os desempenhos dos dois controladores nas diferentes condições de operação.

2 MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Para realizar a implementação das técnicas de controle de alto desempenho no motor de indução é necessário antes fazer a análise do comportamento dinâmico da máquina. Dessa maneira é preciso conhecer os modelos matemáticos da mesma.

Apresenta-se na Figura 1 o circuito equivalente de um motor de indução trifásico por fase, com parâmetros do rotor já referidos ao estator. R_s , L_{ls} , R_r e L_{lr} são respectivamente a resistência do estator, indutância de dispersão do estator, resistência do rotor e indutância de dispersão do rotor. O parâmetro “s” representa o escorregamento da máquina e R_m e L_m são a resistência equivalente para as perdas no núcleo e a indutância de magnetização, respectivamente.

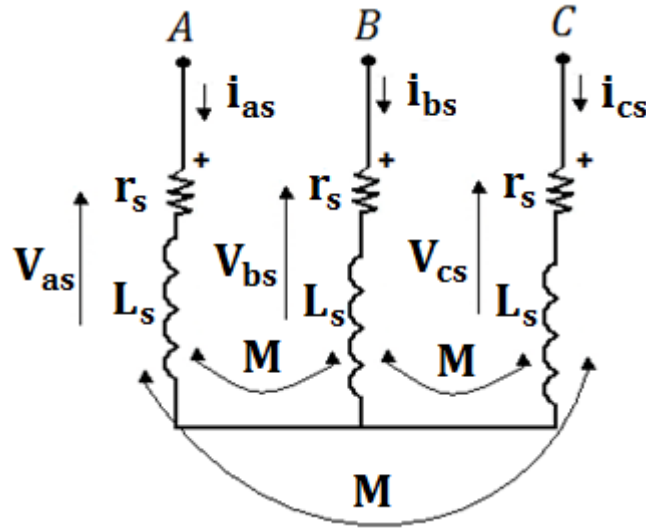
Figura 1 – Circuito equivalente por fase de um MIT.



Fonte: Baseado em Bose (2006).

Na Figura 2 encontra-se um esquema para os enrolamentos do estator de uma máquina de indução trifásica simétrica de dois polos conectada em estrela. Em (1) são apresentadas as equações referentes a cada tensão de fase para o circuito do estator, enquanto (2) representa estas mesmas equações, mas na forma matricial. A equação que define os fluxos concatenados de cada fase, por sua vez, é apresentada em (3).

Figura 2 – Máquina de indução simétrica trifásica.



Fonte: (ORTUNHO, 2015).

$$\begin{cases} V_{as} = r_s \cdot i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \\ V_{bs} = r_s \cdot i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = r_s \cdot i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

$$V_{abcs} = \bar{r}_s \cdot i_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \quad (2)$$

$$\lambda_{abcs} = \bar{L}_s \cdot i_{abcs} \quad (3)$$

A matriz $\bar{r}_s$ é diagonal, como mostra (4). A matriz $\bar{L}_s$ trata-se de uma matriz simétrica, mas não diagonal. Isto ocorre por causa da presença das indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator (consideradas com valores idênticos), mostradas na Figura 2. Se estas indutâncias mútuas fossem desprezadas a matriz de indutâncias também seria diagonal, o que em alguns estudos é de fato considerado, a fim de simplificar-se a modelagem e os cálculos executados. As matrizes são:

$$\bar{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\bar{L}_S = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$L_S = L_{ls} + L_{ms} \quad (6)$$

$$M_S = -\frac{1}{2}L_{ms} \quad (7)$$

sendo L_{ls} a indutância de dispersão, L_{ms} a indutância de magnetização, L_S a indutância própria do estator e M_S a indutância mútua entre dois enrolamentos do estator.

As indutâncias são funções da velocidade do rotor e, portanto, os coeficientes das equações diferenciais que descrevem seu comportamento são variantes no tempo. Uma maneira de reduzir a complexidade das equações diferenciais da máquina é realizar a transformação de variáveis, passando a representá-las em outra referência, na qual os coeficientes passem a ser invariantes no tempo, ou seja, valores constantes. Em (8) fica explícito uma transformação das variáveis trifásicas dos elementos estacionários do circuito da máquina de indução para uma referência ortogonal arbitrária, sendo K_S a matriz de transformação.

$$g_{qd0s} = K_S \cdot g_{abcs} \quad (8)$$

sendo

$$(g_{qd0s})^T = [g_{qs} \quad g_{ds} \quad g_{0s}] \quad (9)$$

$$(g_{abcs})^T = [g_{as} \quad g_{bs} \quad g_{cs}] \quad (10)$$

$$K_S = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) \cdot dt + \theta(0) \quad (12)$$

$$g_{abcs} = (K_s)^{-1} \cdot g_{qd0s} \quad (13)$$

$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

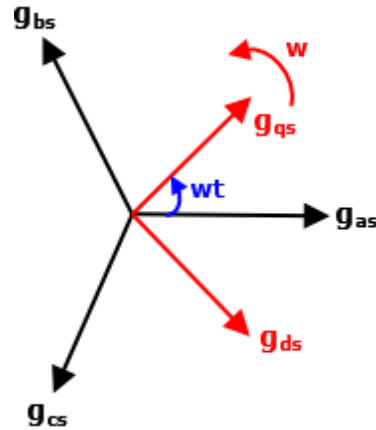
Nas Equações de (8) a (14) “ g ” pode estar representando a tensão, corrente ou fluxo concatenado. O índice “ s ” indica que as variáveis, parâmetros e transformações estão associados com o circuito do estator e “ ω ” representa a velocidade da referência ortogonal.

O diagrama fasorial com o sistema trifásico da máquina de indução e sistema ortogonal obtido com a mudança de variáveis proposta é exibido na Figura 3. Neste caso, considerou-se uma referência arbitrária, ou seja, com uma velocidade de referência ortogonal “ ω ” qualquer. No entanto, são três as velocidades de referência usualmente utilizadas:

- $\omega = 0$: Referência estacionária (fixada sobre o estator);
- $\omega = \omega_e$: Referência síncrona girante;
- $\omega = \omega_r$: Referência rotórica (fixada sobre o rotor).

Pode-se considerar que g_{as} , g_{bs} e g_{cs} na Figura 3 são como as direções dos eixos magnéticos dos enrolamentos do estator. Enquanto isso, g_{qs} e g_{ds} são ditos como as direções dos eixos magnéticos do enrolamento fictício localizado nos eixos qs e ds , criados a partir da mudança de variáveis. Como o novo sistema de coordenadas é ortogonal, é possível realizar o desacoplamento das variáveis nele representadas, o que é impraticável quando se trata do sistema trifásico não ortogonal apresentado anteriormente, naturalmente acoplado.

Figura 3 – Transformação de variáveis para referência arbitrária.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando-se em (2) a transformada de variáveis apresentada em (8) tem-se:

$$\begin{aligned}
 V_{qd0s} &= K_s \cdot V_{abcs} \\
 V_{qd0s} &= K_s \cdot \left[\bar{r}_s \cdot i_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \right] \\
 V_{qd0s} &= K_s \cdot \left[\bar{r}_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qd0s} + \frac{d}{dt} (K_s^{-1} \cdot \lambda_{qd0s}) \right] \\
 V_{qd0s} &= K_s \cdot \bar{r}_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qd0s} + K_s \cdot \left[\frac{d}{dt} (K_s^{-1}) \cdot \lambda_{qd0s} + \frac{d}{dt} (\lambda_{qd0s}) \cdot K_s^{-1} \right] \\
 V_{qd0s} &= K_s \cdot \bar{r}_s \cdot K_s^{-1} \cdot i_{qd0s} + K_s \cdot \frac{d}{dt} (K_s^{-1}) \cdot \lambda_{qd0s} + K_s \cdot \frac{d}{dt} (\lambda_{qd0s}) \cdot K_s^{-1} \quad (15)
 \end{aligned}$$

$$K_s \cdot \bar{r}_s \cdot K_s^{-1} = \bar{r}_s \quad (16)$$

$$K_s \cdot \frac{d}{dt} (K_s^{-1}) = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \bar{\omega} \quad (17)$$

$$K_s \cdot \frac{d}{dt} (\lambda_{qd0s}) \cdot K_s^{-1} = \frac{d}{dt} (\lambda_{qd0s}) \quad (18)$$

A Equação (15) pode, então, ser reescrita como:

$$V_{qd0s} = \bar{r}_s \cdot i_{qd0s} + \bar{\omega} \cdot \lambda_{qd0s} + \frac{d}{dt} (\lambda_{qd0s}) \quad (19)$$

No entanto, tem-se que:

$$\begin{aligned}\lambda_{qd0s} &= K_S \cdot \lambda_{abcs} \\ \lambda_{qd0s} &= K_S \cdot \bar{L}_S \cdot i_{abcs} \\ \lambda_{qd0s} &= K_S \cdot \bar{L}_S \cdot K_S^{-1} \cdot i_{qd0s}\end{aligned}\quad (20)$$

Como mostrado em (5):

$$\bar{L}_S = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$K_S \cdot \bar{L}_S \cdot K_S^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{cases} \lambda_{qs} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}\right) \cdot i_{qs} \\ \lambda_{ds} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}\right) \cdot i_{ds} \\ \lambda_{0s} = (L_{ls}) \cdot i_{0s} \end{cases} \quad (23)$$

Pode-se reescrever (23):

$$\begin{cases} \lambda_{qs} = (L_S - M_S) \cdot i_{qs} \\ \lambda_{ds} = (L_S - M_S) \cdot i_{ds} \\ \lambda_{0s} = (L_S + 2M_S) \cdot i_{0s} \end{cases} \quad (24)$$

com $L_S = L_{ls} + L_{ms}$ e $M_S = -\frac{1}{2}L_{ms}$.

Finalmente, substituindo-se (24) em (19) obtém-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} V_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega \cdot \lambda_{ds} + (L_S - M_S) \cdot i_{qs} \\ V_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega \cdot \lambda_{qs} + (L_S - M_S) \cdot i_{ds} \\ V_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + (L_S + 2M_S) \cdot i_{0s} \end{cases} \quad (25)$$

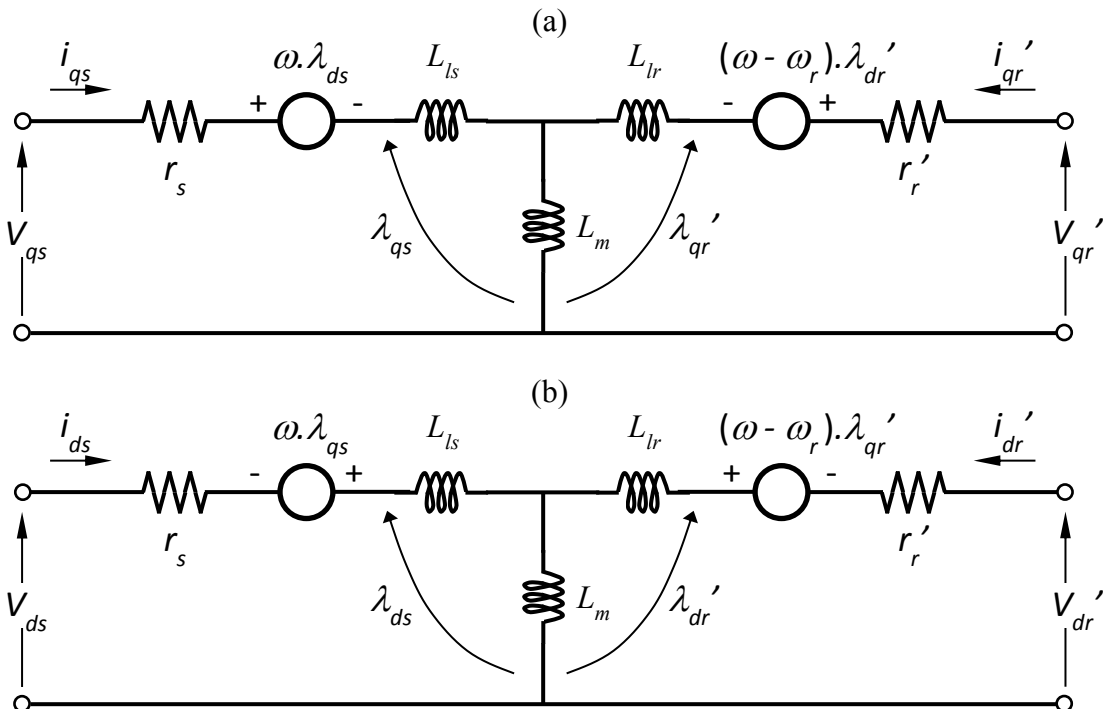
Dessa maneira, é apresentado em (26) o conjunto de equações das tensões no estator para uma referência dq_s arbitrária. De maneira análoga, (27) representa o conjunto de equações das tensões no rotor.

$$\begin{cases} V_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega \cdot \lambda_{ds} + \frac{d}{dt}(\lambda_{qs}) \\ V_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega \cdot \lambda_{qs} + \frac{d}{dt}(\lambda_{ds}) \\ V_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + \frac{d}{dt}(\lambda_{0s}) \end{cases} \quad (26)$$

$$\begin{cases} V_{qr}' = r_r' \cdot i_{qr}' + (\omega - \omega_r) \cdot \lambda_{dr}' + \frac{d}{dt}(\lambda_{qr}') \\ V_{dr}' = r_r' \cdot i_{dr}' - (\omega - \omega_r) \cdot \lambda_{qr}' + \frac{d}{dt}(\lambda_{dr}') \\ V_{0r}' = r_r' \cdot i_{0r}' + \frac{d}{dt}(\lambda_{0r}') \end{cases} \quad (27)$$

As equações deduzidas até então podem ser entendidas com mais clareza analisando-se a Figura 4, na qual é ilustrado o circuito equivalente da máquina de indução para uma velocidade arbitrária.

Figura 4 – Circuito equivalente dinâmico da máquina de indução para uma velocidade arbitrária. (a) Eixo na referência q; (b) Eixo na referência d.



Fonte: Baseado em Bose (2006).

Considerando-se um circuito trifásico alimentado por um conjunto de tensões trifásicas balanceados, de mesma amplitude e deslocadas de 120° , define-se:

$$\begin{cases} V_{as} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \cos(\theta_e) \\ V_{bs} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \cos\left(\theta_e - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ V_{cs} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \cos\left(\theta_e + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (28)$$

Realizando-se a transformação do grupo de equações (28) para uma referência arbitrária, por meio da matriz de transformação K_s apresentada em (11), tem-se:

$$\begin{cases} V_{qs} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \cos(\theta_e - \theta) \\ V_{ds} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\theta_e - \theta) \\ V_{0s} = 0 \end{cases} \quad (29)$$

Analisando (29) constata-se que, para um circuito trifásico balanceado, a componente zero (ou homopolar) V_{0s} será nula. Além disso, as tensões V_{qs} e V_{ds} formam um conjunto bifásico balanceado para todas as referências, exceto para o caso da referência síncrona girante ($\omega = \omega_e$), uma vez que nesta referência as variáveis (no caso em questão, as tensões no estator), aparecerão como valores constantes. O fato de estas variáveis senoidais tornarem-se valores constantes na referência síncrona girante é de grande importância para aproximar o controle de velocidade e torque da máquina de indução do controle da máquina CC, tido como o ideal.

A transformação para a referência estacionária, realizada a partir da matriz K_s^s , é conhecida como Transformada de Clarke, sendo sua matriz apresentada em (30). Esta transformada ortogonaliza o sistema de modo a eliminar as mutualidades e simplificar a modelagem matemática. Para o caso de um circuito trifásico balanceado, como mencionado, a componente zero é nula, podendo-se simplificar a matriz da Transformada de Clarke como exibido em (31). Em (32) encontra-se o conjunto de tensões na referência estacionária.

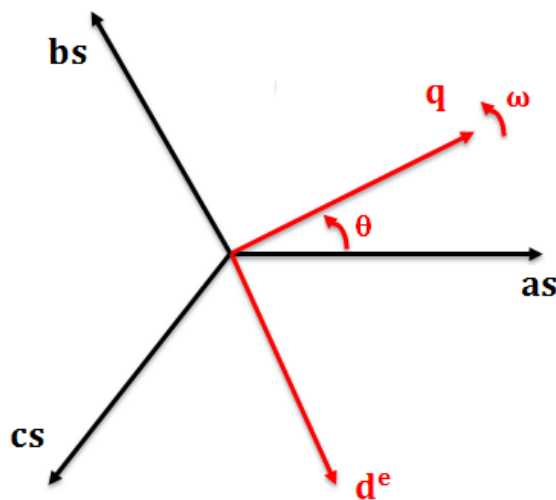
$$K_s^s = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$K_s^s = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{cases} V_{qs}^s(t) = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \cos(\theta_e) \\ V_{ds}^s(t) = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\theta_e) \\ V_{0s}^s = 0 \end{cases} \quad (32)$$

Em termos matemáticos, a transformação de Clarke consiste em uma transformação linear que diagonaliza as matrizes circulares simétricas que aparecem na modelagem das máquinas elétricas. Contudo, em termos físicos, esta transformação é a mudança de um sistema trifásico para um sistema bifásico, com mesma potência mecânica, torque, velocidade e número de par de polos. É comumente conhecida como transformação trifásico-bifásica (BARBI, 1984). São exibidos na Figura 5 os eixos estacionários (abcs) e os eixos ortogonais qd, obtidos com uma transformação para uma referência arbitrária.

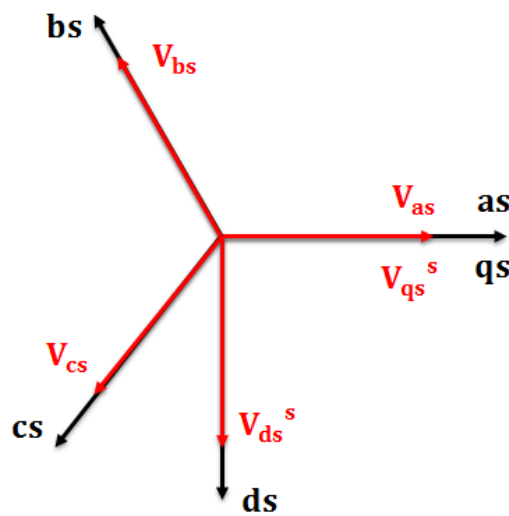
Figura 5 – Eixos abcs (estacionários), abcr (rotóricos) e qd em uma transformação para uma referência arbitrária.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 6, por sua vez, encontra-se esquematizada a transformação dos eixos estacionários $abcs$ para os eixos qd^s , na referência estacionária, ou seja, trata-se de uma esquematização da Transformada de Clarke.

Figura 6 – Transformação das coordenadas acopladas $abcs$ para as coordenadas ortogonais qds , na referência estacionária.

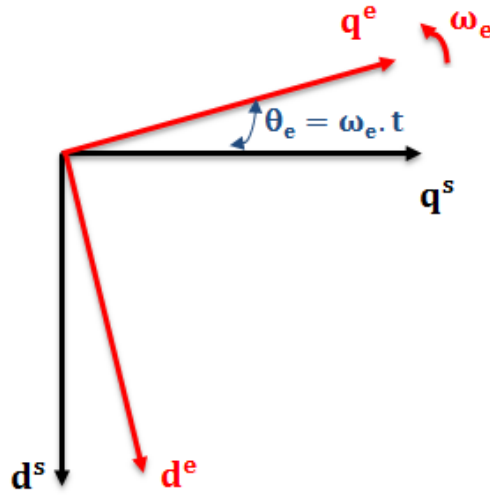


Fonte: Próprio autor.

Apesar de a referência estacionária simplificar o modelo da máquina de indução, ela ainda não é ideal para se trabalhar no controle desejado para este tipo de máquina. No entanto, as tensões na referência estacionária qd^s , em (32), podem ser convertidas para a referência síncrona girante qd^e mediante a Transformada de Park. Como mencionado anteriormente, por meio desta transformada as variáveis (tensões, correntes e fluxos concatenados) tornam-se valores constantes, simplificando ainda mais o sistema da máquina de indução.

Fisicamente, a Transformada de Park transforma a máquina bifásica com enrolamentos estatóricos fixos e enrolamentos rotóricos girantes, em enrolamentos estatóricos fixos e rotóricos pseudo-estacionários (BARBI, 1984).

Figura 7 – Transformação de uma grandeza na referência estacionária para a referência síncrona girante.



Fonte: Próprio autor.

A partir da Figura 7 podem ser facilmente definidas as tensões na referência síncrona girante em função das tensões na referência estacionária, como apresentado em (33). O processo inverso encontra-se em (34), onde as tensões na referência estacionária são definidas a partir das tensões na referência síncrona girante.

$$\begin{cases} V_{qs}^e = V_{qs}^s(t) \cdot \cos(\omega_e \cdot t) - V_{ds}^s(t) \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \\ V_{ds}^e = V_{qs}^s(t) \cdot \sin(\omega_e \cdot t) + V_{ds}^s(t) \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \end{cases} \quad (33)$$

$$\begin{cases} V_{qs}^s(t) = V_{qs}^e \cdot \cos(\omega_e \cdot t) + V_{ds}^e \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \\ V_{ds}^s(t) = -V_{qs}^e \cdot \sin(\omega_e \cdot t) + V_{ds}^e \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \end{cases} \quad (34)$$

Escrevendo-se na forma de matriz, a Transformada de Park, que transforma as variáveis para a referência síncrona girante, é definida pela matriz apresentada em (35).

$$K_e = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e \cdot t) & -\sin(\omega_e \cdot t) \\ \sin(\omega_e \cdot t) & \cos(\omega_e \cdot t) \end{bmatrix} \quad (35)$$

3 MÉTODOS DE CONTROLE DE VELOCIDADE PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO

É possível controlar a velocidade do motor de indução (ω_r) de duas maneiras: variando o escorregamento (s) ou a velocidade síncrona (ω_e). Isto fica claro analisando-se a equação apresentada em (36).

$$\omega_r = (1 - s) \cdot \omega_e \quad (36)$$

Para se modificar o valor do escorregamento (sem alterar a carga) é necessário variar a tensão da rede ou a resistência rotórica do MIT. Para alterar a velocidade síncrona, por sua vez, é preciso modificar a frequência da rede (f) ou o número de polos (P), como observa-se em (37), que fornece a velocidade em rpm.

$$\omega_e = \frac{120 \cdot f}{P} \quad (37)$$

- **Variação do escorregamento (s):**

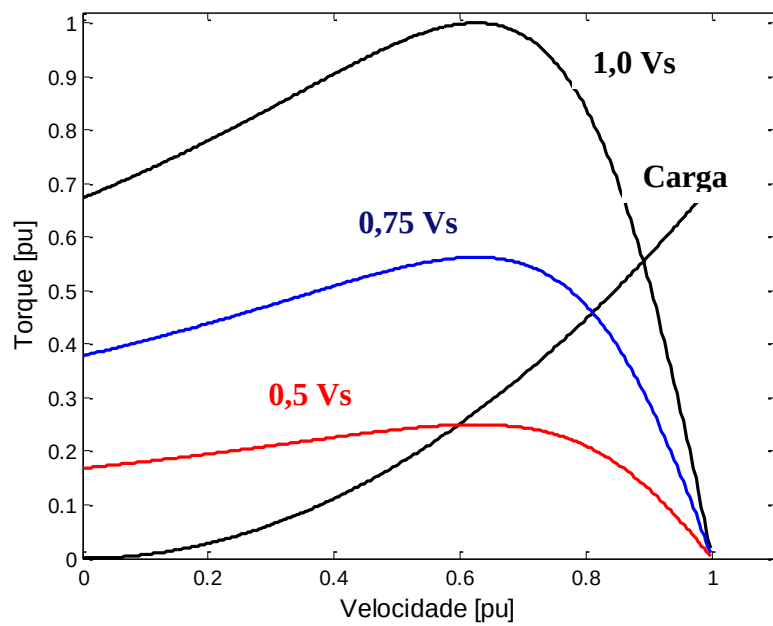
O escorregamento pode ser variado de duas formas: alterando-se a tensão da rede ou a resistência estatórica. A equação que define o torque máximo (T_M) é apresentada em (38), deixando claro que este varia com o quadrado da tensão de alimentação. No entanto, o escorregamento que produz torque máximo (s_M) não depende da tensão, como pode ser notado em (39). Desta forma, a faixa de ajuste da velocidade variando-se a tensão é muito estreita, como pode ser visto na Figura 8.

$$T_M = \frac{3 \cdot V_{TH}^2}{2 \cdot \omega_e \cdot [R_{TH} + \sqrt{(R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_{RB})^2)}]} \quad (38)$$

$$s_M = \frac{R_r}{\sqrt{(R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_{RB})^2)}} \quad (39)$$

sendo V_{TH} , R_{TH} e X_{TH} , respectivamente, a tensão, resistência e reatância do circuito equivalente de Thevenin, com R'_r e X'_{RB} representando a resistência do rotor e a reatância com rotor bloqueado, respectivamente, sendo ambas referidas ao circuito do estator.

Figura 8 – Curvas do torque pela velocidade para a variação da tensão nos terminais do estator.



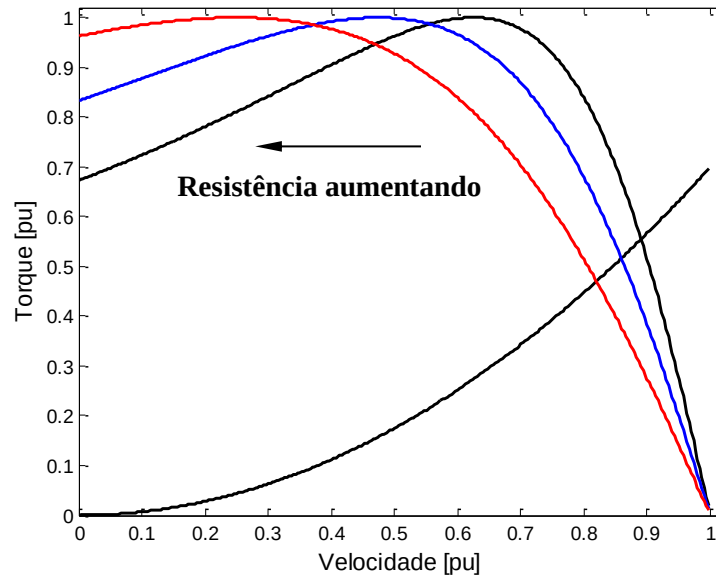
Fonte: Próprio autor.

A segunda maneira de se variar o escorregamento, manipulando-se a resistência rotórica, não pode ser realizada em máquinas de indução com rotor do tipo gaiola de esquilo, apenas do tipo com rotor bobinado (rotor de anéis). Este método é possível devido ao valor do escorregamento para o torque máximo (s_M) ser diretamente proporcional à resistência do rotor (R'_r), como pode se observar em (39). O torque máximo se mantém constante, mas o motor passa a ter um menor rendimento, pois o escorregamento aumenta, elevando as perdas no cobre do rotor, regidas por (40). Como pode ser visualizado na Figura 9, a faixa de ajuste da velocidade mais uma vez é estreita.

$$P_{cr} = s \cdot P_{fr} \quad (40)$$

com P_{cr} sendo as perdas no cobre do rotor e P_{fr} a potência fornecida ao rotor.

Figura 9 – Curvas do torque pela velocidade para a variação da resistência rotórica.

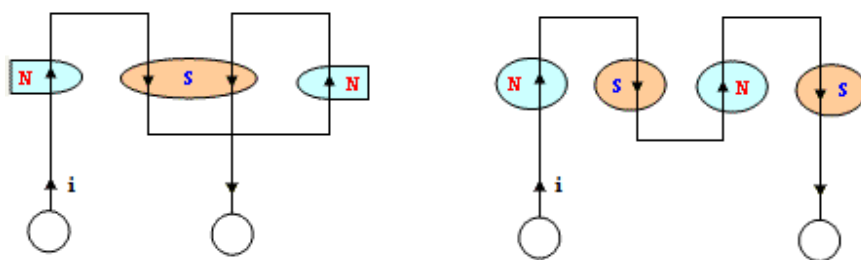


Fonte: Próprio autor.

- **Variação da velocidade síncrona (ω_s):**

É possível alterar a velocidade síncrona da máquina de indução por meio da mudança do número de polos. Isto pode ser realizado mediante uma conexão especial denominada “Dahlander” onde, com uma chave comutadora, varia-se o número de polos numa razão de 2:1. Este método consiste em inverter o sentido da corrente em um dos enrolamentos de cada fase, diminuindo o número de polos pela metade, como pode ser visto na Figura 10.

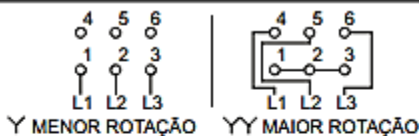
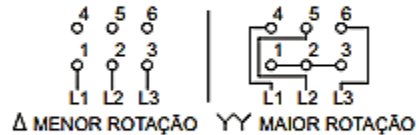
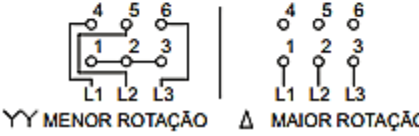
Figura 10 – Ligação Dahlander para variar o número de polos.



Fonte: Próprio autor.

Na ligação Dahlander a alteração do número de polos é acompanhada da alteração do tipo de conexão, sendo que existem três tipos de arranjos de ligação para motores com 6 terminais, que fornecem três situações: Torque constante, Potência constante, Torque variável. Pode-se observar na Figura 11 uma relação com os tipos de ligações em motores Dahlander de 6 terminais mostrando as possibilidades mencionadas.

Figura 11 – Tipos de ligações Dahlander e suas propriedades.

YY - Y Torque Variável	
Δ - YY Torque Constante	
YY - Δ Potência Constante	

Fonte: Próprio autor.

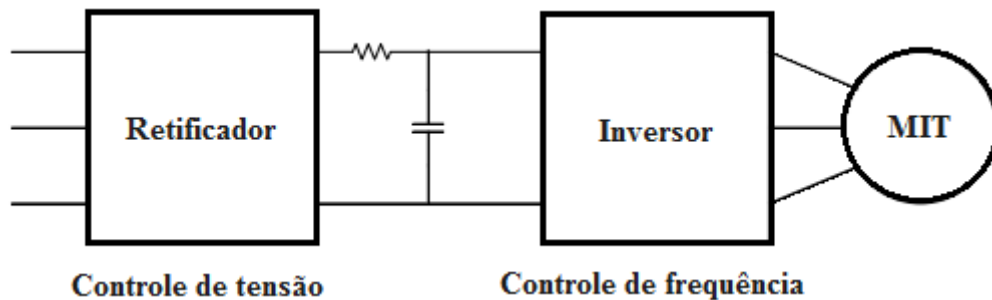
A outra maneira de se variar a velocidade síncrona é variando a frequência, sendo este o método mais utilizado. A velocidade do campo magnético girante é definida pela frequência da corrente trifásica aplicada no motor e a velocidade do motor depende da velocidade do campo girante. Controlar a frequência da corrente aplicada, portanto, é uma forma de controlar a velocidade do motor. Este efeito pode ser obtido a partir de inversores de frequência ou ainda cicloconversores.

Controlar a velocidade da máquina de indução mediante a variação da frequência é o método mais utilizado por tratar-se do método mais versátil e eficaz. A seguir, serão apresentadas algumas das técnicas mais difundidas de controle de velocidade e torque para MIT.

3.1 Controle Escalar

No chamado Controle Escalar controla-se apenas a variação da amplitude das variáveis de controle, desprezando-se os efeitos de acoplamento na máquina. Diferentemente da variação do número de polos, a alteração da frequência elétrica de estator é um método contínuo de controle de velocidade e, geralmente, é acompanhada pela variação da tensão de terminal de estator para que não ocorra a saturação magnética. Por esta razão o método é conhecido por Volts/Hertz ou V/f (BIM, 2009). Na Figura 12 é apresentado um diagrama simplificado para o controle escalar.

Figura 12 – Esquema simplificado do controle da velocidade pela variação da frequência.



Fonte: (CAMARGO, 2006).

Este é um método muito popular de controle de velocidade devido à sua simplicidade e ao fato de que a grande maioria das aplicações não requer alta precisão e/ou rapidez no controle da velocidade. No entanto, seu desempenho é inferior ao controle vetorial, que será mostrado mais adiante.

Para frequências relativamente altas temos que $R_{TH} \ll \omega_e \cdot (L_{TH} + L_{lr})$, ou seja, o valor da resistência de Thevenin torna-se desprezível quando comparada aos valores das reatâncias. Com isso, (38) pode ser simplificada e o torque máximo pode ser expresso como mostrado em (41).

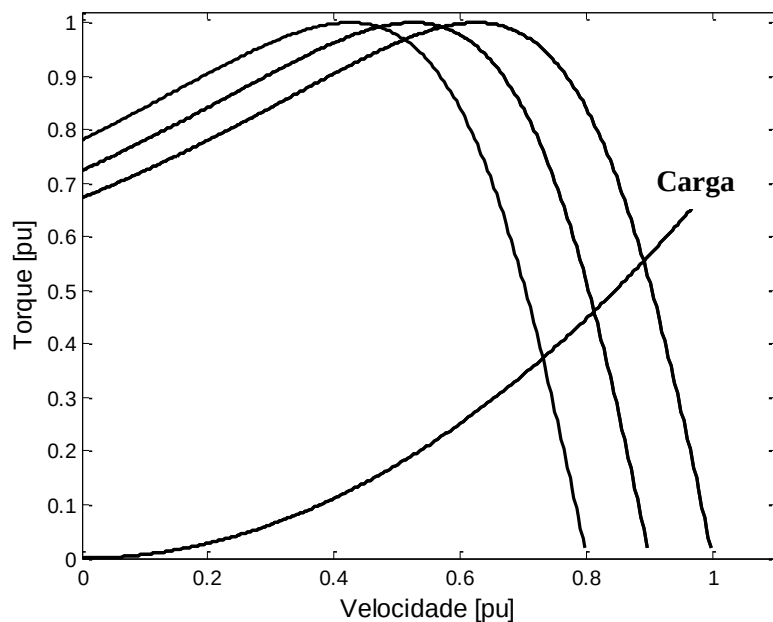
$$T_M = \frac{3 \cdot V_{TH}^2}{2 \cdot \omega_e \cdot (X_{TH} + X_{RB})} \quad (41)$$

Assim, tem-se que o controle escalar se baseia no conceito original do inversor de frequência: impõe no motor uma determinada tensão/frequência, visando manter a relação V/f constante para, dessa maneira, o motor trabalhar com fluxo aproximadamente constante (visto

que, desprezando-se a resistência estatórica, o fluxo depende diretamente desta relação tensão/frequência). Outra característica que se obtém desconsiderando-se a resistência do estator é que, além do fluxo, o torque máximo também dependerá apenas da tensão e da frequência (mais especificamente, do quadrado da relação V/f).

Na Figura 13 podem ser observadas as curvas do torque elétrico em função da velocidade do rotor para diversos pontos de operação. Destaca-se que desde o ponto de velocidade zero até o ponto em que trabalha-se com velocidade e tensão nominais a relação tensão/frequência é mantida constante, conservando assim o fluxo e o torque máximo também constantes (controle escalar ideal). Quando se atinge a tensão nominal, este valor é mantido e, caso a frequência continue a ter seu valor aumentado, a operação entrará na região de campo enfraquecido, onde há um decréscimo nos valores do fluxo e do torque máximo desenvolvido, visto que a relação V/f estará diminuindo.

Figura 13 – Curvas de torque em função da velocidade para o controle escalar (Volts/Hertz).

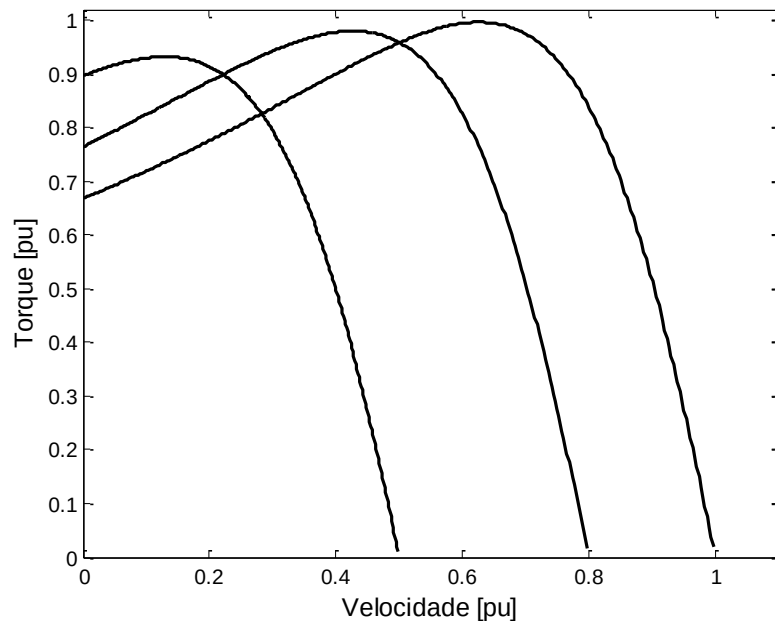


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 14 estão as curvas de torque pela velocidade para um modelo mais realista do controle escalar no qual, para valores baixos de frequência, a resistência estatórica não é desprezada em relação à reatância de dispersão do estator. Assim, a equação considerada para descrever o torque máximo volta a ser (38) e a resistência estatórica passa a ter um efeito

significante em baixas velocidades, fazendo com que o torque máximo desenvolvido diminua consideravelmente quando comparado à faixa de frequências próximas da nominal.

Figura 14 – Curvas de torque em função da velocidade para o controle escalar (Volts/Hertz) considerando-se os efeitos de perdas da resistência rotórica em baixas velocidades.

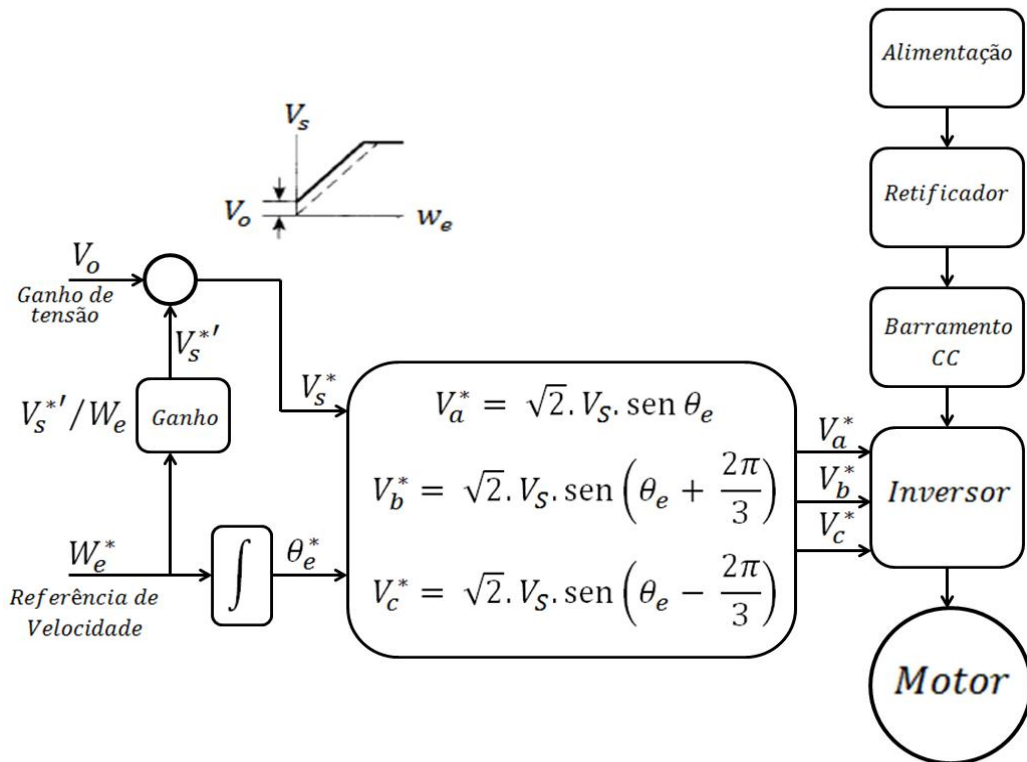


Fonte: Próprio autor.

Este tipo de controle, como já mencionado, é aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a comandos de torque e velocidade e é particularmente interessante quando há conexão de múltiplos motores a um único inversor. O controle apresentado até então é realizado em malha aberta e a precisão da velocidade é função do escorregamento do motor, que varia em função da carga, já que a frequência no estator é imposta. Para melhorar o desempenho do motor nas baixas velocidades, alguns inversores possuem funções especiais como a compensação de escorregamento (que atenua a variação da velocidade em função da carga) e o *boost* de tensão (aumento da relação V/f para compensar o efeito da queda de tensão na resistência estatórica em baixas frequências), de maneira que a capacidade de torque do motor seja mantida mesmo trabalhando próximo da velocidade zero (WEG, 2013).

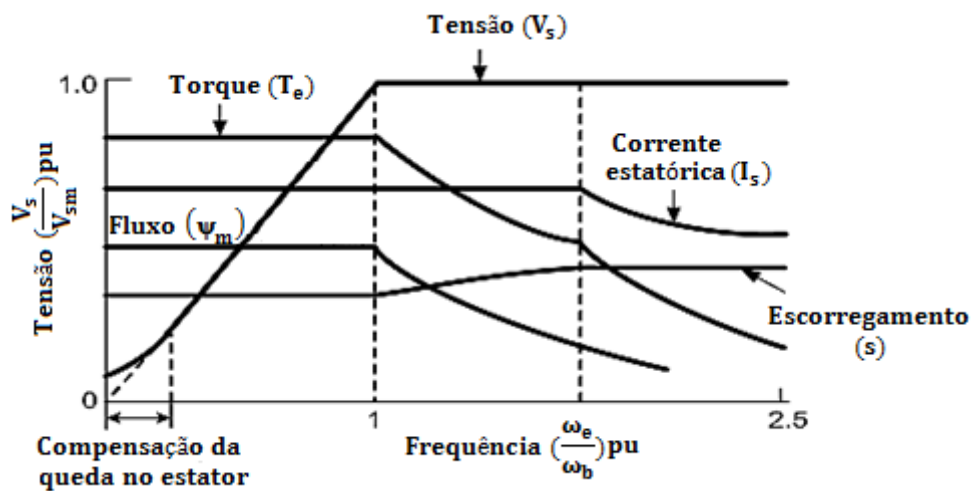
É apresentado na Figura 15 de maneira mais elaborada o diagrama de blocos que representa o controle escalar de velocidade em malha aberta, enquanto que na Figura 16 é exibido o desempenho deste mesmo método, mostrando-se o comportamento de várias variáveis em diferentes regiões de operação.

Figura 15 – Diagrama de blocos do controle escalar (Volts/Hz) em malha aberta.



Fonte: (ORTUNHO, 2015).

Figura 16 – Desempenho do controle escalar em malha aberta.



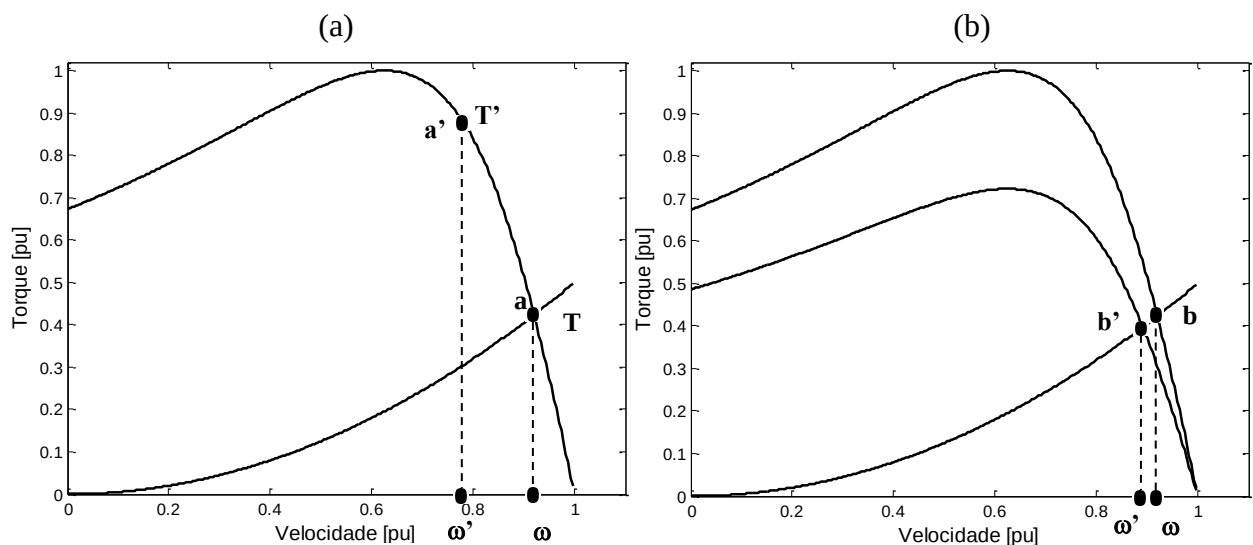
Fonte: (BOSE, 2006).

Pode se observar na Figura 15 que o circuito de potência do sistema é composto por um retificador a diodo alimentado por uma rede monofásica ou trifásica, um filtro LC e um modulador PWM alimentado por tensão. A velocidade síncrona (na figura, ω_e) trata-se da

variável de controle primária, sendo aproximadamente igual à velocidade do rotor (ω_r) se desprezarmos a velocidade de escorregamento. A referência de tensão de fase V_s^* é gerada diretamente da referência de frequência pela multiplicação por um fator de ganho G , de maneira que o fluxo Ψ_s permaneça constante (BOSE, 2002).

Caso a resistência do rotor e a indutância de dispersão da máquina forem desprezadas, o fluxo do estator (Ψ_s) também corresponderá ao fluxo do entreferro (Ψ_m) e ao do rotor (Ψ_r). Para baixas frequências a resistência do estator tende a absorver a maior parte da tensão do estator, o que enfraquece o campo. Por este motivo uma tensão de *boost* V_0 é somada, com a função de estabelecer o fluxo nominal e ser possível desenvolver o torque total mesmo na velocidade zero. Para altas velocidades, no entanto, o efeito da tensão de *boost* torna-se desprezível. Realiza-se a integração do sinal de velocidade ω_e^* para gerar o sinal de ângulo θ_e^* e as correspondentes tensões de fase V_a^* , V_b^* e V_c^* . O controlador PWM é representado juntamente ao bloco do inversor (BOSE, 2002).

Figura 17 – Curvas de torque em função da velocidade para o controle escalar, mostrando efeitos da variação do torque de carga e da tensão de alimentação.



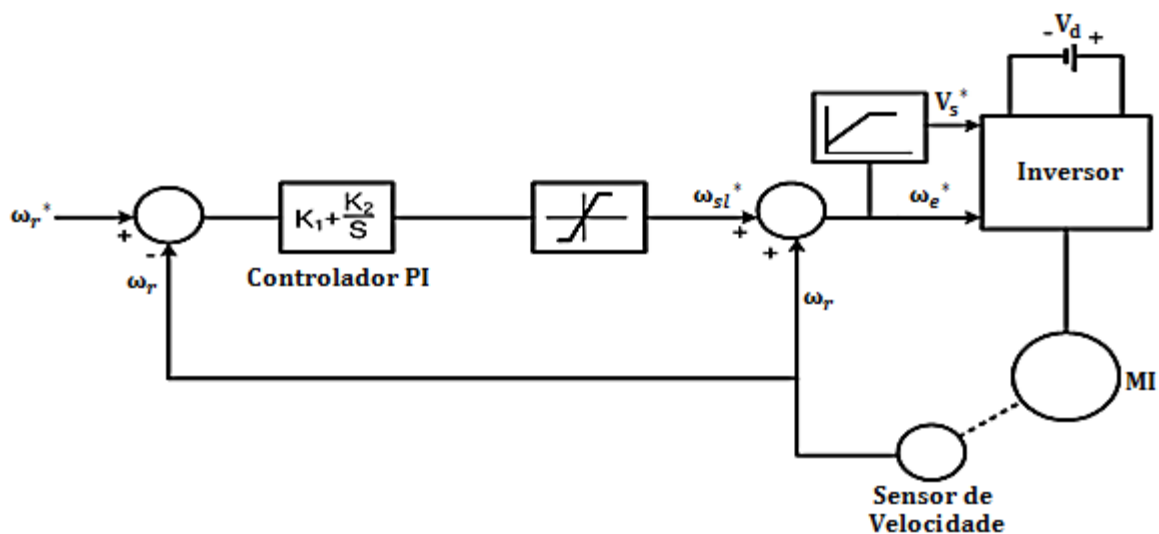
Fonte: Baseado em Bose (2002).

São apresentadas mais uma vez na Figura 17 curvas de torque pela velocidade para o método do controle escalar. No entanto, desta vez também são mostradas as consequências de uma possível variação no torque de carga e da tensão de alimentação. Considerando o motor

operando primeiramente no ponto a , com carga igual a T_L , e tendo-se que o torque é aumentado para T_L' sem alterar-se a frequência de comando, a velocidade tende a cair de ω_r para ω_r' , com o motor passando a atuar no ponto de operação a' . Esta queda de velocidade é pequena para máquinas de alta eficiência (baixo escorregamento) e é tolerada para aplicações onde a precisão no controle de velocidade não é necessária. Assumindo-se agora que a operação esteja no ponto b em outra curva de torque-velocidade, caso a tensão de alimentação sofra uma queda, a tensão nos terminais da máquina diminuirá. Consequentemente a velocidade também irá cair para o ponto de operação correspondente a b' , numa nova curva de torque-velocidade, como mostrado na Figura 17. Além disso, uma diminuição da tensão nos terminais da máquina também diminui o máximo torque desenvolvido.

Pode-se melhorar o desempenho do controle em malha aberta utilizando-se um estimador de escorregamento e, portanto, somar o valor estimado ao comando de frequência. Este método utiliza um algoritmo presente no inversor de frequência que estima o escorregamento com base nos parâmetros a que tem acesso. Outra maneira de otimizar o desempenho do controle escalar é realizá-lo em malha fechada, adicionando-se um *encoder* de velocidade que é posicionado no eixo do rotor no intuito de fazer a leitura do posicionamento e velocidade do eixo e, a partir dessas leituras, realizar as devidas compensações na tensão ou na frequência. O diagrama que representa este método é apresentado na Figura 18.

Figura 18 – Diagrama de blocos representando o controle escalar em malha fechada.

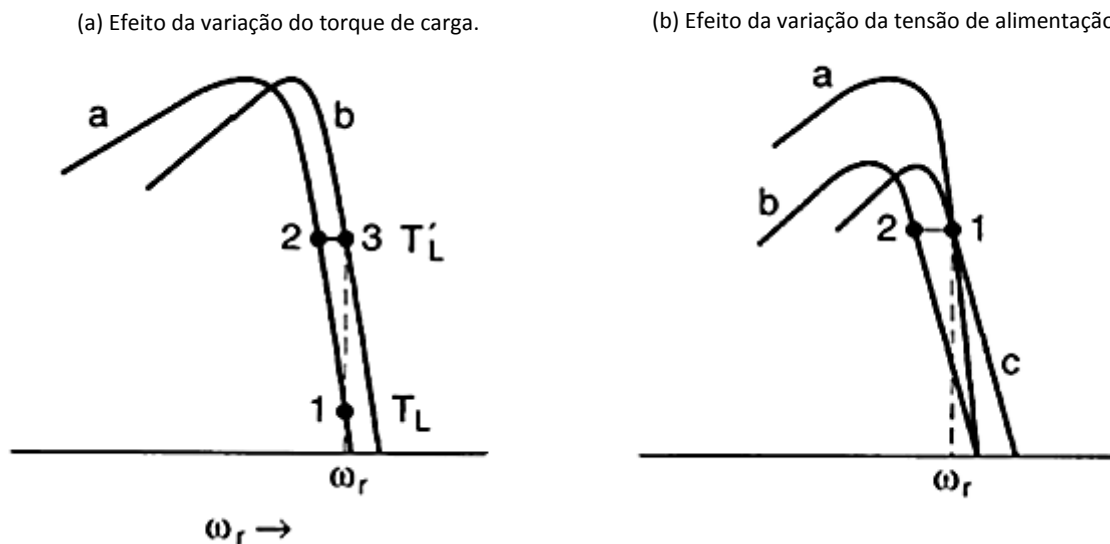


Fonte: (BOSE, 2002).

A referência de escorregamento (ω_{sl}^*) é gerada pelo erro do laço de velocidade via um controlador PI (Proporcional-Integral) e um limitador. Como já citado, o comando de frequência (ω_e^*) é gerado da soma entre escorregamento e a realimentação da velocidade. Este comando de frequência também gera o comando de tensão por meio de um gerador de função Volts/Hertz, o qual incorpora a compensação da queda de tensão estatórica em baixa velocidade. Visto que, com o fluxo constante, o escorregamento é proporcional ao torque desenvolvido, o esquema pode ser considerado como um controle de torque em malha aberta no interior de um laço de controle de velocidade. O sinal de corrente não é realimentado em lugar algum do laço (BOSE, 2002).

Apesar de oferecer uma maior precisão, o método em malha fechada faz com que o sistema deixe de ser tão robusto (grande vantagem do MIT), visto que o sistema passa a depender da leitura do *encoder*, ficando, assim, mais susceptível a erros.

Figura 19 – Efeito da variação de parâmetros no controle escalar de malha fechada.



Fonte: (BOSE, 2002).

Nas curvas da Figura 19(a), tomando-se que o ponto de operação inicial é 1, é constatado um aumento no torque de carga de T_L para T'_L , com a velocidade tendendo a cair e o sistema transladando para o ponto 2. No entanto, o laço de controle de velocidade

aumentará a frequência até que a velocidade original seja restabelecida, o que corresponde ao ponto de operação 3. No caso apresentado na Figura 19(b), por sua vez, com o ponto de operação inicial sendo o ponto 1 na curva *a*, um decréscimo da tensão de linha irá reduzir o fluxo, tendendo levar o ponto de operação ao ponto 2. Porém, novamente o laço de controle de velocidade entrará em ação para restabelecer a velocidade original, levando o sistema a operar desta vez no ponto 1 da curva *c*. Assim, o sistema continua a trabalhar na mesma velocidade que antes (num modelo ideal), mas com uma menor capacidade de torque. Este esquema funciona até mesmo na região de campo enfraquecido.

Como citado anteriormente, o controle escalar tem a desvantagem de permitir a variação do fluxo. Como resultado, a sensibilidade do torque com relação ao escorregamento variará. Além disso, outros fatores que poderão levar a um fluxo enfraquecido ou saturado são: variação da tensão de linha, relação V/Hz incorreta, variação na queda de tensão no estator devido à corrente de linha, variação de parâmetros, entre outros. Uma das soluções para estes problemas é utilizar um método de controle escalar que utilize laços de controle de torque e fluxo (sendo os sinais de realimentação estimados das tensões e correntes nos terminais da máquina), no entanto, isto significa uma maior complexidade na síntese dos sinais realimentados e potenciais problemas de estabilidade (BOSE, 2002).

3.2 Controle Vetorial

Até então foi apresentado que as técnicas de controle escalar, apesar de serem relativamente fáceis de implementar, são inerentemente acopladas, isto é, o fluxo e o torque são funções da tensão ou corrente e da frequência. Com isso, o sistema fornece uma resposta lenta e é facilmente levado à instabilidade devido a efeitos de sistema de alta ordem. Uma alternativa para a solução dos problemas citados é a utilização do controle vetorial, também conhecido como controle de campo orientado (BOSE, 2002).

Elaborado no início dos anos 70, o controle vetorial é aplicável tanto em motores síncronos quanto assíncronos. Também pode ser chamado de controle desacoplado, controle ortogonal ou controle transvetorial. As técnicas do controle vetorial tornaram possível a aplicação de motores de indução em aplicações de alto desempenho onde tradicionalmente apenas motores de corrente contínua eram aplicados. O esquema do controle vetorial permite o controle da máquina de indução da mesma maneira que o de uma máquina CC de excitação independente (BOSE, 2002; HOLTZ, 1995).

Devido ao grande processamento matemático inerente a essa técnica, o controle vetorial só passou a ser implementado na prática a partir da década de 80, devido ao surgimento de microprocessadores com alta capacidade de processamento (LEANDRO, 2006).

3.2.1 Analogia entre o Controle Vetorial e o Controle de uma Máquina CC

Como mencionado, idealmente, o controle vetorial de um motor de indução opera exatamente como o controle de uma máquina de corrente contínua. Na máquina CC, desprezando-se o efeito de reação de armadura e saturação do campo, o torque desenvolvido é proporcional ao fluxo do campo (Ψ_f) e ao fluxo de armadura (Ψ_a), sendo que o primeiro é produzido pela corrente de campo (I_f) e o segundo pela corrente de armadura (I_a). Assim, pode-se escrever (42), onde K_t e K_t' são constantes (BOSE, 2002).

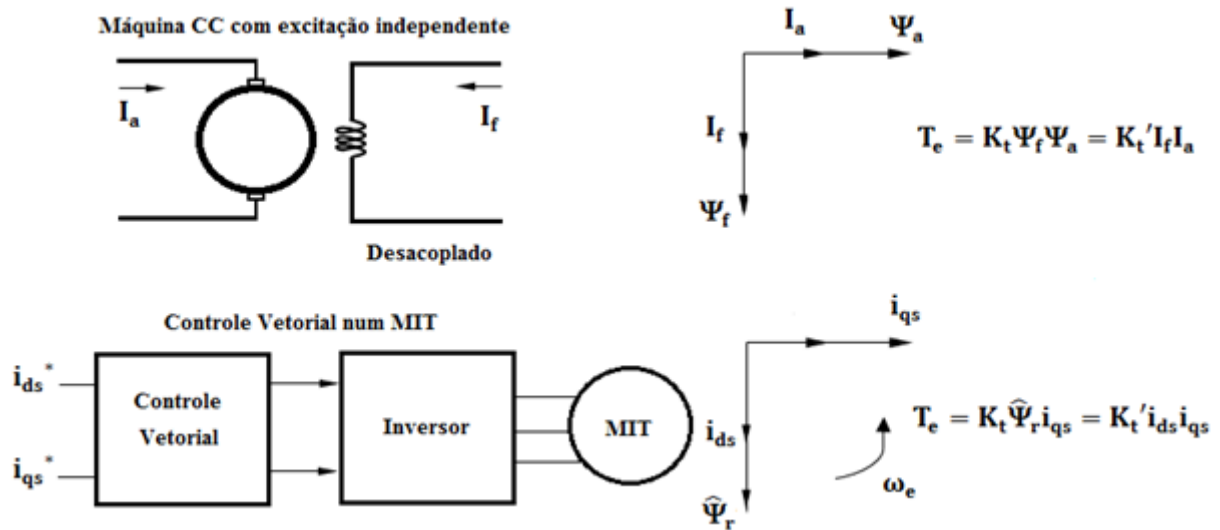
$$T_e = K_t \cdot \Psi_a \cdot \Psi_f = K_t' \cdot I_a \cdot I_f \quad (42)$$

Este desacoplamento constatado na máquina CC também pode ser alcançado com o controle vetorial ideal em um MIT, como é mostrado em (43). Esta analogia pode ser visualizada na Figura 20, onde é evidenciado o desacoplamento ideal presente nos dois casos, sendo $\hat{\Psi}_r$ o fluxo do rotor da máquina de indução.

$$T_e = K_t \cdot \hat{\Psi}_r \cdot i_{qs} = K_t' \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (43)$$

As correntes bifásicas apresentadas na Figura 20 (i_{ds}^* e i_{qs}^*) encontram-se na referência síncrona girante, sendo que a omissão do sobrescrito “e” é comum na literatura. Desta forma, de agora em diante, uma omissão do sobrescrito da referência significará que a referência adotada é a síncrona girante, e não a arbitrária.

Figura 20 – Comparação entre o controle de uma máquina de corrente contínua com excitação independente e o controle vetorial ideal de uma máquina de indução trifásica.



Fonte: Baseado em (BOSE, 2006).

Os vetores espaciais apresentados na Figura 20 para uma máquina CC, os quais são estacionários no tempo, são ortogonais, ou seja, naturalmente desacoplados. Isto significa que, quando o torque é controlado pela corrente de armadura, o fluxo de campo não é afetado, podendo obter-se uma rápida resposta transitória e uma alta relação torque/corrente com o fluxo de campo nominal. Da mesma maneira, quando a corrente de campo é controlada, ela afeta apenas o fluxo de campo, sem influenciar o fluxo de armadura. Devido ao seu inerente problema de acoplamento, a máquina de indução em geral não pode ter tal rapidez de resposta. No entanto, se o controle do MIT for considerado na referência síncrona girante, onde, em regime permanente, as variáveis senoidais aparecem como valores CC, obtém-se um desempenho similar ao de uma máquina de corrente contínua.

Na Figura 20, a máquina de indução encontra-se ligada a um inversor, sendo que o controle vetorial é mostrado trabalhando com duas entradas de controle de corrente (i_{ds}^* e i_{qs}^*). Pode-se fazer uma analogia entre estas correntes, que são a componente de eixo direto e a componente de eixo em quadratura da corrente do estator na referência síncrona girante, com as correntes de campo e de armadura, respectivamente, presentes numa máquina CC. Isto significa que a componente de eixo direto da corrente (i_{ds}), quando alterada, influencia apenas no fluxo, não causando impacto na componente de eixo em quadratura da corrente

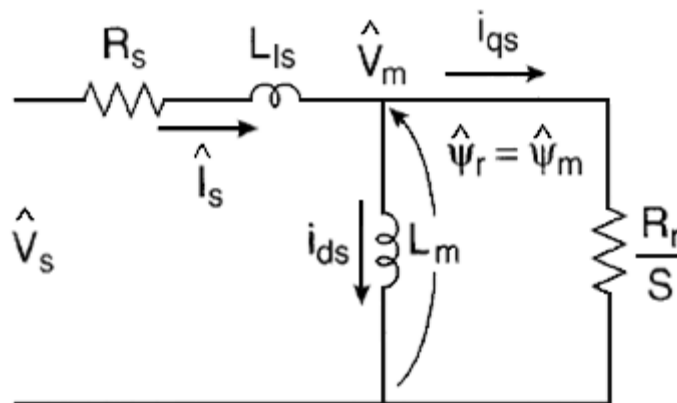
(i_{qs}). Esta, por sua vez, quando alterada, tem influência exclusivamente sobre o torque, não alterando i_{ds} e, portanto, não alterando o fluxo (BOSE, 2002).

3.2.2 Circuito Equivalente e Diagrama Fasorial

Uma condição para que o controle vetorial forneça o desempenho citado acima, no entanto, é que a corrente i_{ds} esteja alinhada sobre o fluxo $\hat{\Psi}_r$, enquanto i_{qs} esteja perpendicular ao mesmo, como apresentado no segundo diagrama fasorial da Figura 20. Esta orientação das correntes pelo vetor ou campo é essencial sob todas as condições de operação em um sistema de acionamento de MIT com controle vetorial. Nota-se ainda que, quando comparado com os vetores espaciais da máquina CC, os vetores espaciais da máquina de indução rotacionam sincronamente com a velocidade ω_e . Em resumo, o controle vetorial deve garantir a correta orientação e igualdade do comando e da resposta de corrente (i_{qds}^* e i_{qds} , respectivamente) (BOSE, 2002).

Apresenta-se na Figura 21 a forma complexa do circuito equivalente dqe em regime permanente, onde $\hat{V}_s$, $\hat{V}_m$ e $\hat{I}_s$ são valores de pico. No intuito de simplificar a análise, a indutância de dispersão L_{lr} foi desprezada. Dessa maneira, o fluxo do rotor ($\hat{\Psi}_r$) é igual ao fluxo no entreferro ($\hat{\Psi}_m$).

Figura 21 – Forma complexa do circuito equivalente dqe em regime permanente.



Fonte: (BOSE, 2002)

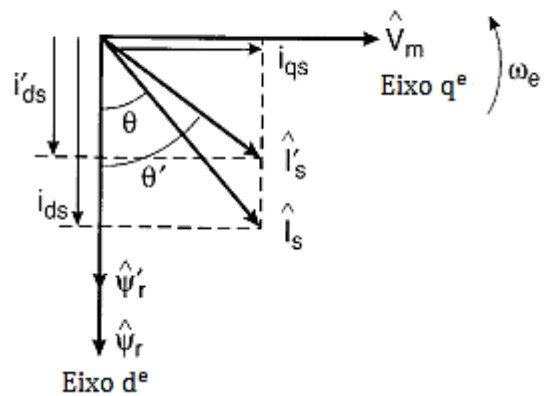
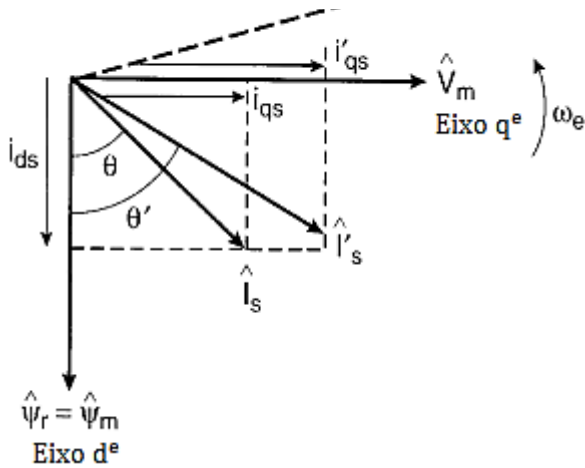
$$\hat{I}_s = \sqrt{\hat{i}_{ds}^2 + \hat{i}_{qs}^2} \quad (44)$$

São exibidos na Figura 22 os diagramas fasoriais na referência síncrona girante com os valores de pico das senóides e a tensão do entreferro $\hat{V}_m$ alinhada com o eixo em quadratura q^e . A tensão terminal $\hat{V}_s$ é ligeiramente maior que $\hat{V}_m$ devido à queda na impedância do estator. As correntes i_{ds} e i_{qs} são, respectivamente, a componente de magnetização da corrente do estator fluindo na indutância L_m e a componente de torque da corrente do estator fluindo no circuito do rotor, conforme observado na Figura 21 (BOSE, 2002).

Figura 22 – Diagrama fasorial na referência síncrona girante em regime permanente (em termos de valores de pico).

(a) Aumento da componente de corrente de torque.

(b) Diminuição da componente de corrente de fluxo.



Fonte: (BOSE, 2006).

Analisando-se a Figura 22 fica um pouco mais claro a independência entre as duas componentes da corrente. Observa-se na Figura 22(a) um aumento da componente de eixo em quadratura da corrente do estator, o que levará a um aumento do torque produzido pelo motor. O valor do fluxo rotórico, no entanto, permanece inalterado, visto que não existe nenhuma

mudança na componente de eixo direto da corrente do estator. Na Figura 22(b), por sua vez, a componente de eixo em quadratura permanece inalterada e a componente de eixo direto sofre um decréscimo, o que causa uma diminuição do valor do fluxo no rotor, mas sem influenciar em nada a componente de eixo direto da corrente. A análise apresentada, apesar de ter sido feita na condição de regime permanente, também é válida em regime transitório.

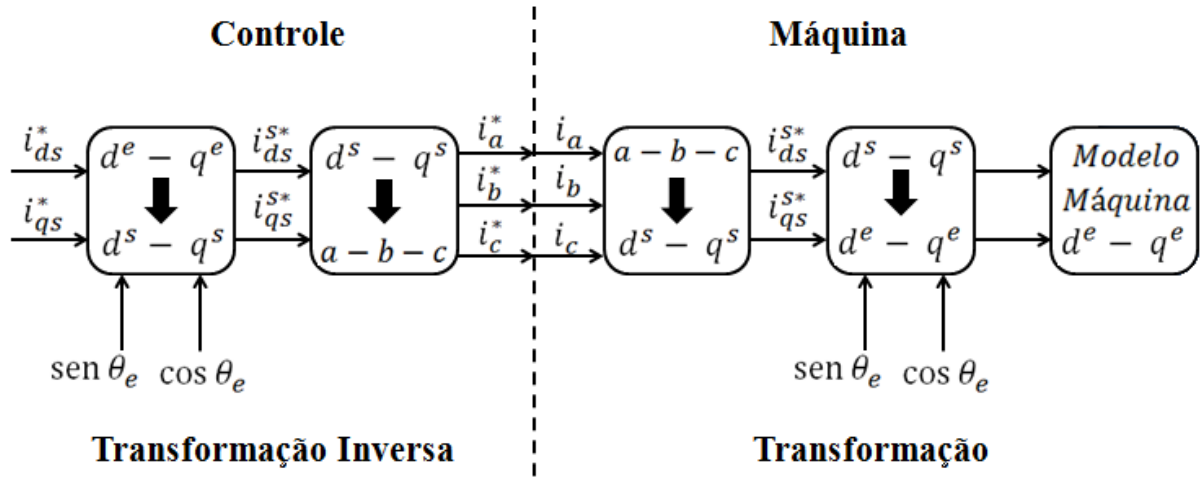
Depois de se compreender o princípio da orientação vetorial a questão passa a ser como controlar as componentes i_{ds} e i_{qs} da corrente do estator $\hat{I}_s$ independentemente com a orientação desejada (BOSE, 2002).

3.2.3 Princípios do Controle Vetorial

É fundamental para o controle vetorial o conhecimento de duas correntes (se o motor de indução está conectado em estrela) e da posição do fluxo do rotor. O conhecimento deste último é de vital importância, visto que se existir um erro nesta variável o fluxo do rotor não estará alinhado ao eixo direto e as componentes da corrente serão erroneamente estimadas (POPESCU, 2000).

Os fundamentos da implementação do controle vetorial podem ser explicados mais facilmente com a ajuda da Figura 23, onde o modelo da máquina é representado na referência síncrona girante. O inversor foi omitido do esquema, assumindo-se que o ganho de corrente seja unitário, isto é, as correntes i_{abc} são geradas pelas correspondentes correntes de comando i_{abc}^* determinadas pelo controlador.

Figura 23 – Implementação do princípio do controle vetorial no modelo dq^e da máquina de indução.



Fonte: (ORTUNHO, 2015).

Do lado direito da Figura 23 é mostrado um modelo da máquina com conversões internas. As correntes de fase terminais da máquina i_{abc} são convertidas para as componentes i_{qds}^s pela transformada de Clarke. Estas são, então, convertidas para a referência síncrona girante por meio da transformação de Park pelas componentes do vetor unitário, $\sin(\theta_e)$ e $\cos(\theta_e)$, antes de serem aplicadas ao modelo d^e-q^e da máquina. O controlador tem dois estágios de transformação inversa e, portanto, as correntes de controle i_{ds}^* e i_{qs}^* correspondem às correntes i_{ds} e i_{qs} da máquina, respectivamente. O responsável por assegurar o correto alinhamento da corrente i_{ds} com o vetor do fluxo $\hat{\Psi}_r$ e a corrente i_{qs} perpendicular ao mesmo é o vetor unitário. Além disso, nota-se que, idealmente, não há nenhuma dinâmica na transformação e na sua transformação inversa, assim como não há nenhuma dinâmica no inversor. Portanto, a resposta de i_{ds} e i_{qs} é instantânea (desprezando-se atrasos computacionais e de amostragem) (BOSE, 2002).

Existem essencialmente dois métodos diferentes para o controle vetorial. Um deles, chamado de Direto ou Realimentado, foi desenvolvido por Blaschke em 1972. O outro, conhecido como Indireto ou de Alimentação Direta, Hasse elaborou em 1969. Os dois métodos citados diferem basicamente em como o vetor unitário é gerado para se realizar o

controle. Há, no entanto, outra forma de se classificar o controle vetorial: conforme a orientação de i_{ds} . Assim, pode-se classificar o controle vetorial em:

- Controle vetorial com orientação de i_{ds} pelo fluxo do rotor $\hat{\Psi}_r$;
- Controle vetorial com orientação de i_{ds} pelo fluxo do entreferro $\hat{\Psi}_m$;
- Controle vetorial com orientação de i_{ds} pelo fluxo do estator $\hat{\Psi}_s$ (BOSE, 2002).

Entretanto, a orientação sobre o fluxo do rotor leva a um desacoplamento natural (produz uma relação linear entre o torque e o escorregamento), enquanto as orientações sobre os fluxos do entreferro e do estator possuem um efeito de acoplamento, o qual tem a necessidade de ser compensado por uma corrente de compensação de desacoplamento.

Outra razão para a orientação sobre o fluxo do rotor também ser enfaticamente abordada é devido a sua simplicidade de implementação e por apresentar bom desempenho dinâmico na resposta a comandos de torque. Com o passar do tempo, a orientação sobre o fluxo do estator também ganhou espaço, obtendo-se desempenho comparável ao obtido com orientação sobre o fluxo rotórico. A principal vantagem da técnica de orientação sobre o fluxo estatórico é a menor sensibilidade a variações paramétricas do motor, no entanto, ela não produz uma relação linear entre o torque e o escorregamento, além de apresentar uma maior complexidade de implementação (associada principalmente à necessidade de realizar operações de derivada) (HO, 1988).

A orientação sobre o fluxo do entreferro apresenta as mesmas desvantagens que a orientação sobre o fluxo do estator sem possuir, no entanto, as mesmas vantagens.

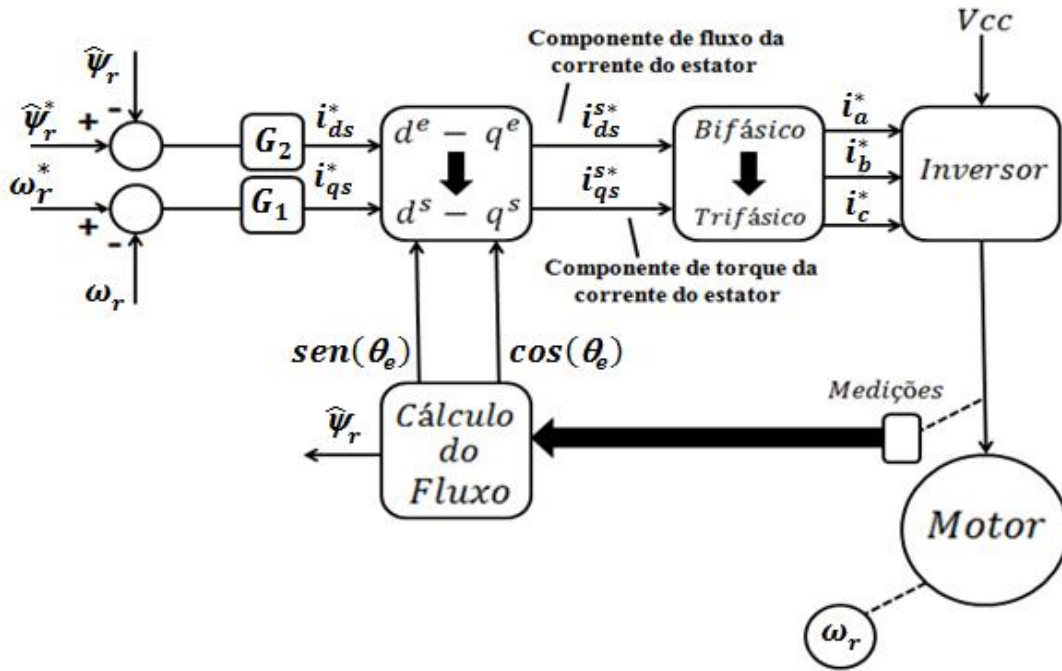
Neste trabalho a orientação abordada para o posterior desenvolvimento dos projetos será sobre o fluxo do rotor, pelas vantagens acima mencionadas. A seguir, serão apresentados os dois tipos de Controle Vetorial, Direto e Indireto.

3.2.4 Controle Vetorial Direto

O diagrama de blocos básico do controle vetorial direto para um sistema de acionamento PWM VFI (*voltage-fed inverter*, inversor alimentado por tensão) é mostrado na Figura 24. Os principais parâmetros do controle vetorial, i_{ds}^* e i_{qs}^* , são convertidos para a

referência estacionária utilizando o vetor unitário ($\sin(\theta_e)$ e $\cos(\theta_e)$), gerado a partir dos sinais dos fluxos Ψ_{dr}^s e Ψ_{qr}^s . A equação que rege a transformação da referência síncrona girante para a estacionária foi apresentada em (40). Os sinais resultantes na referência estacionária são, então, convertidos para correntes de fase de comando para o inversor. Os sinais de fluxo Ψ_{dr}^s e Ψ_{qr}^s são gerados a partir dos sinais das tensões e correntes dos terminais da máquina de indução com a ajuda de um estimador baseado no modelo de tensão, que será discutido posteriormente. Para realizar um controle preciso do fluxo foi adicionado um laço para controle do mesmo. Além disso, a componente de torque da corrente (i_{qs}^*) é gerada a partir do laço de controle de velocidade mediante um limitador bipolar (não mostrado na figura). O torque, proporcional a i_{qs} (com fluxo constante) pode ser bipolar, sendo negativo com i_{qs} negativo. Um laço adicional de controle de torque pode ser adicionado interno ao laço de velocidade, se desejado. O sistema apresentado no diagrama em questão pode ser estendido para o modo de campo enfraquecido programando-se o comando de fluxo em função da velocidade para que o inversor permaneça operando no modo PWM (BOSE, 2002).

Figura 24 – Diagrama de blocos do controle vetorial direto com orientação sobre o fluxo do rotor.



Fonte: (ORTUNHO, 2015).

O correto alinhamento da corrente i_{ds} na direção do fluxo $\hat{\Psi}_r$ e da corrente i_{qs} perpendicular ao mesmo é crucial no controle vetorial. Este alinhamento, com a ajuda dos fluxos na referência estacionária Ψ_{dr}^s e Ψ_{qr}^s , é mostrado na Figura 25. Nela é possível observar-se que a referência dq^e está girando na velocidade síncrona (ω_e) em relação à referência estacionária dq^s , e a qualquer instante a posição angular do eixo d^e com respeito ao eixo d^s será θ_e (sendo $\theta_e = \omega_e \cdot t$) (BOSE, 2002).

$$\begin{cases} \Psi_{dr}^s = \hat{\Psi}_r \cdot \cos(\theta_e) \\ \Psi_{qr}^s = \hat{\Psi}_r \cdot \sin(\theta_e) \end{cases} \quad (45)$$

Pode escrever-se também:

$$\cos(\theta_e) = \frac{\Psi_{dr}^s}{\hat{\Psi}_r} \quad (46)$$

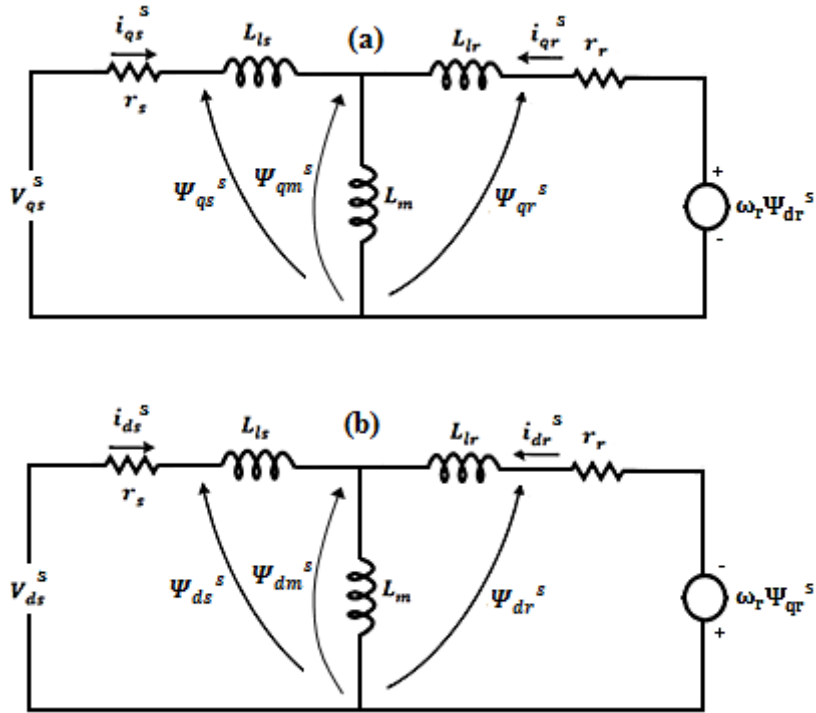
Resumindo-se alguns pontos importantes sobre o controle vetorial apresentado até aqui, tem-se que uma das diferenças deste tipo de controle para o escalar é que a frequência ω_e do sistema não é controlada diretamente. A máquina é “auto-controlada”, sendo que a frequência e a fase são controladas indiretamente pelo vetor unitário. Além disso, ao contrário do que se constata no controle escalar, não há risco de instabilidade devido à ultrapassagem do torque de *breakdown*. A limitação da corrente $\hat{I}_s$ por si só já garante a limitação do torque na região estável. Outra característica do controle vetorial direto é que, idealmente, a resposta transitória será tão rápida quanto a de uma máquina de corrente contínua, porém, devido a atrasos e variação de parâmetros, o controle vetorial ideal é impossível na prática. Assim como na máquina CC, o controle vetorial direto permite o controle de velocidade nos quatro quadrantes sem necessidade de elementos de controle adicionais (como um reversor de sequência de fase, por exemplo). Na condição de operação motora, se o torque é negativo, o sistema inicialmente entra no modo de freio regenerativo, desacelerando a máquina. Na velocidade zero, a sequência de fase do vetor unitário automaticamente inverte, dando início à operação motora reversa (BOSE, 2002).

Como foi citado e apresentado na Figura 24, no controle vetorial direto é necessário estimar as componentes do fluxo do rotor Ψ_{dr}^s e Ψ_{qr}^s para que o fluxo do rotor e o vetor unitário possam ser calculados, por meio de (46-48). Os dois métodos mais comumente usados para esta tarefa são: Modelo de Tensão (apresentado na Figura 24 de maneira resumida como um bloco) e Modelo de Corrente.

No modelo de tensão as componentes do fluxo rotórico são estimadas a partir de sinais de tensão e corrente, medidos nos terminais da máquina. No caso do modelo de corrente, por sua vez, a estimação é realizada a partir de valores de corrente e da velocidade, sendo que ambos os modelos baseiam-se no circuito equivalente na referência estacionária, apresentado na Figura 26.

A seguir, as expressões apresentadas em (49) mostram como é calculado as componentes do fluxo do rotor para o caso do modelo de tensão. Em (50) as mesmas expressões podem ser vistas, estando apenas escritas de maneira diferente.

Figura 26 – Circuito equivalente dinâmico da máquina de indução na referência estacionária.
(a) Eixo na referência q; (b) Eixo na referência d.



Fonte: Baseado em Bose (2002).

$$\begin{cases} \psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot \psi_{dm}^s - L_{lr} \cdot i_{ds}^s \\ \psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot \psi_{qm}^s - L_{lr} \cdot i_{qs}^s \end{cases} \quad (49)$$

$$\begin{cases} \psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot (\psi_{ds}^s - \sigma * L_s \cdot i_{ds}^s) \\ \psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot (\psi_{qs}^s - \sigma * L_s \cdot i_{qs}^s) \end{cases} \quad (50)$$

sendo:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s} \quad (51)$$

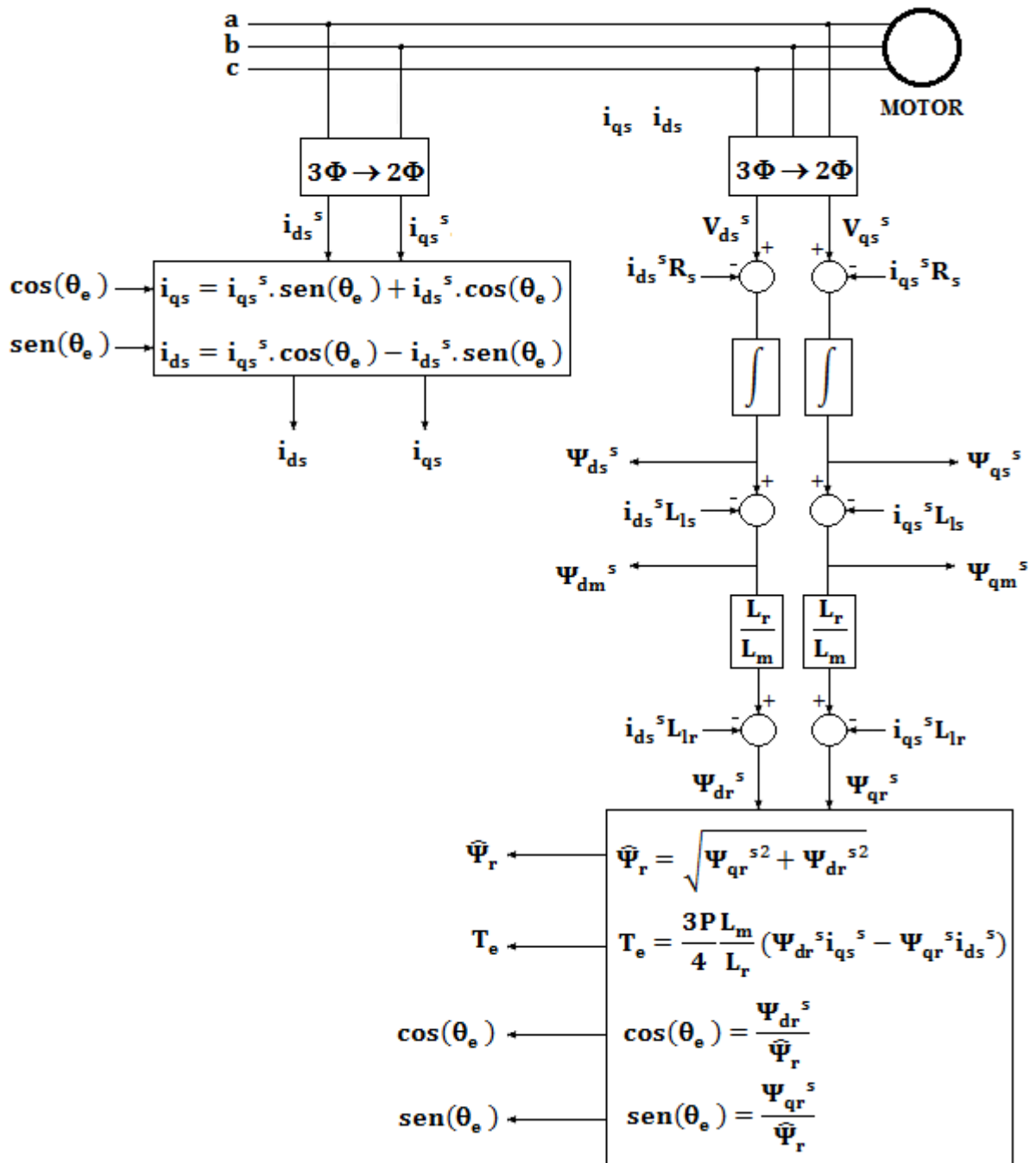
A equação que representa o torque é:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Psi_{dr}^s \cdot i_{qs}^s - \Psi_{qr}^s \cdot i_{ds}^s) \quad (52)$$

O diagrama de blocos para a estimação dos sinais de realimentação no modelo de tensão é apresentado na Figura 27, sendo que a estimação de sinais adicionais, como os fluxos do estator, fluxos do entreferro e torque também são mostrados. Nota-se que qualquer erro no vetor unitário ou distorção associada aos sinais de realimentação afetará o desempenho do sistema. Todo o diagrama apresentado na Figura 27 é representado em um bloco na Figura 24 (“Cálculo do Fluxo”).

O método do controle vetorial discutido até então, mediante o modelo de tensão, tem dificuldades em operar satisfatoriamente em velocidades muito baixas, incluindo a velocidade zero. Isso acontece porque, em baixas frequências, os sinais de tensão V_{ds}^* e V_{qs}^* são muito pequenos. Além disso, a integração ideal se torna difícil, pois o *offset* CC tende a aumentar na saída do integrador. Os efeitos das variações dos parâmetros R_s , L_{ls} , L_{lr} e L_m também tendem a reduzir a precisão dos sinais estimados, sendo que, a variação da temperatura de R_s , particularmente, torna-se mais dominante (entretanto, a compensação de R_s é relativamente simples). Para o caso de tensões mais elevadas, o efeito da variação de parâmetros pode ser desprezado (BOSE, 2002).

Figura 27 – Diagrama de blocos da estimação de fluxos pelo modelo de tensão (equação de Blaschke).



Fonte: Baseado em Bose (2002).

Em aplicações industriais, com frequência há a necessidade do controle vetorial operar na velocidade zero (incluindo *startup*). Nesses casos, o controle vetorial direto com estimação

de sinal pelo modelo de tensão não deve ser utilizado, mas sim o modelo de corrente (BOSE, 2002).

Na região de baixa velocidade as componentes do fluxo rotórico podem ser sintetizadas mais facilmente pelos sinais de corrente e velocidade, daí a utilização do modelo de corrente. As equações baseadas no circuito do rotor, na referência estacionária, podem ser expressas como apresentado em (53).

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dr}^s}{dt} + R_r \cdot i_{dr}^s + \omega_r \cdot \Psi_{qr}^s = 0 \\ \frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} + R_r \cdot i_{qr}^s - \omega_r \cdot \Psi_{dr}^s = 0 \end{cases} \quad (53)$$

Adicionando-se os termos $(L_m \cdot R_r / L_r) \cdot i_{ds}^s$ e $(L_m \cdot R_r / L_r) \cdot i_{qs}^s$, respectivamente, nos dois lados das equações apresentadas em (53) tem-se:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot (L_m \cdot i_{ds}^s + L_r \cdot i_{dr}^s) + \omega_r \cdot \Psi_{qr}^s = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{ds}^s \\ \frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot (L_m \cdot i_{qs}^s + L_r \cdot i_{qr}^s) - \omega_r \cdot \Psi_{dr}^s = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{qs}^s \end{cases} \quad (54)$$

Após as devidas manipulações, finalmente obtém-se:

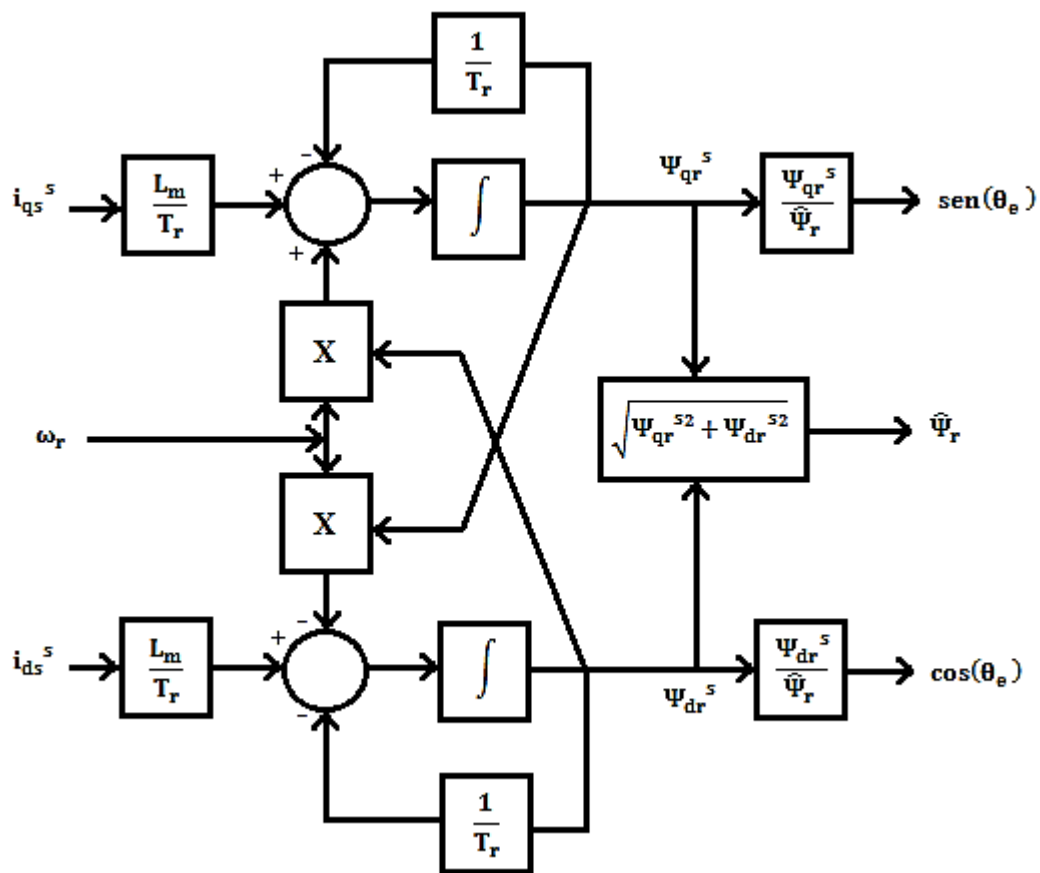
$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{ds}^s - \omega_r \cdot \Psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \cdot \Psi_{dr}^s \\ \frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{qs}^s + \omega_r \cdot \Psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \cdot \Psi_{qr}^s \end{cases} \quad (55)$$

onde $T_r = L_r / R_r$ é a constante de tempo do circuito do rotor. As equações apresentadas em (55) fornecem os fluxos rotóricos a partir das correntes do estator e da velocidade. Portanto, conhecendo estes sinais, os fluxos e o correspondente vetor unitário podem ser estimados. Estas equações são definidas como modelo de corrente para estimação do fluxo, sendo este

originalmente formulado por Blaschke e, por esse motivo, frequentemente chamado de Equação de Blaschke. É apresentado na Figura 28 o diagrama de blocos que representa tal modelo. Nota-se que é necessário um sensor de velocidade, mas a vantagem é que a operação pode ser estendida à velocidade zero. No entanto, outra questão é que a acurácia da estimação é afetada pela variação dos parâmetros da máquina. A variação da resistência rotórica, particularmente, pode ser superior a 50%, sendo dominante devido à ação da temperatura e do efeito pelicular. A compensação deste parâmetro é algo difícil de realizar devido a sua inacessibilidade (BOSE, 2002).

Visto que a estimação via modelo de tensão é melhor quando trabalha-se em grandes velocidades, enquanto a estimação via modelo de corrente pode ser realizada em qualquer velocidade, é possível realizar um sistema híbrido e, assim, obter um melhor desempenho em qualquer faixa de velocidade (JANSEN, 1992).

Figura 28 – Diagrama de blocos da estimação de fluxos pelo modelo de corrente (equação de Blaschke).



Fonte: Baseado em Bose (2002).

Visto que o polo do rotor está orientado no eixo d^e e que $\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$, pode-se escrever:

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \quad (56)$$

Nota-se que a posição do polo do rotor não é absoluta, mas está na verdade variando com respeito ao rotor na frequência de escorregamento ω_{sl} . O diagrama fasorial sugere que, para se obter um controle desacoplado, a componente do fluxo do estator da corrente i_{ds} deve estar alinhada ao eixo d^e e a componente do torque da corrente i_{qs} deve estar sobre o eixo q^e , como mostrado. Para o controle desacoplado, pode-se derivar as equações do controle vetorial indireto com a ajuda dos circuitos equivalentes dq^e . As equações do circuito do rotor podem ser escritas como segue (BOSE, 2006).

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + R_r \cdot i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{qr} = 0 \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + R_r \cdot i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (57)$$

As expressões do fluxo concatenado do rotor são apresentadas em (58).

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (58)$$

De (57) e (58) obtém-se, então:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \cdot \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \cdot \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (59)$$

As correntes do rotor presentes em (57) são inacessíveis. No entanto, podem ser eliminadas com a ajuda de (59). Assim, tem-se:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot i_{ds} - \omega_{sl} \cdot \Psi_{qr} = 0 \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot i_{qs} + \omega_{sl} \cdot \Psi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (60)$$

sendo que $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ foi substituído.

Para se obter controle desacoplado é desejável que $\Psi_{qr} = 0$, o que implica que $d\Psi_{qr}/dt = 0$. Assim, todo o fluxo do rotor ($\hat{\Psi}_r$) é orientado sobre o eixo direto, d^e ($\hat{\Psi}_r = \Psi_{dr}$). Substituindo-se as condições de fluxo em (60) obtém-se:

$$\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} + \hat{\Psi}_r = L_m \cdot i_{ds} \quad (61)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m \cdot R_r}{\hat{\Psi}_r \cdot L_r} \cdot i_{qs} \quad (62)$$

Caso o fluxo do rotor seja constante, o que geralmente é o caso, então tem-se que:

$$\hat{\Psi}_r = L_m \cdot i_{ds} \quad (63)$$

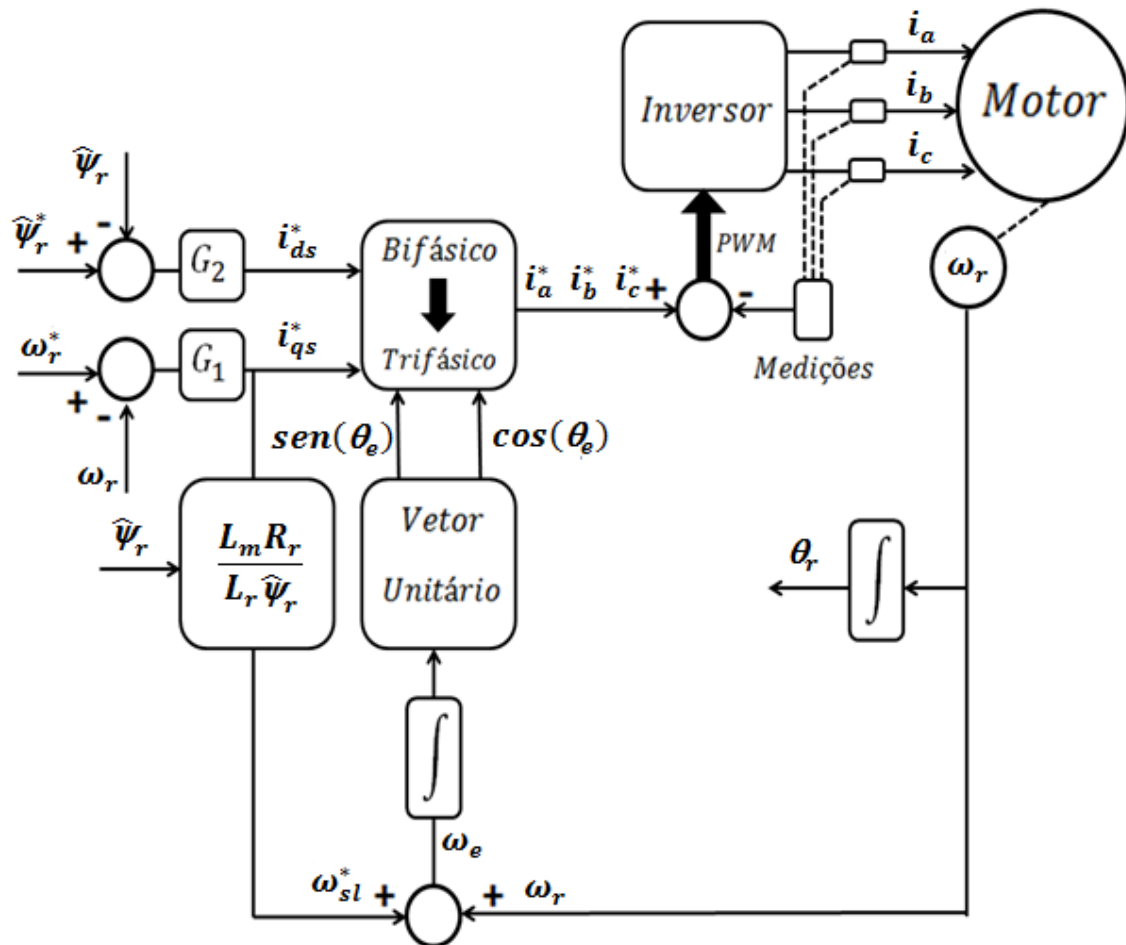
Em outras palavras pode-se dizer que, em regime permanente, o fluxo do rotor é diretamente proporcional à corrente i_{ds} .

Assim sendo, para implementar a estratégia do controle vetorial indireto é necessário levar em consideração as equações (56), (61) e (62). Na Figura 30 é apresentado um sistema

de controle de posição em quatro quadrantes utilizando o método do controle vetorial indireto. O sistema de controle possui um controlador PWM por banda de histerese via corrente. O laço de controle da velocidade gera a componente de torque da corrente i_{qs}^* , como de costume, e a componente de fluxo da corrente i_{ds}^* é gerada pelo laço de fluxo. Esta última componente pode muitas vezes ser mantida constante em laço aberto por simplicidade, sendo determinada a partir da equação (63) para um fluxo desejado Ψ_r . A variação da indutância magnetizante L_m causará desvio de fluxo. O comando da velocidade de escorregamento ω_{sl}^* é gerado a partir do sinal de comando de corrente i_{qs}^* e do fluxo do rotor Ψ_r de maneira *feedforward* por meio de (62) para satisfazer o diagrama fasorial apresentado na Figura 29 (BOSE, 2002).

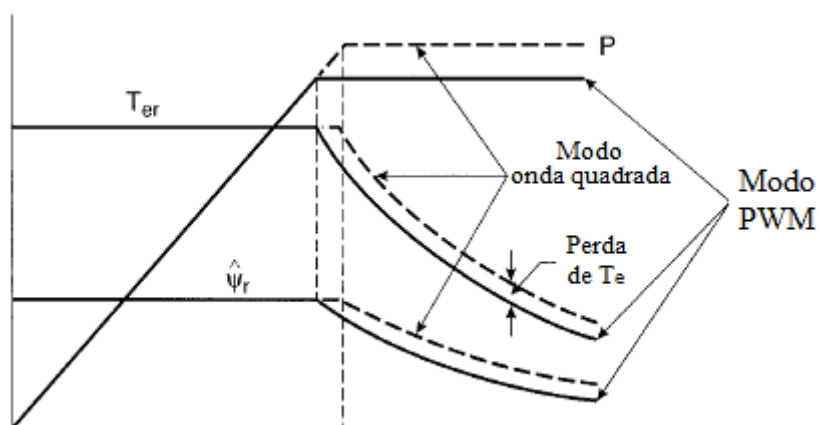
O sinal ω_{sl}^* é adicionado ao sinal da velocidade ω_r para gerar o sinal de frequência ω_e . Os sinais do vetor unitário $\cos\theta_e$ e $\sin\theta_e$ são, então, gerados a partir da integração de ω_e e de *look up tables*. A rotação do vetor e a transformação bifásica-trifásica são as mesmas realizadas para o caso do controle vetorial direto. O sinal de velocidade provido por um sensor de posição incrementador é obrigatório no controle vetorial indireto porque o sinal do escorregamento localiza o polo com respeito ao eixo do rotor d^r de maneira *feedforward*, sendo que este eixo está se movendo a uma velocidade ω_r . Se a polaridade de i_{qs}^* se torna negativa para torque negativo, o fasor i_{qs} , mostrado na Figura 29, irá inverter e, conseqüentemente, ω_{sl} será negativo (isto é, θ_{sl} é negativo), fazendo com que a posição do polo do rotor (eixo d^e) fique abaixo do eixo d^r . A faixa de controle de velocidade neste método do controle vetorial pode facilmente ser estendida desde a velocidade zero até a região de campo enfraquecido. São mostradas na Figura 31 as curvas de torque, fluxo e potência pela velocidade, incluindo na região de campo enfraquecido. Neste último caso um laço de controle de fluxo em malha fechada é necessário. Na região de torque constante, o fluxo também é constante. No entanto, na região de campo enfraquecido, o fluxo é programado para que o inversor sempre opere no modo PWM. As perdas de torque e potência para o caso do controle vetorial com campo enfraquecido são indicadas na Figura 31, sendo que o mesmo princípio de controle com campo enfraquecido é válido também para o controle vetorial direto (BOSE, 2002).

Figura 30 – Diagrama de blocos do controle vetorial indireto com laço de controle de fluxo aberto.



Fonte: (ORTUNHO, 2015).

Figura 31 – Curvas de torque e velocidade incluindo o modo de campo enfraquecido.



Fonte: (BOSE, 2002).

3.2.6 Controle Vetorial com orientação pelo fluxo do estator e do entreferro

A estimação da amplitude e da fase do vetor do fluxo do estator é mais fácil do que a estimação do vetor fluxo do rotor. Como o próprio nome especifica, o controle com orientação pelo fluxo do estator é definido de modo que o vetor que representa este fluxo seja tomado como referência. Ou seja, $\Psi_{ds} = \hat{\Psi}_s$ e $\Psi_{qs} = 0$ (MARQUES, 2007).

Analogamente, quando a orientação é sobre o fluxo do entreferro tem-se que: $\Psi_{dm} = \hat{\Psi}_m$ e $\Psi_{qm} = 0$.

As desvantagens dos métodos em que a orientação é feita pelo fluxo do estator ou fluxo do entreferro é o acoplamento presente em ambos os casos, o que requer uma compensação para a obtenção do desacoplamento desejado. O controle vetorial com orientação sobre o fluxo do estator tem como vantagem a acurácia na estimação do fluxo do estator ser afetada apenas pela resistência do estator (BOSE, 2002).

Assim como o caso de orientação sobre o fluxo do rotor, quando utiliza-se o fluxo do estator como referência o sistema continua apresentando uma resposta rápida, podendo se dizer que apresentam desempenhos dinâmicos equivalentes (considerando que exista um perfeito conhecimento dos parâmetros da máquina e que o sensor de posição do rotor não introduza erros) (MARQUES, 2007).

Excluindo as condições de aquecimento, os esquemas de controle por orientação do rotor não impõem nenhum limite teórico aos sinais de torque e de fluxo. No entanto, tais limites existem nos sistemas de controle orientado pelo estator e pelo entreferro. Para o caso de orientação pelo estator, a equação que rege a velocidade do rotor é de segundo grau e para que ela possua raízes reais (isto é, para que ω_r tenha significado) é necessário que seu discriminante seja positivo, o que proporciona valores críticos para a corrente no eixo de quadratura, na frequência de escorregamento e no torque, sendo que quanto maior for o nível de fluxo da máquina, mais elevados serão os valores críticos da corrente i_{qs} , da frequência de escorregamento e do torque. O parâmetro fundamental que determina estas restrições é o coeficiente de dispersão (MARQUES, 2007).

Para o caso da orientação sobre o fluxo do entreferro o sistema de controle apresenta limitações quanto a valores de torque, frequência de escorregamento e fluxo de referência, sendo o coeficiente de dispersão (menor que o coeficiente de dispersão quando a referência é sobre o fluxo do estator) novamente determinante nas restrições (MARQUES, 2007).

4 CONTROLE COM ESTRUTURA VARIÁVEL E MODOS DESLIZANTES (CEV/MD)

Neste capítulo são apresentados os principais aspectos da teoria de Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes. Além disso, é mostrado todo o desenvolvimento do controlador robusto a ser aplicado junto do controle vetorial, sendo este controlador o principal alvo de estudo deste trabalho.

4.1 Teoria do CEV/MD

Sistemas de controle por relé foram amplamente utilizados nos primórdios da engenharia de controle moderna. A opção por este tipo de sistema se fundamentava, sobretudo, na simplicidade de implementação e nas características de robustez que apresentavam. O uso desta técnica incentivou o desenvolvimento das pesquisas em equações diferenciais descontínuas, formando a base do que hoje se conhece por *Controle de Estrutura Variável*. Com o advento da eletrônica de semicondutores, os sistemas de controle por estrutura variável não mais se restringem a sistemas com relés. As discontinuidades podem ser implementadas eletronicamente por meios analógicos e digitais, o que os consolidou como uma das principais técnicas de controle não linear (CUNHA, 2002).

Os sistemas de controle de estrutura variável por modos deslizantes (CEV-MD) introduzem discontinuidades num sistema dinâmico contínuo de forma a provocar o aparecimento de um novo comportamento que leve o sistema para um ponto de equilíbrio desejado, o qual pode ser diferente dos equilíbrios naturais do sistema. A partir disso, dependendo da técnica de projeto utilizada, a dinâmica de ordem reduzida do sistema em modo deslizante pode ser imposta com um certo grau de arbitrariedade, o que permite que controladores CEV-MD lidem tanto com não linearidades quanto com incertezas paramétricas do sistema. Além disso, para sistemas na forma afim $\dot{x} = f(t, x) + B(t, x).u(t, x)$, a existência de um modo deslizante implica também na robustez do sistema em relação a perturbações pertencentes à imagem de B (CILDOZ, 2014).

O controle de estrutura variável é um tipo de controle caracterizado por possuir um chaveamento de alta velocidade no ramo de realimentação do sistema, cujo ganho varia segundo uma determinada lógica de chaveamento, a qual é estabelecida de forma que o sistema de controle acompanhe as variações da planta (DECARLO et al., 1988). Este tipo de

controle teve sua origem na teoria de controle por relés e teoria de controle *bang-bang*. Os avanços existentes na tecnologia de computadores e em circuitos chaveados a alta velocidade têm facilitado a sua aplicação prática, assim como incrementado o interesse da comunidade científica no assunto (CILDOZ, 2014).

O Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes se baseia na mudança da estrutura do controlador, em resposta à mudança do estado do sistema para que se obtenha a resposta desejada. Como já mencionado, isto é realizado com o uso de uma lei de controle com chaveamento de alta frequência, que força a trajetória do sistema a se manter em uma determinada superfície por todo o tempo subsequente. O sistema fica insensível à variação de certos parâmetros e distúrbios enquanto a trajetória de estado estiver sobre a superfície de chaveamento (LORDELO et al., 2012). Dessa forma, o CEV-MD utiliza uma lei de controle chaveada para conduzir e manter a trajetória dos estados de uma planta em uma superfície específica (chamada superfície de deslizamento ou superfície de chaveamento). Quando a trajetória dos estados atinge esta superfície e nela permanece, diz-se que o sistema está na condição de deslizamento ou em modo deslizante (RIBEIRO, 2006).

A modo de generalização, a dinâmica de um sistema de estrutura variável pode ser expressa da seguinte forma:

$$\dot{x} = f(t, x(t), u(t, x)) \quad (64)$$

sendo $f: \mathbb{R} \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$ é uma função vetorial contínua em seus argumentos, $t \in \mathbb{R}$ é a variável independente (em geral, o tempo), $x \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados, $u: \mathbb{R} \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$ é uma função vetorial tal que as descontinuidades do sistema ficam todas agrupadas nela, n é a ordem do sistema e m é a dimensão da função descontínua u .

O método CEV oferece ainda outras propriedades úteis, como bom desempenho com dinâmicas não modeladas e rápida resposta dinâmica. Estas vantagens, juntamente da rejeição de distúrbios externos e da insensibilidade a variações paramétricas, podem ser empregadas no controle da posição e velocidade de sistemas CA (BARAMBONES, 2010).

A existência de um modo deslizante requer a estabilidade da trajetória de estado para a superfície de deslizamento. Portanto, uma lei de controle chaveada deve ser projetada para assegurar que a trajetória de estados se dirija à superfície de deslizamento (alcançabilidade) e nela permaneça durante todo o tempo subsequente (atratividade) (UTKIN, 1992; RIBEIRO, 2006).

As etapas principais para se projetar um controlador CEV/MD são duas:

- Projeto de uma superfície de deslizamento de modo que a dinâmica da planta, quando em deslizamento, tenha a trajetória desejada;
- Desenvolvimento de uma lei de controle que satisfaça as condições de existência e alcançabilidade do modo deslizante.

A superfície de deslizamento (ou chaveamento) $\sigma(x) = 0$ é um espaço fechado $(n-m)$ dimensional em $\mathfrak{R}^n$, determinado pela intersecção de m superfícies de chaveamento de dimensão $(n-m)$. As superfícies de chaveamento são projetadas tal que o sistema, restrito à superfície $\sigma(x) = 0$, tenha o comportamento desejado (RIBEIRO, 2006).

Seja a superfície de deslizamento definida por

$$\{x(t) \mid \sigma(x(t)) = 0\} \quad (65)$$

sendo que $\{x(t) \mid \sigma_i(x(t)) = 0\}$ é a i -ésima superfície de deslizamento associada com a superfície de deslizamento (65) de dimensão $(n-m)$.

Considera-se neste trabalho a superfície de deslizamento no seguinte formato:

$$\{x(t) \mid \sigma(x(t)) = S \cdot x(t) = 0\} \quad (66)$$

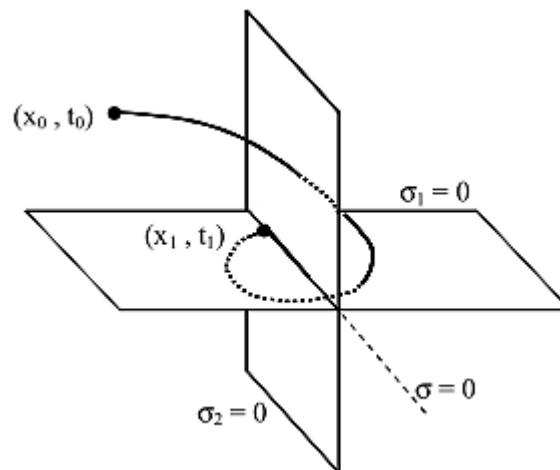
com S sendo chamada de matriz da superfície de deslizamento, $S \in \mathfrak{R}^{m \times n}$. Por simplicidade, no entanto, a notação referente à superfície de deslizamento será:

$$\sigma(x(t)) = S \cdot x(t) = 0 \quad (67)$$

Assim, uma vez já projetada a superfície de deslizamento desejada, o próximo passo importante do CEV/MD é garantir a existência de um modo deslizante. Um modo deslizante existe se, na vizinhança da superfície de deslizamento, a tangente ou vetor velocidade da trajetória de estado sempre está direcionado para a superfície de deslizamento. Consequentemente, se a trajetória do estado intercepta a superfície de deslizamento, o valor da trajetória de estado ou ponto representativo se mantém dentro de uma certa vizinhança

próxima da superfície. Pode ser observado na Figura 32 que o modo deslizante não pode existir separadamente na i -ésima superfície deslizante, mas somente na intersecção de todas superfícies (RIBEIRO, 2006).

Figura 32 – Ilustração bidimensional do domínio do modo deslizante.



Fonte: (RIBEIRO, 2006).

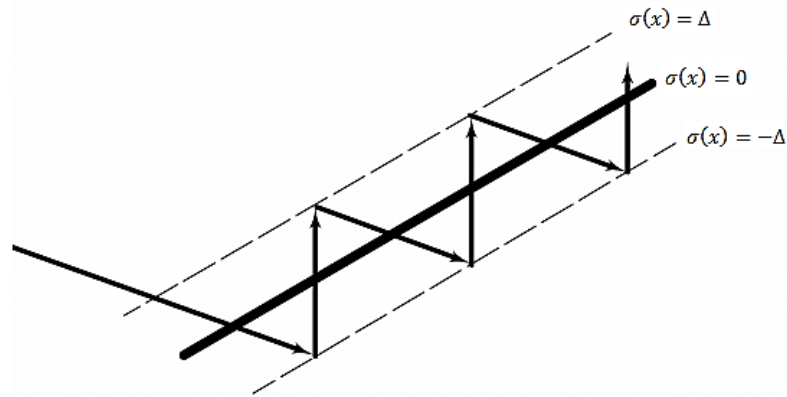
Um modo deslizante ideal existe somente quando a trajetória de estados da planta controlada satisfaz $\sigma(x(t)) = 0$ para todo $t \geq t_0$, para algum t_0 . Isto requer chaveamentos infinitamente rápidos, no entanto, em sistemas reais todas as funções com controles chaveados têm imperfeições, tais como retardamento, histereses, entre outros, que forçam os deslizamentos a ocorrerem em uma frequência finita. A trajetória de estado, portanto, oscila em uma certa vizinhança da superfície de deslizamento. Esta oscilação é chamada trepidação (do inglês *chattering*). Dessa maneira, o modo deslizante real não ocorre sobre as superfícies descontínuas, mas dentro de uma camada limite (UTKIN, 1992; RIBEIRO, 2006).

Para a existência de um modo deslizante é necessário a estabilidade da trajetória para a superfície de deslizamento ou, no mínimo, para uma vizinhança da mesma, o que significa que os estados devem aproximar-se da superfície assintoticamente. A maior vizinhança é chamada de região de atração. Geometricamente, o vetor tangente ou derivada no tempo do vetor de estados deverá apontar para a superfície de deslizamento, na região de atração. O problema de existência assemelha-se a um problema de estabilidade generalizada, logo, o segundo método de Lyapunov fornece um conjunto natural para a análise. Assim, a estabilidade para a superfície de deslizamento requer a seleção de uma função de Lyapunov

generalizada $V(t, x)$ que é definida positiva e tem uma derivada negativa em relação ao tempo na região de atração (RIBEIRO, 2006).

Na Figura 33 é possível observar-se as oscilações que ocorrem com a trajetória de estados numa pequena região próxima à superfície de deslizamento.

Figura 33 – Oscilações em uma vizinhança da superfície de deslizamento.



Fonte: (CILDOZ, 2014).

Considerando de forma genérica a classe de sistemas de estrutura variável (64), em que a função descontínua u , considerada entrada de controle, é definida por

$$u_i(t, x) = \begin{cases} u_i^+(t, x) & \text{para } \sigma_i(x) > 0 \\ u_i^-(t, x) & \text{para } \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad (68)$$

Sendo que u_i^+ e u_i^- são funções de estado contínuas com $u_i^+(t, x) \neq u_i^-(t, x)$ e cada função escalar $\sigma_i(x)$ determina a descontinuidade da i -ésima componente da função vetorial u , sendo $\sigma(x) = [\sigma_1(x), \dots, \sigma_m(x)]^T = 0$.

Isto posto, pode-se analisar o que ocorre nas vizinhanças da superfície $\sigma(x(t)) = 0$ quando os estados do sistema se aproximam dela. Dois comportamentos distintos são possíveis: ou os estados, ao alcançar a superfície, a atravessam, e após isto sofrem uma mudança instantânea em sua direção; ou ao alcançar a superfície $\sigma(x(t)) = 0$ os estados se mantêm confinados a ela, caracterizando o comportamento invariante no tempo denominado modo deslizante. No primeiro caso, os estados do sistema permanecem na superfície de chaveamento apenas um instante de tempo. Já no segundo caso, os estados evoluem sobre a superfície $\sigma(x(t)) = 0$ como se deslizassem sobre a mesma. Este último caso ocorrerá

sempre quando forem satisfeitas as condições de existência da superfície de deslizamento (CILDOZ, 2014).

No projeto de controle, o principal objetivo é a obtenção de uma lei de controle que satisfaça as condições de existência e alcançabilidade do modo deslizante. Supondo-se que a superfície de deslizamento já tenha sido projetada, um tipo de estrutura muito utilizado para o controle mostrado em (68) é

$$u_i = u_{ieq} + u_{in} \quad (69)$$

sendo u_{ieq} a i -ésima componente do controle equivalente u_{eq} (que é contínuo) e u_{in} a parte descontínua (ou parte chaveada) do controle u_n .

Os controladores EV desenvolvidos garantem o comportamento desejado do sistema em malha fechada. No entanto, no caso ideal, estes controladores exigem um mecanismo de chaveamento infinitamente rápido, o que não é possível no caso real. Devido ao chaveamento finito, a trajetória do sistema sobre a superfície de deslizamento oscila, sendo esta oscilação denominada trepidação (*chattering*), como já foi mencionado anteriormente. As componentes de alta frequência da trepidação são indesejáveis, pois podem excitar dinâmicas de alta frequência não modeladas da planta, resultando em instabilidades não previsíveis. Uma solução para esse problema pode ser obtida introduzindo-se no controlador uma camada limite, ou seja, permitindo que a trajetória do sistema permaneça sobre uma região ao redor da superfície de deslizamento e não restritamente sobre a mesma (RIBEIRO, 2006).

4.2 Exemplo de aplicação do CEV e o efeito da camada limite

A fim de demonstrar o efeito da utilização de uma camada limite na eliminação do fenômeno de *chattering* num controlador de estrutura variável são apresentadas algumas imagens do comportamento de um sistema de segunda ordem utilizando uma lei de controle sem camada limite e outra lei de controle fazendo uso da mesma.

A planta utilizada é regida pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (70)$$

e o comportamento desejado para o sistema encontra-se sobre a seguinte superfície de deslizamento:

$$\sigma(x) = x_1 + x_2 = 0 \quad (71)$$

A lei de controle utilizada é:

$$u(t, x) = u_{eq} + u_n \quad (72)$$

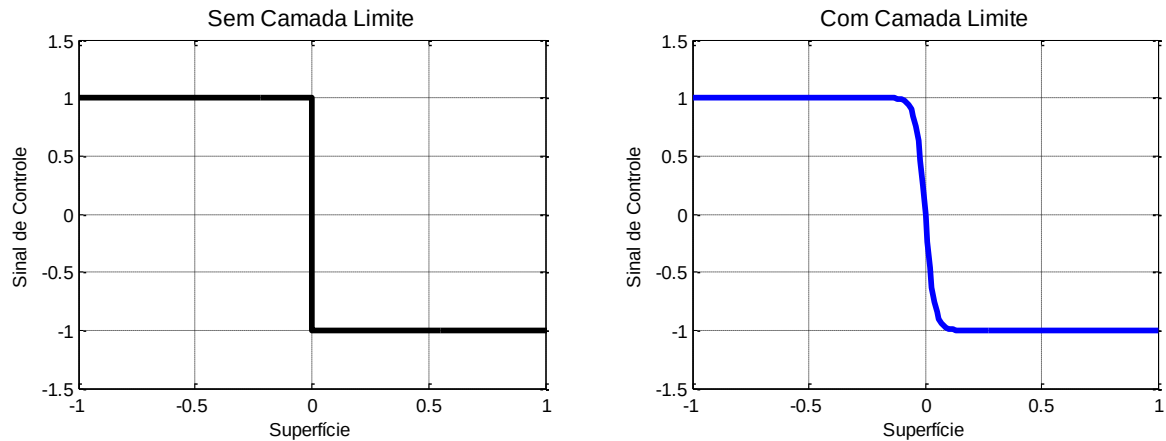
sendo:

$$u_{eq} = -x_2 \quad (73)$$

$$u_n = \begin{cases} -\frac{\sigma}{|\sigma|} \\ -\frac{\sigma}{|\sigma|+0,01} \end{cases} \quad (74)$$

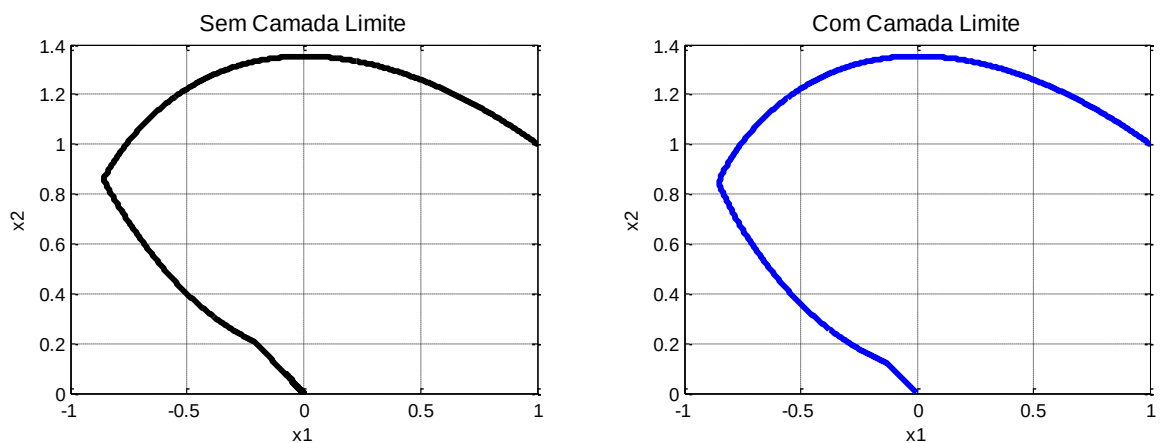
Na Figura 34 observa-se a atuação do sinal de controle descontínuo quando o valor da superfície muda de sinal para o caso do sistema operando sem e com a camada limite. É evidente que a atuação do sinal de controle é mais suave quando há utilização da técnica mencionada, enquanto que, para o controle sem camada limite, a atuação é abrupta. Na Figura 35 tem-se a trajetória dos estados sem utilizar e fazendo uso da camada limite, deixando bastante claro que não há nenhuma diferença significativa entre os dois casos.

Figura 34 – Controle descontínuo sem camada limite e com camada limite.



Fonte: Próprio autor.

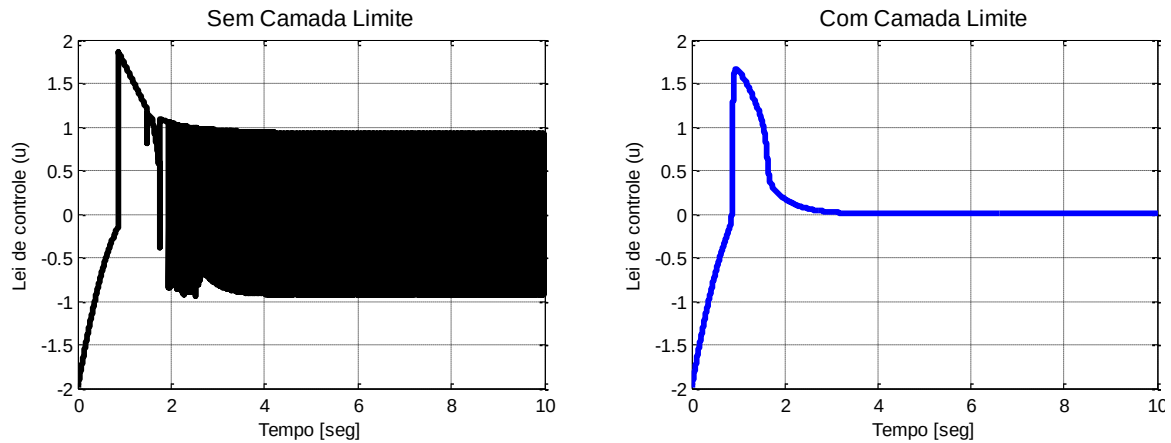
Figura 35 – Trajetória dos estados sem o uso da camada limite.



Fonte: Próprio autor.

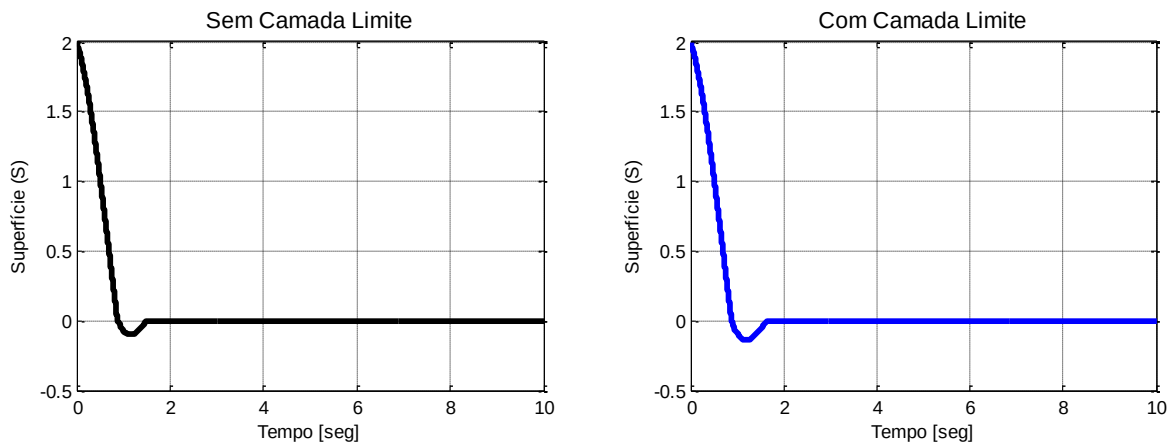
Na Figura 37 e Figura 37 pode-se ver o comportamento da lei de controle e a superfície em relação ao tempo, respectivamente, tanto sem a utilização da técnica apresentada para eliminar o *chattering*, quanto utilizando-a. Fica nítido para ambos os casos que no momento em que atinge-se a superfície de deslizamento ($\sigma(x) = 0$) a lei de controle passa a atuar de maneira diferente, especialmente para o caso do sistema sem camada limite, onde constata-se o já esperado efeito de trepidação, com chaveamentos extremamente rápidos conforme a superfície muda de sinal. Observa-se também que, uma vez em deslizamento, o sistema neste estado mantém-se.

Figura 36 – Lei de controle em função do tempo (sem camada limite e com o uso da mesma).



Fonte: Próprio autor.

Figura 37 – Superfície (S) em função do tempo (sem camada limite e com o uso da mesma).



Fonte: Próprio autor.

Pode-se afirmar, analisando a Figura 37, que o sinal de controle com a camada limite do sistema pode ser considerado como sendo o valor médio do sinal de controle sem a camada limite. Além disso, é importante ressaltar que, uma vez em deslizamento, a trajetória do sistema fica restrita a uma região próxima ao redor da superfície de deslizamento, e não restrito à mesma.

4.3 Projeto da Superfície de Deslizamento e da Lei de Controle

A equação mecânica de uma máquina de indução pode ser escrita como segue:

$$J \cdot \dot{\omega}_m + B \cdot \omega_m + T_L = T_e \quad (75)$$

sendo que J e B representam, respectivamente, a constante de inércia e o coeficiente de atrito do sistema da máquina de indução. O torque elétrico gerado pelo motor, T_e , mostrado em (52), também pode ser definido como segue em (76), com os fluxos e correntes na referência síncrona girante (BARAMBONES, 2010).

$$T_e = \frac{3p}{4} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Psi_{dr}^e \cdot i_{qs}^e - \Psi_{qr}^e \cdot i_{ds}^e) \quad (76)$$

Utilizando-se a orientação sobre o fluxo do rotor temos que, com i_{ds}^e alinhada sobre o fluxo do rotor e i_{qs}^e perpendicular ao mesmo, Ψ_{qr}^e passa a ser nulo e Ψ_{dr}^e passa a ter valor igual ao fluxo do rotor. Assim, (71) pode ser simplificada, ficando como apresentado em (77).

$$T_e = \frac{3p}{4} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Psi_{dr}^e \cdot i_{qs}^e \quad (77)$$

Para o caso com a orientação mencionada (síncrona girante) a dinâmica do fluxo do rotor é dada por (78). Nota-se que esta é a mesma equação de (61), mas escrita de maneira diferente.

$$\frac{d\Psi_{dr}^e}{dt} + \frac{\Psi_{dr}^e}{T_r} = \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{ds}^e \quad (78)$$

Feitas estas considerações, a equação mecânica apresentada em (75) torna-se

$$\dot{\omega}_m + a \cdot \omega_m + g = b \cdot i_{qs}^e \quad (79)$$

sendo que os parâmetros acima são definidos como

$$a = \frac{B}{J}, \quad b = \frac{K_T}{J}, \quad g = \frac{T_L}{J} \quad (80)$$

Considerando (79) com incertezas, obtém-se então (81).

$$\dot{\omega}_m = -(a + \Delta a) \cdot \omega_m - (g + \Delta g) + (b + \Delta b) \cdot i_{qs}^e \quad (81)$$

sendo que os termos Δa , Δb e Δg representam as incertezas dos termos a , b e g , respectivamente. Vale ainda ressaltar que estas incertezas são desconhecidas e que um cálculo preciso de um limite superior é, em geral, bastante difícil de ser obtido (BARAMBONES, 2010).

O erro do laço da velocidade é definido da seguinte forma:

$$e(t) = \omega_m(t) - \omega_m^*(t) \quad (82)$$

com ω_m^* representando o comando de velocidade do motor.

Derivando-se os dois lados de (82) em relação ao tempo, tem-se:

$$\dot{e}(t) = \dot{\omega}_m - \dot{\omega}_m^* = -a \cdot e(t) + u(t) + d(t) \quad (83)$$

sendo que os seguintes termos formam o sinal $u(t)$:

$$u(t) = b \cdot i_{qs}^e(t) - a \cdot \omega_m^*(t) - g(t) - \dot{\omega}_m^*(t) \quad (84)$$

e os termos das incertezas encontram-se isolados no sinal $d(t)$,

$$d(t) = \Delta b \cdot i_{qs}^e(t) - \Delta a \cdot \omega_m(t) - \Delta g(t) \quad (85)$$

É proposto, então, um controlador com estrutura variável e modos deslizantes para compensar as incertezas do sistema citadas acima. Na teoria do controle de deslizamento, um ganho de chaveamento deve ser determinado para se atingir a condição de deslizamento. Para esta condição ser alcançada uma escolha adequada do ganho de chaveamento deve ser realizada para compensar as incertezas. A fim de selecionar o vetor do ganho de deslizamento, um limite superior das variações paramétricas, dinâmicas não modeladas, magnitudes de ruídos, etc., devem ser dados, mas em aplicações práticas há situações em que esses limites são desconhecidos ou muito difíceis de serem calculados. Uma solução pode ser a escolha de um valor suficientemente alto para o ganho de chaveamento, mas isto pode causar um sinal de controle alto demais ou exigir uma maior atividade de controle que o necessário para se alcançar o objetivo de controle. Uma maneira de superar esta dificuldade é estimar o ganho e atualizá-lo por meio de alguma lei de adaptação, para que então a condição de deslizamento seja alcançada (BARAMBONES, 2010).

Feitas estas considerações, agora será proposta a variável de deslizamento $S(t)$ que foi utilizada neste trabalho, sendo ela nada mais do que o próprio erro do laço de velocidade da máquina, como apresentado em (86).

$$S(t) = e(t) = \omega_m(t) - \omega_m^*(t) \quad (86)$$

A superfície de deslizamento é, portanto, definida como:

$$S(t) = e(t) = 0 \quad (87)$$

O próximo passo, então, é definir uma lei de controle com estrutura variável para a velocidade. O controlador proposto incorpora um ganho de deslizamento adaptativo, na intenção de controlar o acionamento da máquina de indução.

$$u(t) = -k.e(t) - \hat{\beta}(t).\gamma.sgn(S) \quad (88)$$

sendo k um ganho constante que influencia na sensibilidade ao erro, $\hat{\beta}$ o ganho de chaveamento estimado, γ uma constante positiva, S a variável de deslizamento definida em (81) e $sgn(.)$ a função sinal.

No entanto, a fim de eliminar o efeito de *chattering* já citado neste mesmo capítulo, a função sinal presente em (88) foi substituída pela função conhecida como “camada limite”, também mencionada. Dessa forma a estrutura variável de controle atuará de maneira mais suave, evitando a possibilidade do sistema chegar à instabilidade por causa do efeito de trepidação. Portanto, a lei de controle pode ser reescrita como mostrado em (89).

$$u(t) = -k.e(t) - \hat{\beta}(t).\gamma.cam_{lim}(S) \quad (89)$$

com $cam_{lim}(.)$ sendo a função da camada limite.

O ganho de chaveamento $\hat{\beta}$ é adaptado de acordo com a seguinte lei de atualização:

$$\dot{\hat{\beta}} = \gamma \cdot |S|, \quad \hat{\beta}(0) = 0 \quad (90)$$

sendo γ uma constante positiva que permite a escolha da velocidade de adaptação para o ganho de deslizamento.

A fim de obter-se o correto rastreamento da trajetória da velocidade, as seguintes hipóteses devem ser formuladas:

(a) Existe um ganho de chaveamento β desconhecido, finito e não negativo de forma que

$$\beta > d_{max} + \eta, \quad \eta > 0$$

onde $d_{max} \geq |d(t)| \forall t$ e η é uma constante positiva.

Nota-se que esta condição implica somente que as incertezas do sistema são de magnitudes limitadas.

(b) A constante γ deve ser escolhida de forma que $\gamma \geq 1$ (BARAMBONES, 2010).

Teorema 1: Considerando-se a equação para o motor de indução apresentada em (88), uma vez que as considerações (a)-(b) forem satisfeitas, a lei de controle (91) conduz a velocidade mecânica do rotor $\omega_m(t)$ para que o erro do laço da velocidade $e(t) = \omega_m(t) - \omega_m^*(t)$ tenda a zero em regime permanente.

A prova deste teorema será realizada utilizando a teoria de estabilidade de Lyapunov.

Prova: A candidata a função de Lyapunov utilizada é definida como:

$$V(t) = \frac{1}{2} S(t) \cdot S(t) + \frac{1}{2} \tilde{\beta}(t) \cdot \tilde{\beta}(t) \quad (91)$$

sendo $S(t)$ a variável de deslizamento já definida e $\tilde{\beta}(t) = \hat{\beta}(t) - \beta$.

A derivada em relação ao tempo da equação acima fica:

$$\begin{aligned}
 \dot{V}(t) &= S(t) \cdot \dot{S}(t) + \tilde{\beta}(t) \cdot \dot{\tilde{\beta}}(t) \\
 &= S \cdot [\dot{e}] + \tilde{\beta} \cdot \dot{\tilde{\beta}} \\
 &= S \cdot [-a \cdot e + u + d] + \tilde{\beta} \cdot \gamma \cdot |S| \\
 &= S \cdot [-a \cdot e + u + d] + (\hat{\beta} - \beta) \cdot \gamma \cdot |S| \\
 &= S \cdot [-a \cdot e - k \cdot e - \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot \text{sgn}(S) + d] + (\hat{\beta} - \beta) \cdot \gamma \cdot |S| \\
 &= S \cdot [-(a + k) \cdot e + d - \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot \text{sgn}(S)] + \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot |S| - \beta \cdot \gamma \cdot |S| \\
 &= -S \cdot (a + k) \cdot e + d \cdot S - \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot |S| + \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot |S| - \beta \cdot \gamma \cdot |S| \\
 &= -(a + k) \cdot e^2 + d \cdot e - \beta \cdot \gamma \cdot |e|
 \end{aligned} \tag{92}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}(t) &\leq |d| \cdot |e| - \beta \cdot \gamma \cdot |e| \\
 &\leq |d| \cdot |e| - (d_{\max} + \eta) \cdot \gamma \cdot |e| \\
 &= |d| \cdot |e| - d_{\max} \cdot \gamma \cdot |e| - \eta \cdot \gamma \cdot |e| \\
 &\leq -\eta \cdot \gamma \cdot |e|
 \end{aligned} \tag{93}$$

portanto,

$$\dot{V}(t) \leq 0 \tag{94}$$

Nota-se que as equações (81), (88), (89) e (90), assim como as hipóteses (a) e (b), foram utilizadas para realizar-se a prova.

Usando-se o método direto de Lyapunov, desde que $V(t)$ seja claramente positiva-definida, $\dot{V}(t)$ é negativa semidefinida e $V(t)$ tende ao infinito conforme $S(t)$ e $\tilde{\beta}(t)$ tendem

ao infinito. Então, o equilíbrio na origem $[S(t), \tilde{\beta}(t)] = [0, 0]$ é globalmente estável e, portanto, as variáveis $S(t)$ e $\tilde{\beta}(t)$ são limitadas. Assim, visto que $S(t)$ é limitada, temos que $e(t)$ também é, já que $S(t) = e(t)$.

Além disso, derivando-se a equação (81) tem-se que:

$$\dot{S}(t) = \dot{e}(t) \quad (95)$$

então, substituindo-se (88) em (95),

$$\dot{S}(t) = -a * e(t) + u(t) + d(t) \quad (96)$$

A partir de (96) é possível concluir que $\dot{S}(t)$ é limitada, pois $e(t)$, $u(t)$ e $d(t)$ são limitados. Por sua vez, a partir de (92) é deduzido que

$$\ddot{V}(t) = -2(a + k).e.\dot{e} + d.\dot{e} - \beta.\gamma.\frac{d}{dt}|e(t)| \quad (97)$$

que é um valor limitado, pois $e(t)$ e $\dot{e}(t)$ são limitados.

Sob estas condições, se $\ddot{V}(t)$ é limitado, $\dot{V}(t)$ é uma função uniformemente contínua. Assim, o lema de Barbalat nos permite concluir que $\dot{V}(t) \rightarrow 0$ se $t \rightarrow \infty$, o que implica que $S(t) \rightarrow 0$ se $t \rightarrow \infty$. Além disso, todas as trajetórias começando a partir da superfície de deslizamento $S = 0$ devem alcançá-la assintoticamente e então permanecerão sobre a mesma. Como já mencionado, este comportamento do sistema, uma vez na superfície de deslizamento, é geralmente chamado de modo deslizante (BARAMBONES, 2010).

Nota-se que um típico movimento no controle de modo deslizante consiste em uma “fase de alcance”, durante a qual trajetórias iniciando a partir da superfície de deslizamento

$S = 0$ movem-se em direção à mesma e a atingem, seguido de uma “fase de deslizamento”, durante a qual o movimento é confinado a esta superfície e onde o sistema de rastreamento de erro tende a zero (BARAMBONES, 2010).

Finalmente, a componente da corrente que comanda o torque, $i_{qs}^{e*}(t)$, pode ser obtida diretamente substituindo-se (89) em (84):

$$i_{qs}^{e*}(t) = \frac{1}{b} \cdot [-k \cdot e - \hat{\beta}(t) \cdot \gamma \cdot cam_{lim}(S) + a \cdot \omega_m^* + \dot{\omega}_m^* + g] \quad (98)$$

Dessa maneira, o controle com estrutura variável e modo deslizante proposto resolve o problema de rastreamento da velocidade para o motor de indução, considerando-se incertezas nos parâmetros mecânicos e torque de carga.

SIMULAÇÕES E RESULTADOS

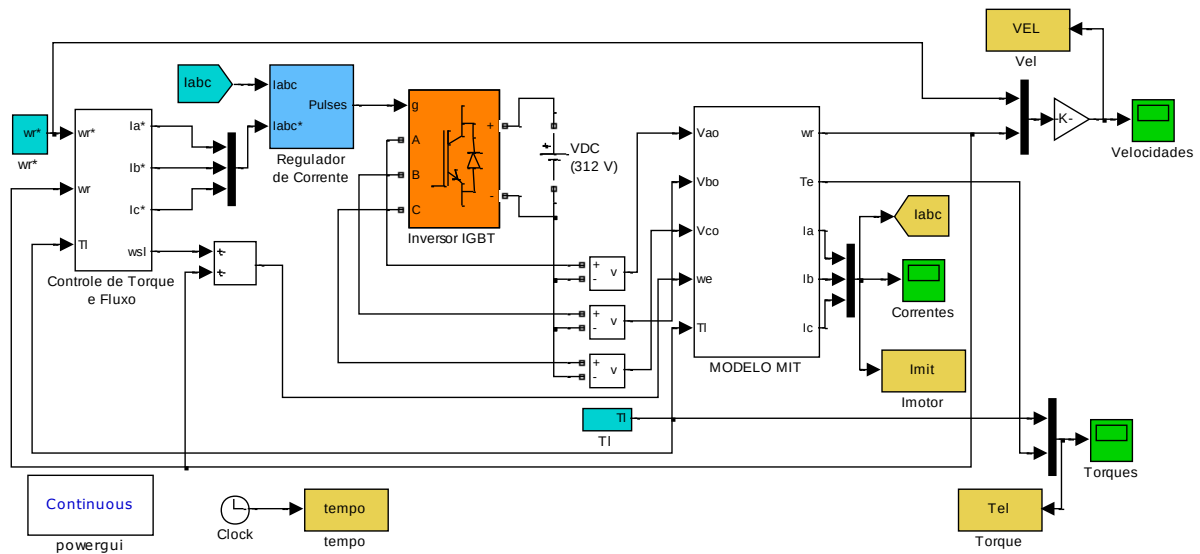
A princípio foi desenvolvido um modelo de um motor de indução trifásico utilizando-se o *software* MATLAB/Simulink, uma versátil ferramenta, com uma enorme gama de aplicações, além de mostrar-se relativamente simples de ser manuseada.

Depois do modelo da máquina, foi desenvolvida no ambiente Simulink a parte referente ao acionamento da mesma, sendo esta composta por um bloco que realiza o controle da velocidade e torque da máquina, um regulador de corrente e um inversor PWM composto por uma ponte de seis transistores do tipo IGBT e seis diodos, ligado a um link CC.

Como citado em mais de uma ocasião no corpo deste trabalho todas as principais análises foram realizadas com base no método do controle vetorial indireto orientado sobre o fluxo do rotor. Em conjunto com este método, no entanto, diferentes tipos de controladores foram utilizados: Um controlador clássico do tipo PI (Proporcional – Integral), utilizado na maioria das aplicações industriais, e um robusto do tipo CEV-MD (Controlador com Estrutura Variável e Modos Deslizantes). Também foram simuladas diferentes condições de operação a fim de analisar o desempenho dos controladores em cada uma delas, seja em condições perfeitas de operação ou em condições com falhas e outras adversidades.

Observa-se na Figura 38 o diagrama de blocos no ambiente MATLAB/Simulink para o sistema de um motor de indução trifásico utilizando o método de controle vetorial citado. Sendo este o diagrama de blocos genérico para os dois controladores utilizados, a única diferença encontra-se no interior do bloco “Controle de Torque e Fluxo”, que difere para cada controlador. O regulador de corrente realiza um controle com banda de histerese, que é basicamente um método de controle de corrente realimentado instantaneamente, onde as correntes reais (i_{abc}) rastreiam continuamente as correntes de comando (i_{abc}^*) com o auxílio de uma banda de histerese. O bloco *powergui* é necessário para a configuração de certos parâmetros da simulação devido à presença do inversor IGBT, pertencente à biblioteca *Power Electronics*.

Figura 38 – Diagrama de blocos do controle vetorial indireto orientado sobre o fluxo do rotor de um MIT no ambiente MATLAB/Simulink.



Fonte: Próprio autor.

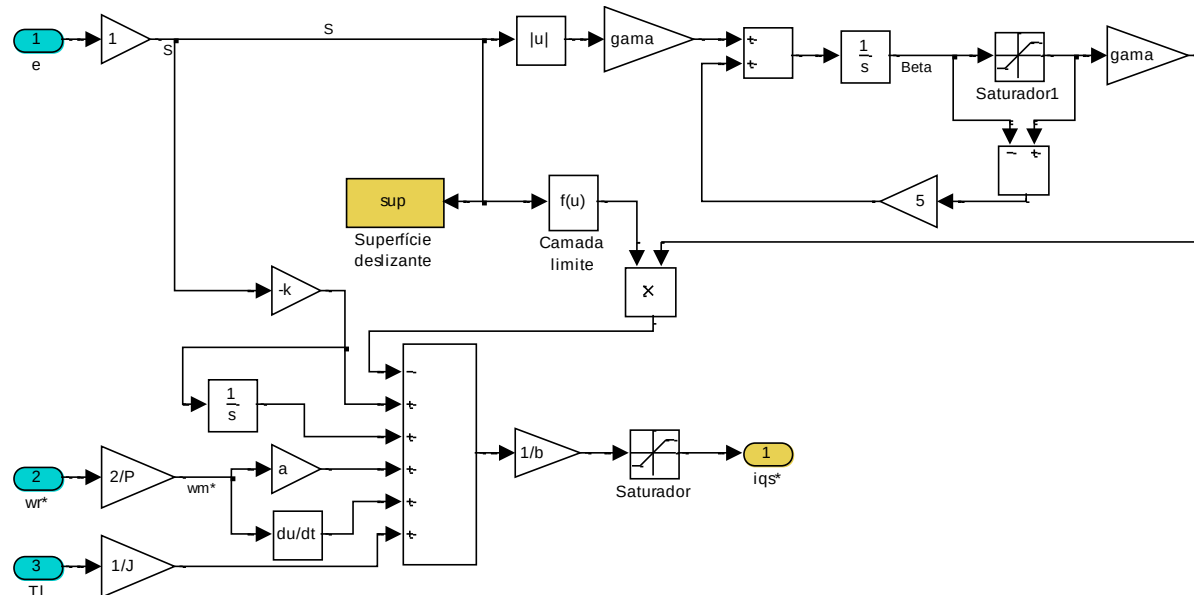
Como o que diferencia o sistema com o controlador PI do sistema com o CEV-MD é o bloco de controle do torque e do fluxo, a fim de mostrar melhor as diferenças entre estes dois blocos é exibido na Figura 39 a composição do bloco de controle quando o controlador clássico PI é utilizado, enquanto na Figura 40 consta o bloco para o caso do controlador com estrutura variável e modos deslizantes. Uma diferença que pode ser constatada é que, enquanto o torque de carga não tem influência direta no controlador PI, para o caso do CEV-MD ele influencia diretamente na obtenção da corrente de controle i_{qs}^* .

O bloco do saturador tem como função limitar a corrente que será aplicada no motor, enquanto o bloco “syn – abc” realiza a transformação das correntes que estão no sistema ortogonal na referência síncrona girante para o sistema trifásico balanceado (realizando, nesta ordem, as transformações inversas de Park e Clarke). A velocidade de escorregamento é obtida conforme mostrado em (62).

Vale frisar também que, por simplicidade, considerou-se a máquina trabalhando com um fluxo constante, não havendo enfraquecimento do mesmo. Por este motivo não há um laço de fluxo para gerar a componente da corrente i_{ds}^* .

então, estes valores como os ganhos ótimos. Na Figura 41 encontra-se como ficou formado o bloco do controlador robusto de forma mais detalhada, sendo este implementado a partir das equações (81), (89) e (98).

Figura 41 – Diagrama de blocos do controlador robusto CEV/MD.



Fonte: próprio autor.

Utilizou-se dois modelos diferentes de máquina de indução trifásica, cada um com valores diferentes para seus parâmetros. Os desempenhos dos dois controladores (PI e CEV-MD) foram analisados para ambos os modelos, submetendo-se os sistemas às mesmas condições de operação no intuito de se obter uma gama maior de resultados e não resultados ligados estritamente a um único modelo de motor.

Na

Tabela 1 são apresentados os valores dos ganhos adotados para os dois controladores utilizados no conjunto de simulações. Na Tabela 2, por sua vez, estão os valores dos parâmetros de cada modelo de máquina de indução utilizado.

Tabela 1 – Parâmetros utilizados nas simulações com os controladores PI e CEV-MD.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional do controlador PI (K_p)	200
Ganho integral do controlador PI (K_i)	100
Constante de ganho “ γ ” do controlador CEV-MD	60
Constante de ganho “ k ” do controlador CEV-MD	20

Fonte: próprio autor.

Tabela 2 – Parâmetros dos modelos de máquina de indução.

Parâmetro	Descrição	Valor – 1º modelo	Valor – 2º modelo
f_b	Frequência base	60 Hz	60 Hz
R_s	Resistência estatórica	0,19 Ω	0,087 Ω
R_r	Resistência rotórica	0,39 Ω	0,228 Ω
L_{ls}	Indutância do estator	0,21 mH	0,8 mH
L_{lr}	Indutância do rotor	0,6 mH	0,8 mH
L_m	Indutância magnetizante	4,0 mH	34,7 mH
P	Número de polos	4	4
V_n	Tensão nominal	220 V	460 V
J	Momento de inércia	0,0226 Kg.m ²	1,357 Kg.m ²
B	Coeficiente de atrito da máquina	0,05 N.m	0,05 N.m

Fonte: (BARAMBONES; ALKORTA, 2010; OZPINECI; TOLBERT, 2003)

Os resultados para cada modelo de máquina e cada condição operacional são apresentados a seguir. A rápida dinâmica apresentada nos resultados, principalmente para o modelo de máquina extraído de Ozpineci e Tolbert (2003), se dá pelo fato dos modelos serem idealizados e apresentarem uma baixa inércia a fim de facilitar as simulações, não demandando tanto tempo para a execução das mesmas. Os processos reais, portanto, apresentariam uma dinâmica mais lenta.

Nas simulações realizadas com o primeiro modelo do motor o sistema foi projetado para apresentar o seguinte comportamento: aceleração da máquina para 0,8pu de 0 a 0,15

segundos; velocidade mantida constante de 0,15 a 0,35 segundos; desaceleração para 0,5pu entre 0,35 e 0,40 segundos; velocidade constante entre 0,40 e 0,55 segundos; aceleração para 0,65pu entre 0,55 e 0,6 segundos; e, a partir dos 0,6 segundos, a velocidade de referência é mantida constante. No instante de 1,0 segundo há entrada de uma carga de 40 Nm no eixo do motor (que até então trabalhava a vazio) e no instante de 1,6 segundos o torque de carga é diminuído, de maneira que o motor passa a trabalhar com uma carga de 25 Nm.

Em todas as simulações relativas ao segundo modelo do motor o comportamento apresentado pelo sistema é o seguinte: aceleração da máquina para 0,7pu de 0 a 1,5 segundos; velocidade mantida constante de 1,5 a 1,8 segundos; desaceleração para 0,5pu entre 1,8 e 3,0 segundos; velocidade constante entre 3,0 e 3,2 segundos; novamente aceleração, agora para 0,6pu, entre 3,2 e 3,8 segundos; e a partir dos 3,8 segundos a velocidade de referência é mantida constante. No instante de 4,0 segundos há entrada de uma carga de 30 Nm no eixo do motor e no instante de 4,4 segundos o torque de carga é diminuído, com o motor passando a trabalhar com uma carga de 20 Nm.

Nota-se que, apesar dos valores simulados não serem os mesmos para ambos os modelos de motor, os comportamentos de cada sistema são muito parecidos. Os dois sistemas apresentam rampas de aceleração e desaceleração semelhantes, assim como entradas e retiradas de carga.

5.1 Comparações entre a utilização de um controlador clássico (PI) e um controlador robusto (CEV-MD): Condições ideais de operação.

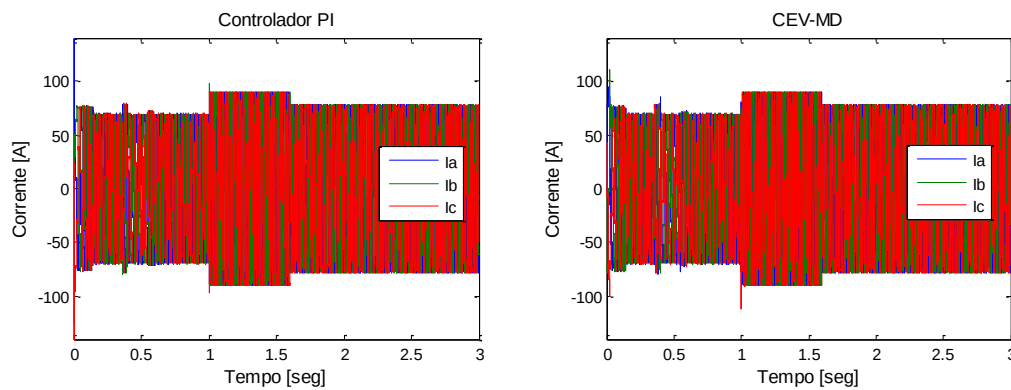
O primeiro caso analisado foi para um sistema operando em condições ideais, o que significou para o trabalho aqui proposto ter o sistema atuando sem qualquer variação paramétrica por parte do motor e sem a presença de quedas de tensão nos terminais do mesmo.

5.1 a) Primeiro modelo do motor

As correntes trifásicas da máquina de indução para o caso dos dois controladores são mostradas na Figura 42, ficando claro que não há praticamente nenhuma diferença entre as mesmas. Vale destacar que os trechos em que há um acréscimo nos valores das correntes são os momentos em que a máquina encontra-se acelerando, desacelerando, ou representam trechos em que aconteceu um aumento da carga no eixo do motor. Isto fica mais claro se

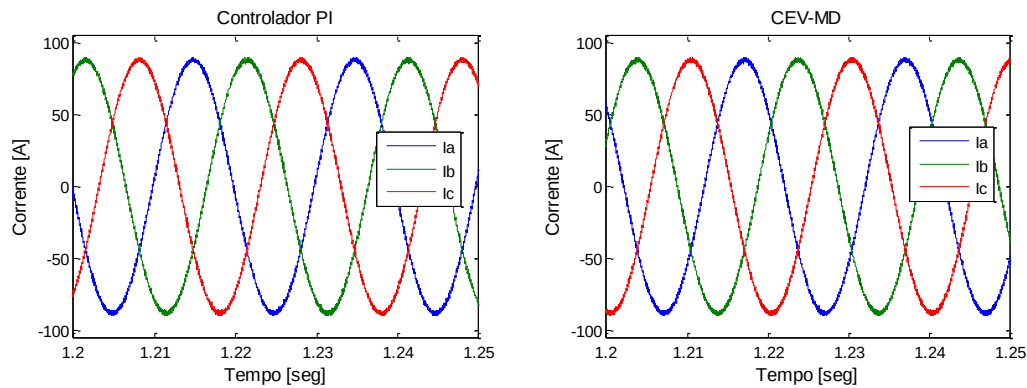
compararmos com a Figura 44 e a Figura 45, apresentadas mais adiante. Na Figura 43 pode ser visualizado um *zoom* das correntes trifásicas, uma vez que elas não podem ser vistas com muitos detalhes na Figura 42. Por meio da Figura 43 constata-se que nos sistemas com ambos os controladores as correntes trifásicas apresentam-se simétricas.

Figura 42 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.



Fonte: próprio autor.

Figura 43 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.

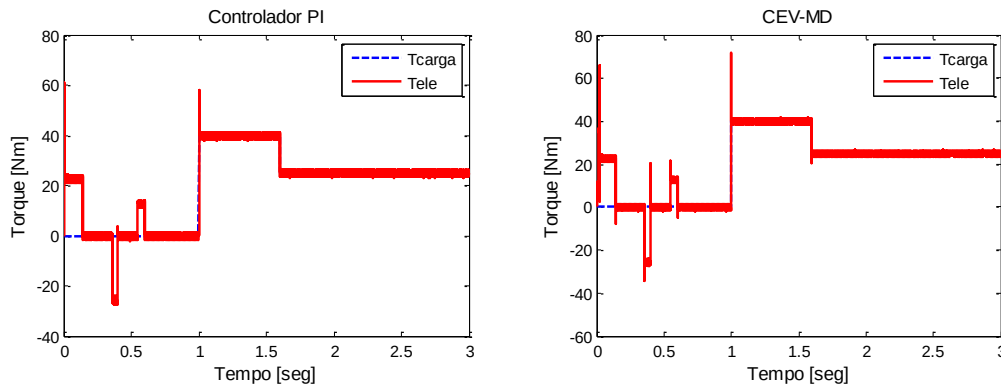


Fonte: próprio autor.

Encontra-se na Figura 44 o torque de carga e elétrico. Como já se era esperado analisando-se (94) temos que, quando a diferença entre o torque elétrico e de carga é positiva o motor encontra-se acelerando e, quando negativa, o motor está em desaceleração (ou seja, com uma aceleração negativa). Nota-se que quando há uma variação na velocidade ou na carga o controlador robusto aparenta ser um pouco mais sensível a este transitório, apresentando picos maiores do que no caso do controlador proporcional-integral, mesmo que

durante um espaço de tempo muito pequeno. Isso acontece porque, com estas variações, a trajetória de estados sai da superfície de deslizamento durante um curto espaço de tempo, mas rapidamente retorna à mesma.

Figura 44 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.

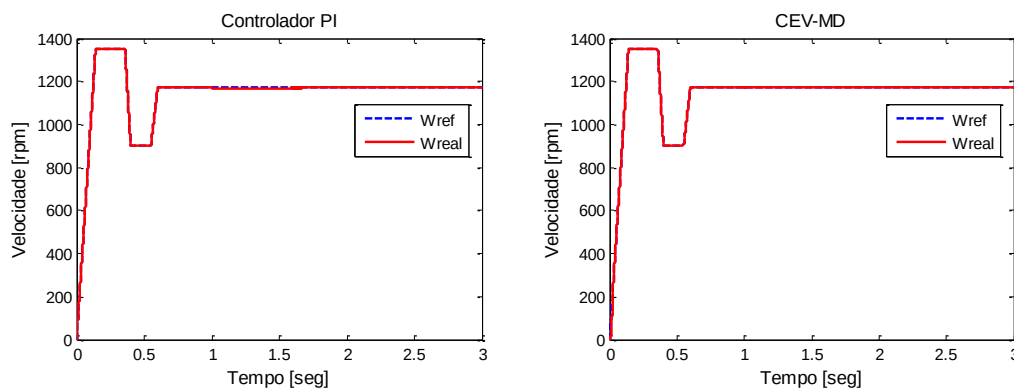


Fonte: próprio autor.

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{2}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (94)$$

Na Figura 45 podem ser observadas a velocidade de referência e a velocidade real do motor, notando-se que a diferença entre as mesmas é imperceptível tanto para o controlador clássico quando para o robusto, com ambos apresentando um desempenho excelente.

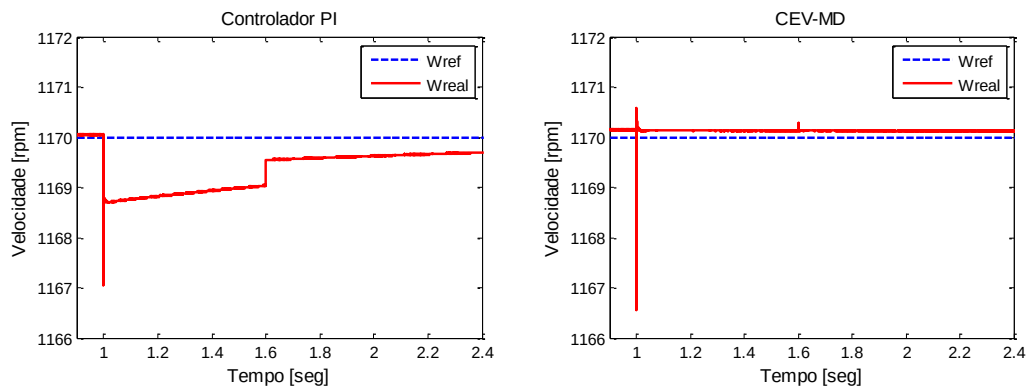
Figura 45 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.



Fonte: próprio autor.

Analisando a Figura 46, no entanto, que mostra com maior precisão o momento em que há um aumento da carga do motor (40 Nm, no instante de 1 segundo) é possível observar uma queda muito pequena da velocidade para o caso do controlador PI, com a velocidade chegando a cair por volta de 1,2 rpms (equivalente a aproximadamente 0,1%) com a carga máxima aplicada no eixo do motor, notando-se também que a velocidade tende a voltar aos poucos para a referência. Para o caso do controlador robusto, no entanto, esta queda não é observada. O motor tende a perder velocidade, mas o CEV-MD não permite que isso ocorra.

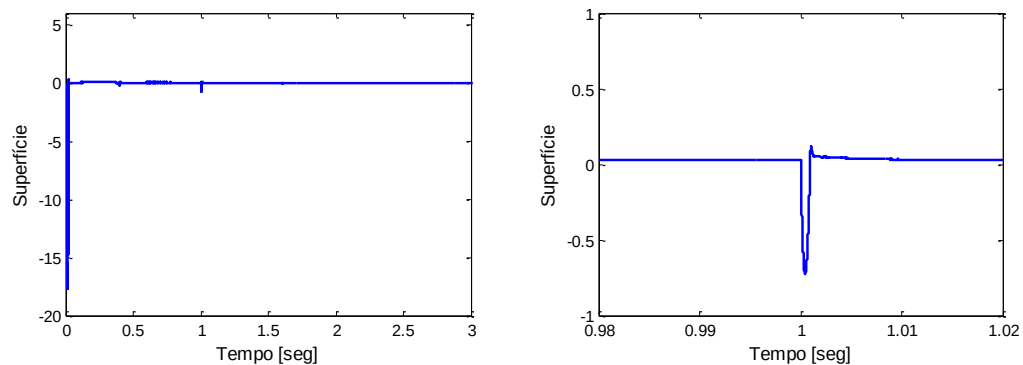
Figura 46 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 47 pode ser vista a trajetória de estados na superfície deslizante. Observa-se que durante a partida a trajetória leva um curto espaço de tempo para atingir a superfície deslizante. Além disso, no instante em que há entrada de carga (1 segundo) a trajetória deixa temporariamente a superfície de deslizamento, mas as variáveis de controle agem muito rapidamente e a trajetória logo atinge a superfície novamente. O mesmo acontece durante os instantes de aceleração e desaceleração da máquina, mas de forma mais amena. O zoom da superfície de deslizamento mostra justamente o momento de entrada da carga a fim de se observar de forma mais clara este processo em que a trajetória de estados sai e retorna à superfície de deslizamento. Com a imagem aproximada é possível também notar que a trajetória não segue exatamente sobre a superfície de deslizamento, mas numa região muito próxima da mesma. Como já citado, este é o efeito da função camada limite.

Figura 47 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e *zoom* da mesma no momento de entrada de carga no controle da máquina de indução – 1º modelo.

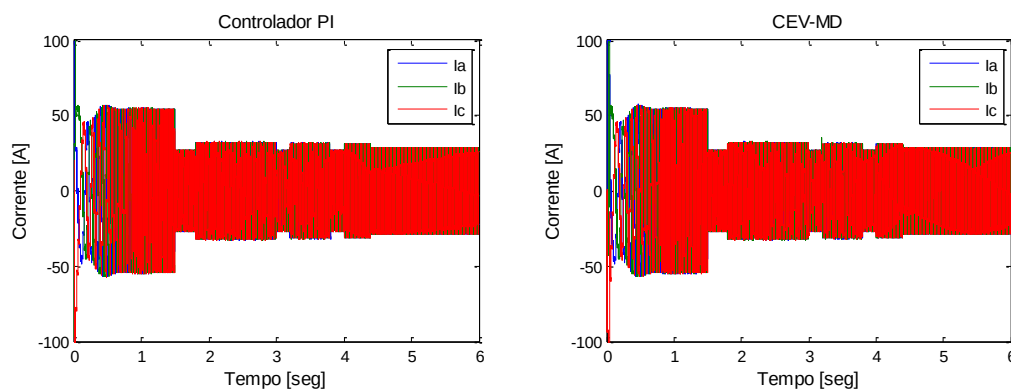


Fonte: próprio autor.

5.1 b) Segundo modelo do motor

Assim como para o primeiro modelo, nas simulações do segundo modelo do motor fica claro os maiores valores de corrente durante os períodos em que há variação de velocidade, principalmente durante a partida. Isto fica bastante evidente analisando-se a Figura 48, onde são apresentadas as correntes trifásicas, e a Figura 51, na qual mostra-se as velocidades de referência e real do rotor.

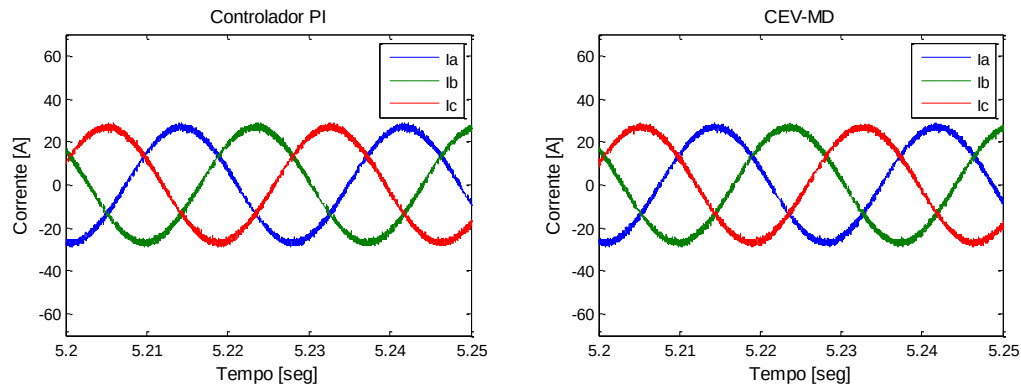
Figura 48 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

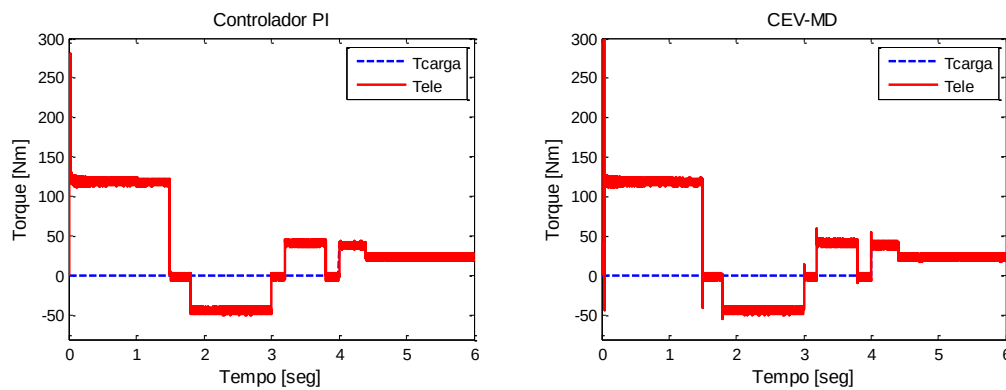
Constata-se por meio da Figura 49 que as correntes para ambos os sistemas continuam simétricas e fica claro pela Figura 50 que a dinâmica de torque com os dois controladores permanece muito boa.

Figura 49 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

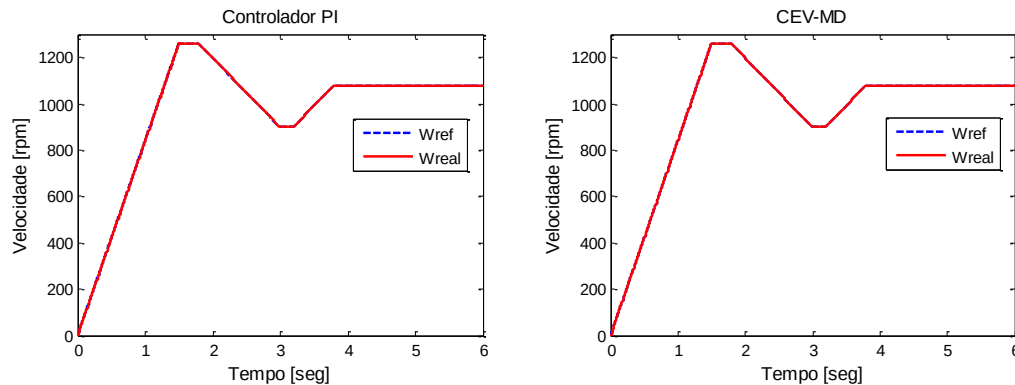
Figura 50 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

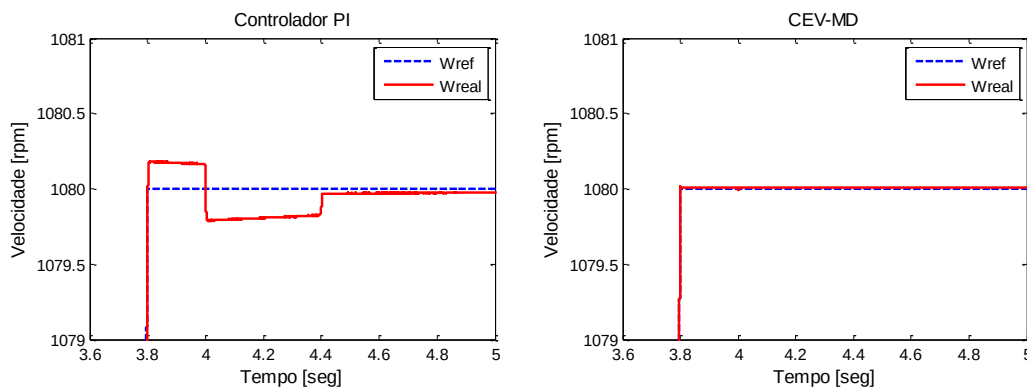
Mais uma vez ambos os controladores fazem um excelente trabalho de controle da velocidade, como pode-se ver na Figura 51. Na Figura 52, no entanto, nota-se que o controlador robusto apresenta uma precisão ligeiramente superior, ainda que a queda de velocidade com o controlador PI quando há inserção de carga (instante de 4,0 segundos) seja quase insignificante (aproximadamente 0,2 rpm) quando comparada à velocidade da máquina. Para o caso do controlador robusto a eficiência é ainda maior, visto que nem mesmo esta pequena queda de velocidade é constatada.

Figura 51 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

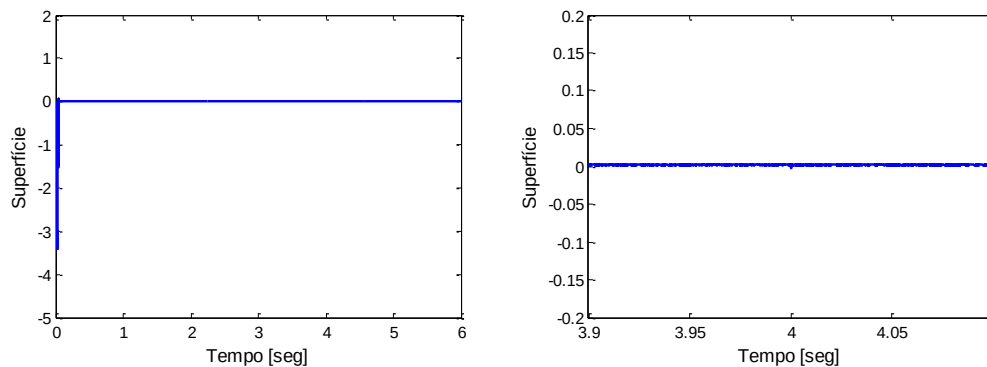
Figura 52 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

É apresentada na Figura 53 a superfície deslizante do sistema com o controlador robusto. Novamente um pequeno intervalo de tempo é necessário para o sistema atingir o modo deslizante depois da máquina de indução partir. No entanto, ao contrário do que foi observado para o primeiro modelo do motor, no segundo modelo a entrada de carga (4,0 segundos) exerce uma influência praticamente imperceptível sobre a superfície deslizante, o que provavelmente se deve à maior inércia da máquina. Assim, fica claro o excelente desempenho de ambos os controladores para os dois modelos de máquina de indução trabalhando em condições ideais de operação.

Figura 53 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD (e *zoom* da mesma no momento de entrada de carga) no controle da máquina de indução – 2º modelo.



Fonte: próprio autor.

5.2 Comparações entre a utilização de um controlador clássico (PI) e um controlador robusto (CEV-MD): Sistema operando com variações paramétricas do motor.

Até o momento em todas as simulações realizadas considerou-se condições ideais com relação à variação de parâmetros, ou seja, a variação foi totalmente desprezada. A partir de agora, no entanto, esta será considerada, de forma a estudar sua influência no desempenho dos controladores PI e CEV-MD.

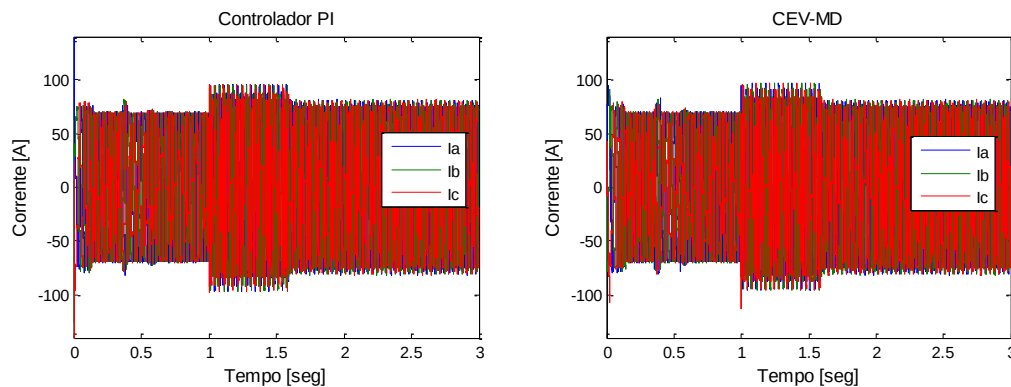
Nas simulações apresentadas neste tópico implementou-se um sistema com uma variação senoidal de 50% da resistência rotórica (R_r), sendo que este valor poderia ser escolhido de acordo com a vontade do operador da simulação no MATLAB/Simulink, visto que o programa foi projetado a fim de solicitar a entrada deste dado (proporção da variação paramétrica) via teclado antes de dar início à simulação. A escolha desta porcentagem foi feita no intuito de deixar mais evidentes os efeitos da variação do parâmetro em questão nas imagens obtidas por meio das simulações.

Ao contrário da resistência do estator, a resistência rotórica é um parâmetro de difícil acesso. Sendo assim, seu valor é geralmente estimado, o que significa uma menor precisão que no caso da determinação da resistência estatórica, por exemplo.

5.2 a) Primeiro modelo do motor

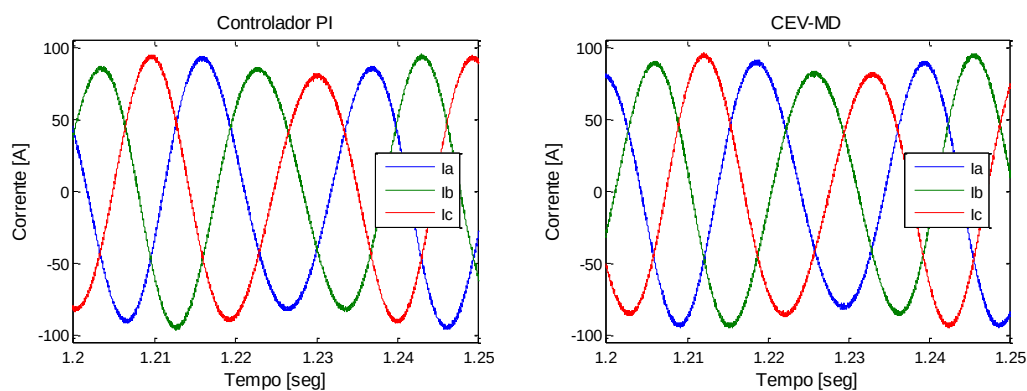
São exibidas na Figura 54 as correntes trifásicas da máquina de indução para os casos dos dois controladores, PI e CEV/MD, levando em conta a já citada variação de 50% de R_r . Analisando esta imagem fica claro a presença de uma certa distorção nas correntes para ambos os controladores, sendo este efeito causado justamente pela variação da resistência rotórica. Na Figura 55 constata-se que as correntes não são mais simétricas, como era o caso com o sistema ideal.

Figura 54 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 55 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.

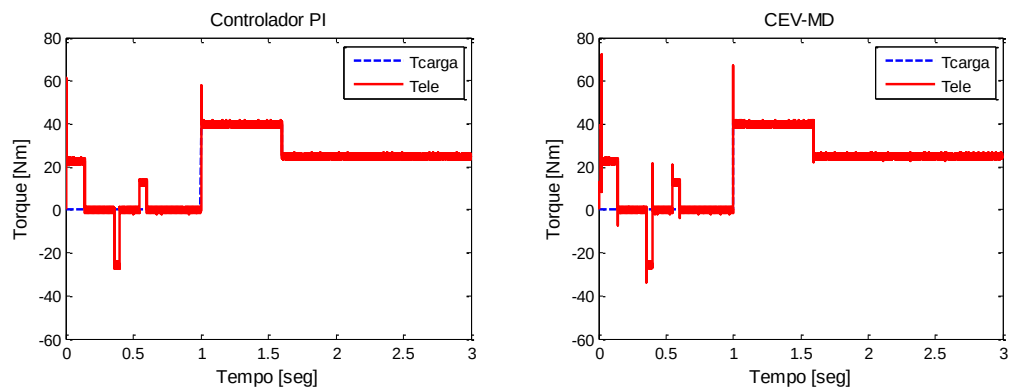


Fonte: Próprio autor.

Analisando a Figura 56, na qual encontram-se os torques de carga e elétricos, observa-se um desempenho muito similar ao constatado na Figura 44, sem uma influência significativa

da resistência rotórica, continuando-se com um desempenho muito bom para ambos os controladores.

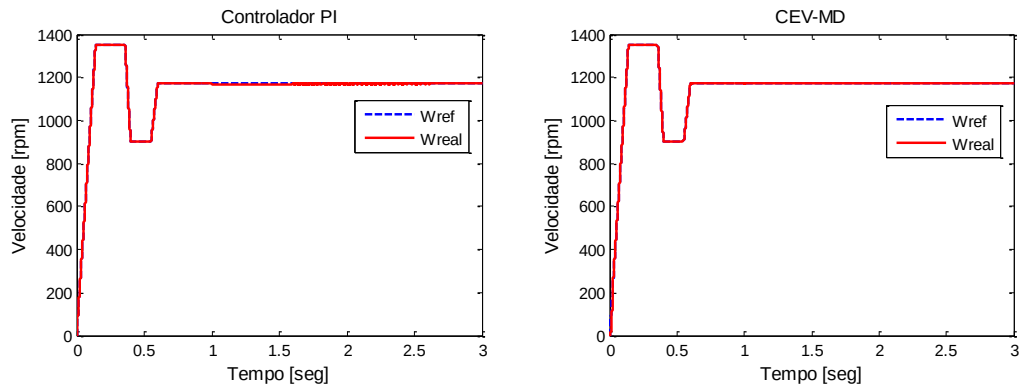
Figura 56 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

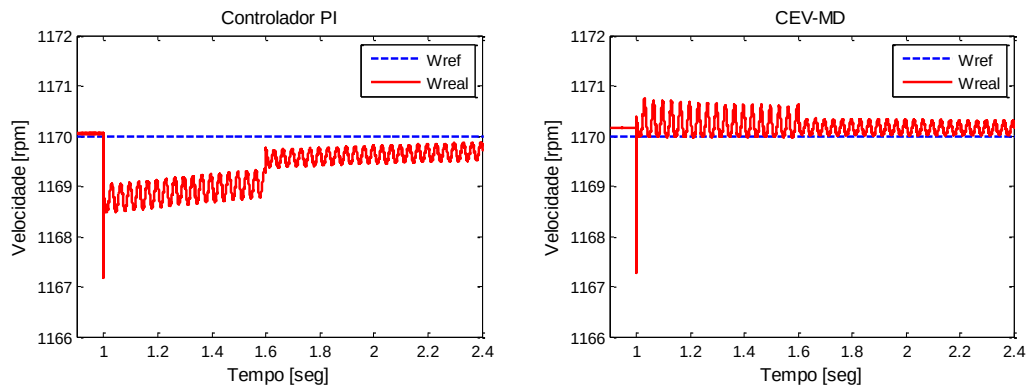
Encontram-se na Figura 57 as velocidades de referência e reais para cada controlador. Assim como no caso em que o motor não apresenta variação paramétrica, os dois controladores continuam demonstrando um excelente desempenho. Na Figura 58, entretanto, é possível visualizar minuciosamente alguns detalhes que não podem ser vistos na imagem anterior, de maneira a se constatar que a variação da resistência rotórica também causa uma certa variação oscilante na velocidade do motor a partir do momento em que há presença de carga. Constata-se também que novamente a variação da velocidade com a entrada de carga no caso do controlador robusto praticamente não existe, enquanto que com o controlador clássico ela continua em torno da pequena porcentagem de 0,1%, com pequenas variações devido à oscilação presente.

Figura 57 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

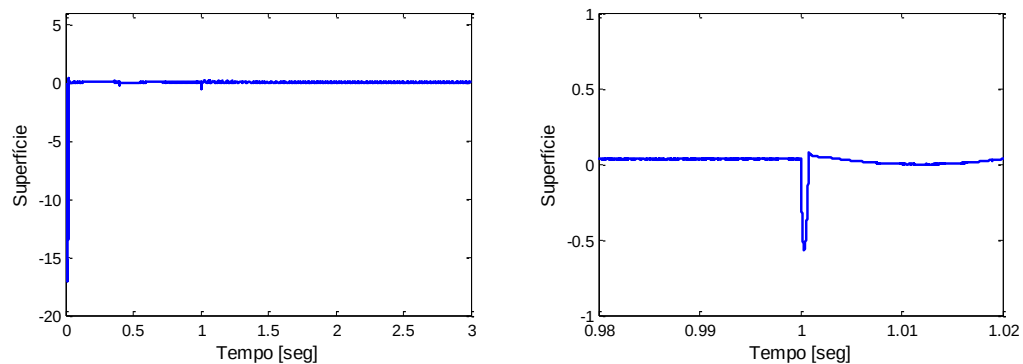
Figura 58 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 59 consta a trajetória de estados na superfície deslizante presente no projeto com o controlador robusto. Observa-se que não há nenhuma mudança significativa causada pela variação paramétrica, provando que o controlador robusto assimilou bem as variações e manteve o alto desempenho do controle vetorial.

Figura 59 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e *zoom* da mesma (no momento de entrada de carga) no controle da máquina de indução com variação da resistência rotórica (50%) – 1º modelo.

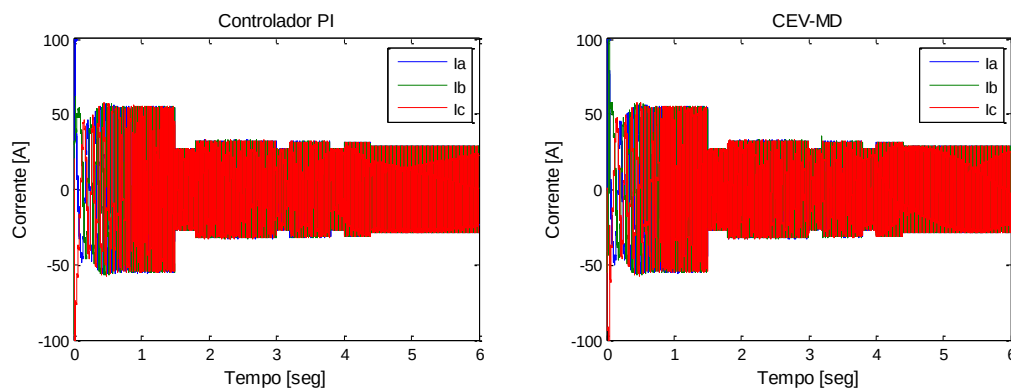


Fonte: Próprio autor.

5.2 b) Segundo modelo do motor

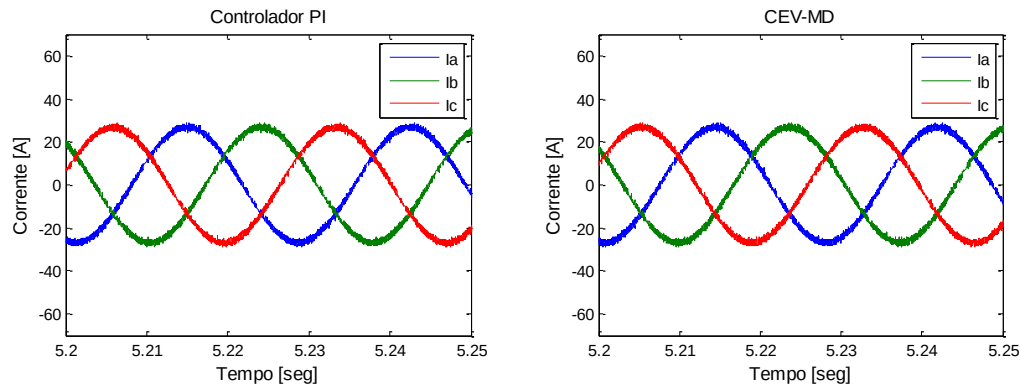
Ao contrário do que se constatou para o primeiro modelo de máquina, analisando-se as Figuras 60 e 61, que mostram as correntes trifásicas como um todo e um *zoom* das mesmas, respectivamente, não observa-se uma nítida influência da variação da resistência rotórica nas correntes. Pode-se dizer o mesmo sobre a Figura 62, na qual se encontram os torques elétrico e de carga, não observando-se significativa diferença para o sistema em que se operava com condições ideais. Na Figura 61 constata-se que as correntes da máquina continuam simétricas mesmo com a variação da resistência rotórica, o que não ocorria com o modelo do primeiro motor.

Figura 60 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



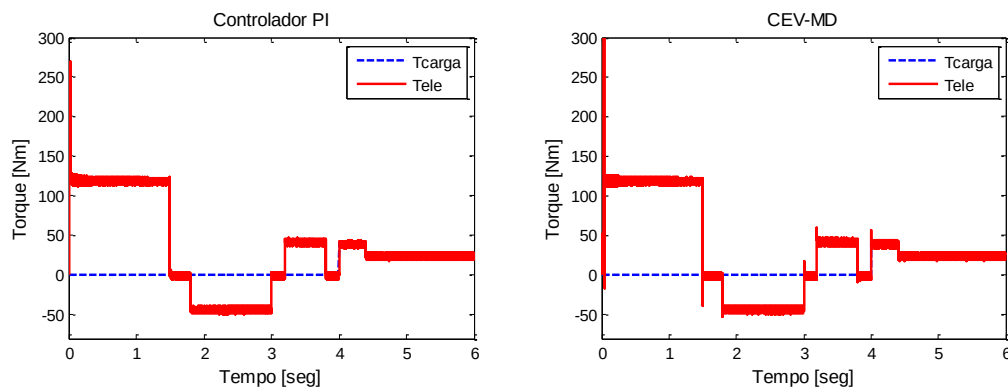
Fonte: Próprio autor.

Figura 61 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

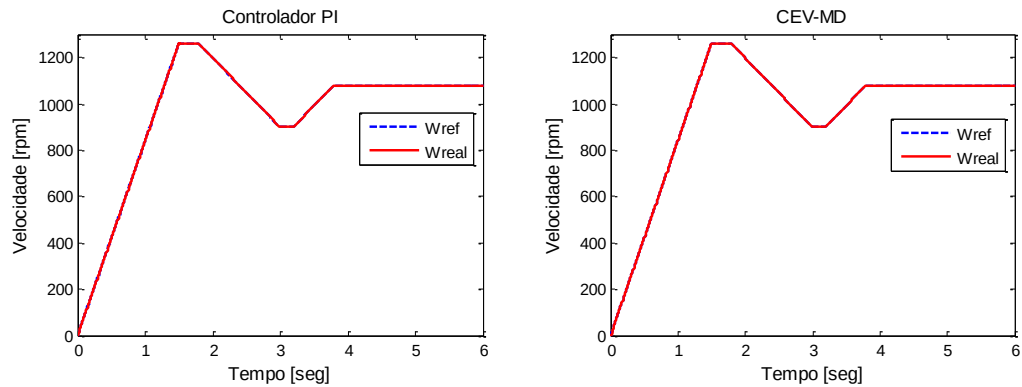
Figura 62 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

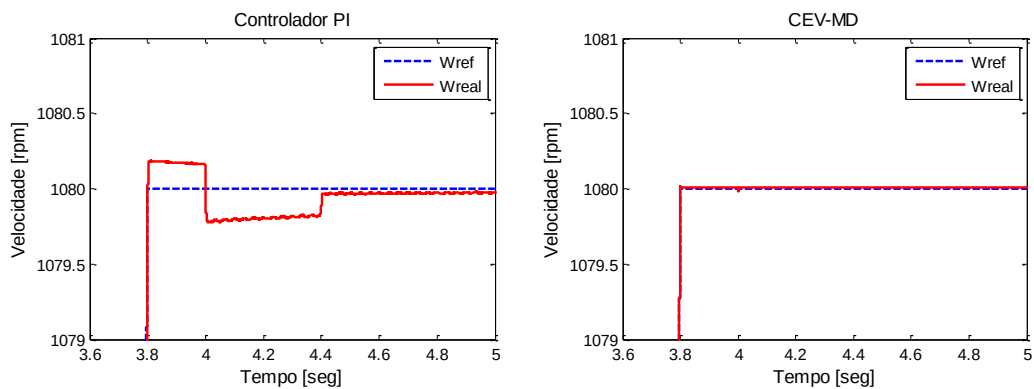
Pode ser visto na Figura 63 que o controle de velocidade continua excelente para ambos os controladores. No *zoom* apresentado na Figura 64 constata-se um desempenho muito semelhante ao para este modelo do motor em condições ideais de operação. No entanto, nota-se pequenas oscilações causadas pela variação da resistência rotórica no sistema com o controlador PI. Essas oscilações, entretanto, são muito pequenas, sendo quase imperceptíveis se não fosse pelo *zoom* bastante aproximado. Para o caso do primeiro modelo do motor as oscilações constatadas foram de magnitudes mais elevadas.

Figura 63 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

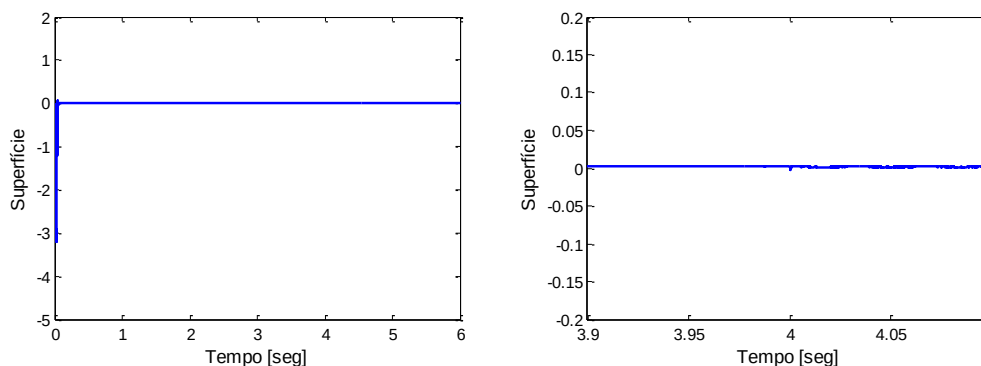
Figura 64 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação da resistência rotórica (50%) e sem falhas de quedas de tensão – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

A superfície deslizante, mesmo com a presença da variação paramétrica, não sofre significativa influência, como pode ser observado na Figura 65.

Figura 65 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e zoom da mesma (no momento de entrada de carga) no controle da máquina de indução com variação da resistência rotórica (50%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

5.3 Comparações entre a utilização de um controlador clássico (PI) e um controlador robusto (CEV-MD): Sistema operando com queda de tensão nos terminais do motor.

As simulações apresentadas até então mostraram um cenário em que não havia adversidade alguma na operação da máquina de indução e outro em que existia a variação de um dos parâmetros da máquina, a resistência rotórica. As simulações a seguir, por sua vez, mostram um cenário em que, por algum motivo, ocorre uma falha de queda de tensão nos terminais da máquina.

5.3 a) Primeiro modelo do motor

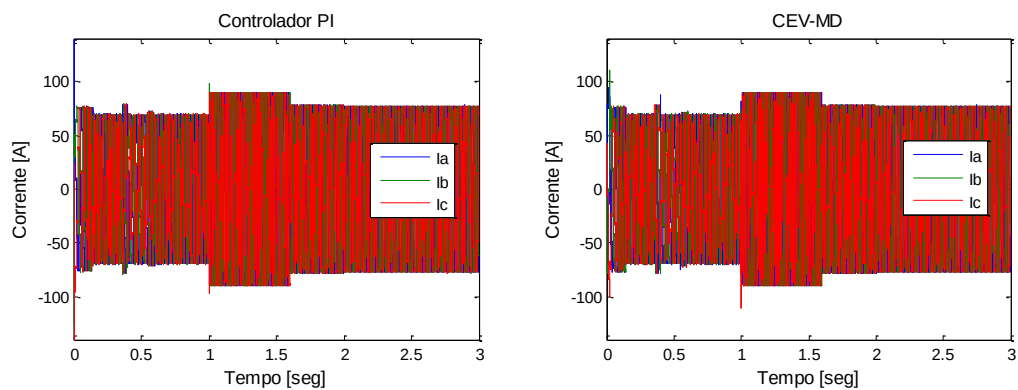
As mesmas análises realizadas anteriormente, então, serão feitas para o caso em que esta falha acontece durante a simulação (mais precisamente no instante de 2,0 segundos).

Assim como no caso em que implementou-se a variação da resistência estatórica, o operador do programa pode selecionar via teclado o valor desejado para a queda de tensão nos terminais da máquina (em porcentagem). A princípio foram simulados resultados com uma queda de um terço da tensão, ou seja, uma queda de 33,3%.

Observando-se as Figuras de 66 a 71, que compreendem toda a análise feita em cima do sistema operando nas condições citadas, não constata-se nenhuma alteração significativa em relação ao caso em que o sistema operou em condições ideais (ou seja, sem queda de

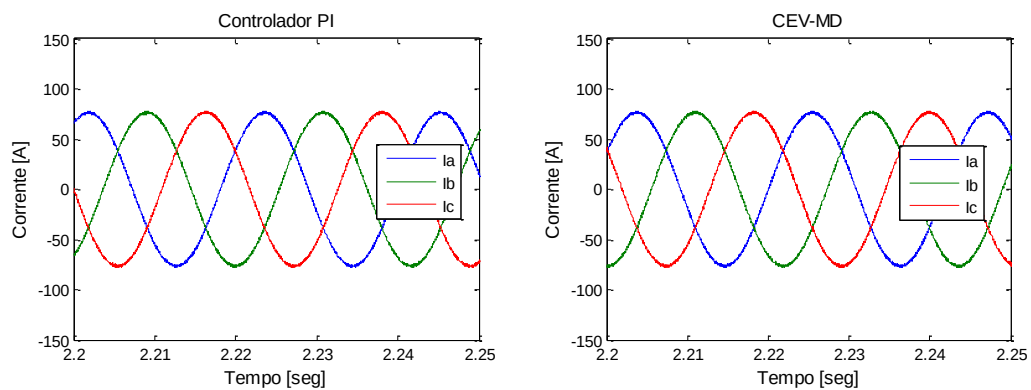
tensão nos terminais da máquina). Tem-se, então, que ambos os controladores, tanto o clássico como o robusto, superam e neutralizam a queda de tensão de um terço que ocorre a partir do instante de 2,0 segundos, sendo a presença da falha quase imperceptível analisando-se somente as Figuras de 66 a 71.

Figura 66 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 1º modelo.



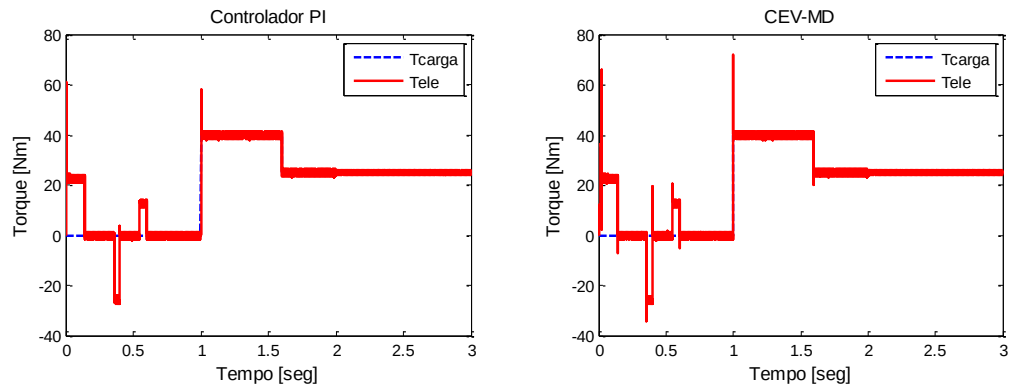
Fonte: Próprio autor.

Figura 67 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 1º modelo.



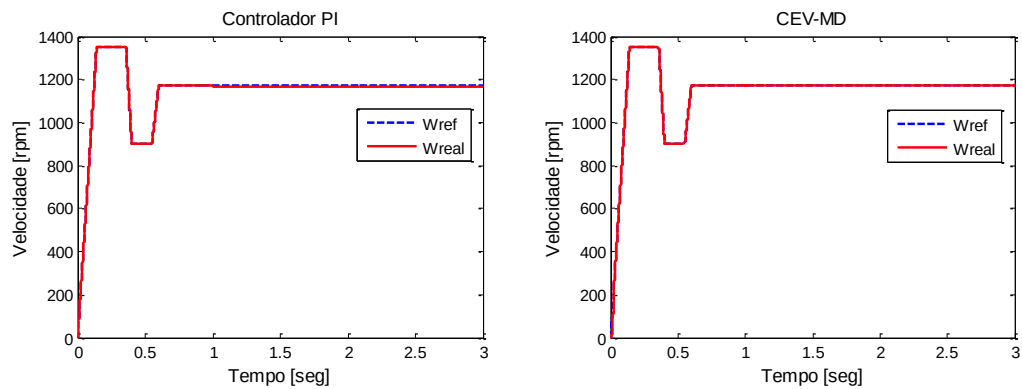
Fonte: Próprio autor.

Figura 68 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

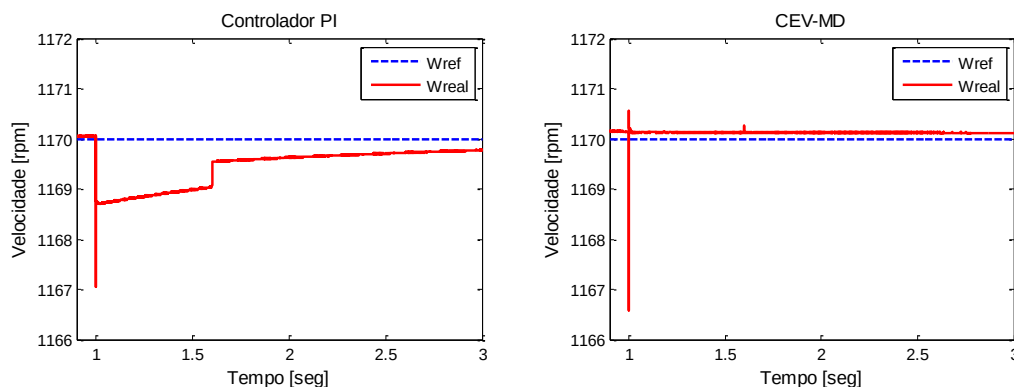
Figura 69 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Até mesmo na Figura 70, na qual é apresentado um zoom das velocidades no instante em que ocorre a queda de tensão (2,0 segundos), não é possível observar efeito algum. O sistema com o controlador PI apresenta um erro muito pequeno, que diminui com o tempo, enquanto o erro para o caso do controlador robusto é praticamente nulo.

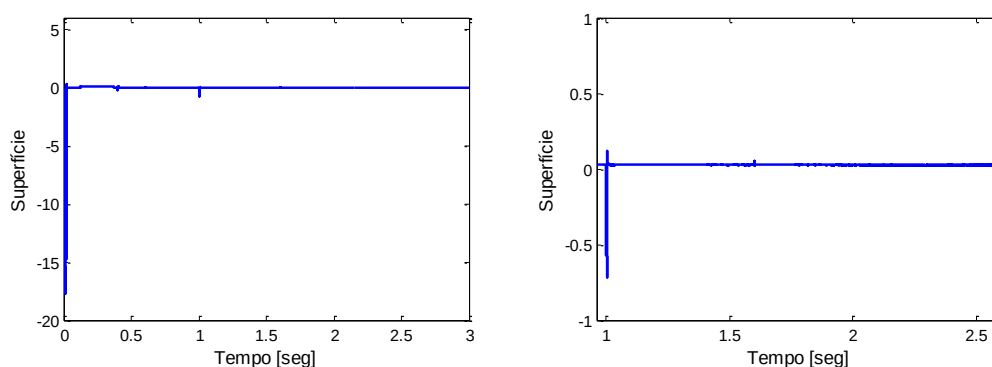
Figura 70 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Por meio da Figura 71 é observado que a trajetória da superfície não é prejudicada pela queda de tensão presente no sistema.

Figura 71 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e zoom da mesma (no momento de entrada de carga e da falha de queda de tensão) no controle da máquina de indução com falha de queda de tensão (33,3%) – 1º modelo.



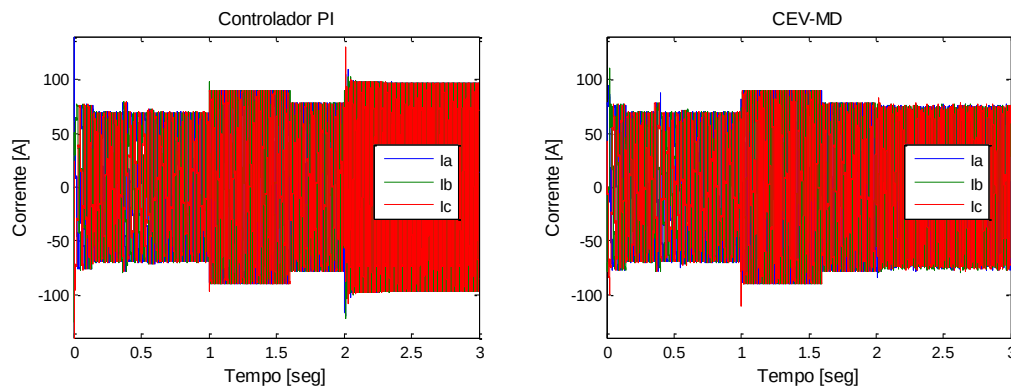
Fonte: Próprio autor.

A fim de se analisar a robustez de ambos os controladores, no entanto, foram simulados diferentes valores para a queda de tensão. Foi constatado que, a partir de um certo valor de queda de tensão os controladores passam a ser mais afetados por esta falha, não apresentando um desempenho tão eficiente como para níveis inferiores da falha. A seguir são exibidos os resultados das simulações em que foi implementada uma queda de tensão de 60%.

Ao contrário do caso em que foi simulada uma queda de tensão de 33,3%, para o caso de uma falha de 60% os efeitos foram bastante nítidos. Na Figura 72, por exemplo, podemos observar que as correntes ficam levemente distorcidas depois que ocorre a falha. Tal efeito é

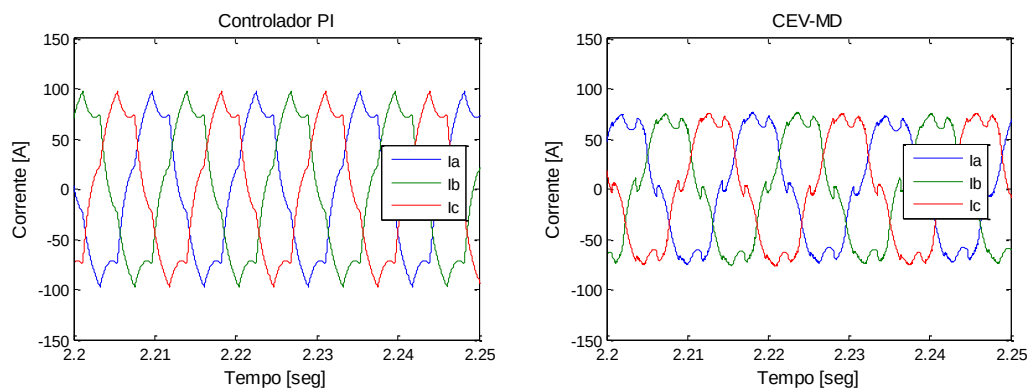
melhor visualizado na Figura 73, que apresenta um *zoom* destas mesmas correntes trifásicas. Além disso, é notável o acréscimo no valor das correntes para o controlador PI enquanto o sistema apresenta a falha, o que curiosamente não é constatado para o controlador robusto. Isto se deve à saturação das chaves IGBTs.

Figura 72 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

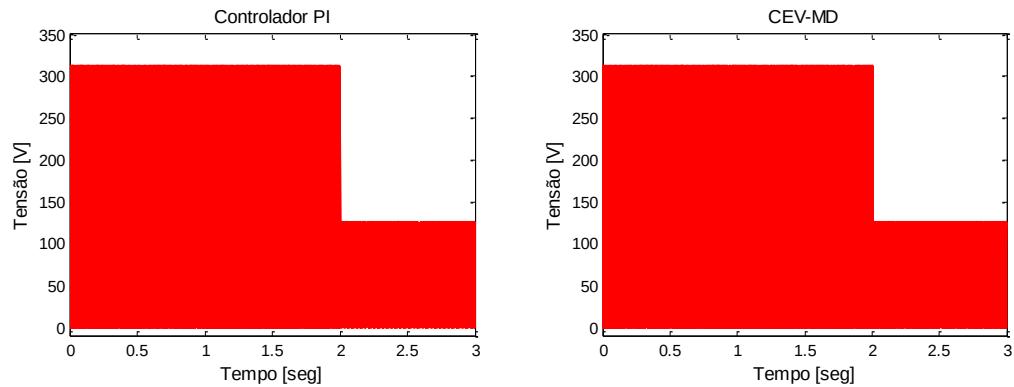
Figura 73 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: próprio autor.

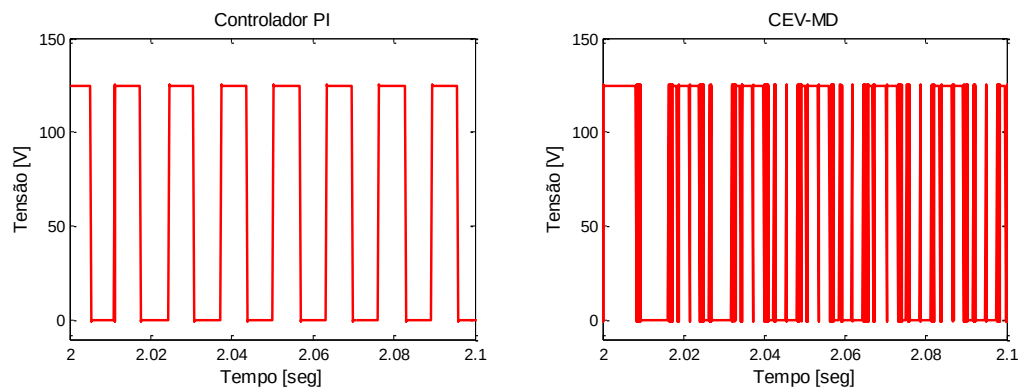
Apresenta-se na Figura 74 os sinais de tensão PWM de uma das fases que alimentam a máquina, deixando claro o instante em que há o degrau de queda de tensão resultante da falha imposta. No entanto, não é possível distinguir nenhuma diferença entre o PI e o CEV-MD, visto que o chaveamento é rápido demais. Na Figura 75, entretanto, encontra-se um *zoom* do sinal PWM na presença da falha, ficando nítida a diferença entre os sinais com o controlador PI e o CEV-MD.

Figura 74 – Tensão de uma das fases que alimenta o MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



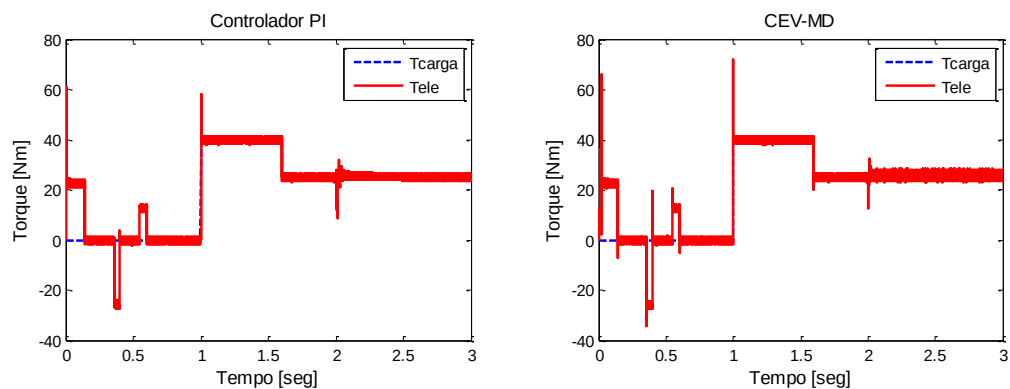
Fonte: Próprio autor.

Figura 75 – Zoom da tensão de uma das fases que alimenta o MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

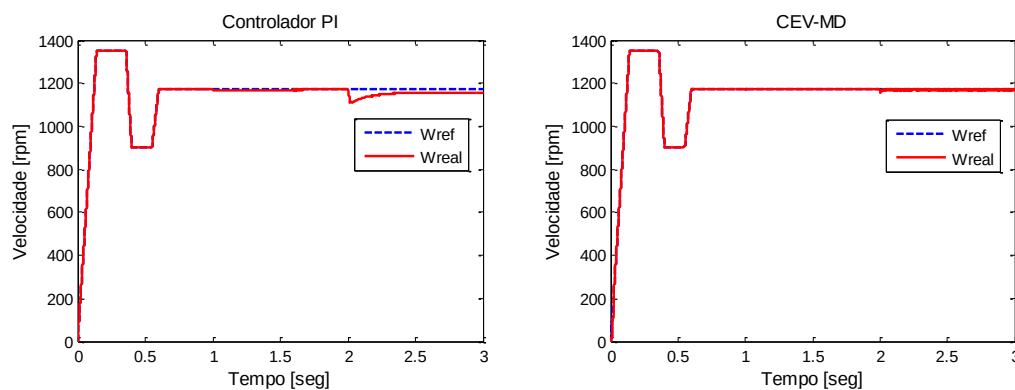
Figura 76 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

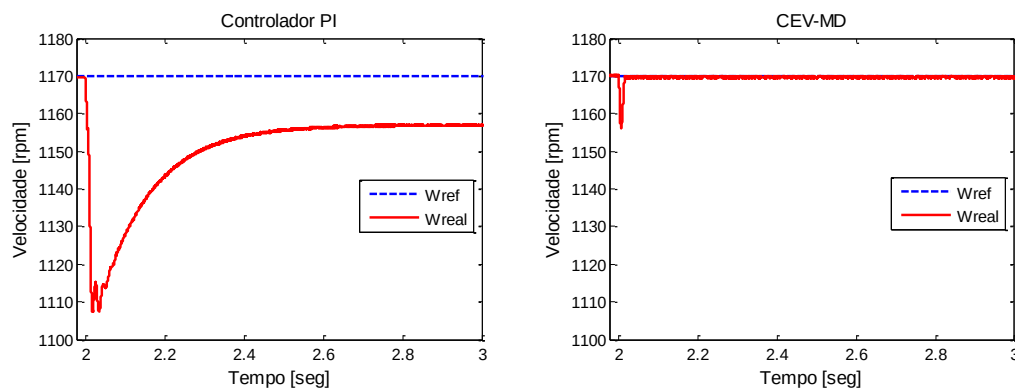
Constata-se na Figura 76 que, no instante de 2,0 segundos, quando há a falha, ocorre uma rápida distorção no torque elétrico para os dois controladores. A partir da Figura 77, observa-se que o controlador PI foi mais afetado pela queda de tensão do que o CEV-MD. Isto fica ainda evidente na Figura 788, na qual constata-se uma queda de aproximadamente 60 rpms na velocidade do motor com o controlador PI (o que representa uma queda de 5,13%), ressaltando-se que esta queda aos poucos é diminuída. Para o caso do controlador robusto, no entanto, a diminuição da velocidade com a falha é muito menor (cerca de 13 rpms, 1,11%) e a lei de controle rapidamente leva a velocidade de volta à referência, deixando o sistema novamente com um erro praticamente nulo.

Figura 77 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

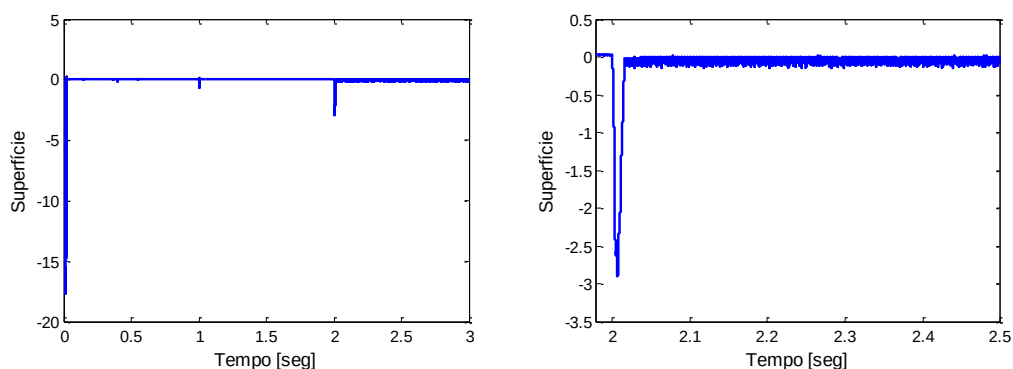
Figura 78 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 799, onde se encontra a trajetória da superfície, pode ser observado que no instante da falha a trajetória de estados sai da superfície deslizante e rapidamente retorna à mesma, assim como ocorre com o instante em que há entrada de carga, porém, com um desvio maior. Enquanto há presença da falha no sistema existe uma oscilação muito pequena na superfície deslizante, mas o controlador robusto é capaz de manter o sistema em deslizamento.

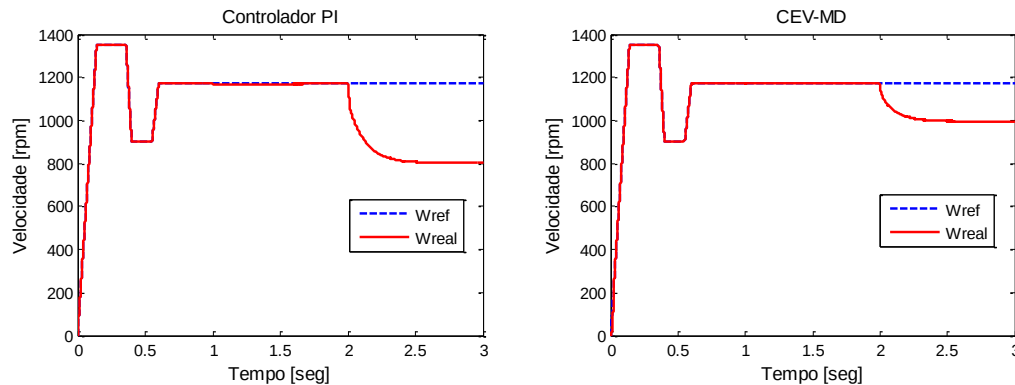
Figura 79 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e *zoom* da mesma (no momento da falha de queda de tensão) no controle da máquina de indução com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Para valores de queda de tensão superiores a 60% os desempenhos de ambos os controladores tendem a piorar, com estes não correspondendo mais com um desempenho de alta qualidade. Na Figura 80, por exemplo, pode ser observado que os dois controladores “se perdem”, não conseguindo sustentar a velocidade do motor no referencial desejado quando há uma queda de tensão de 65% nos terminais da máquina. O controlador robusto, no entanto, ainda consegue manter uma velocidade um pouco mais próxima da desejada quando comparado ao controlador clássico.

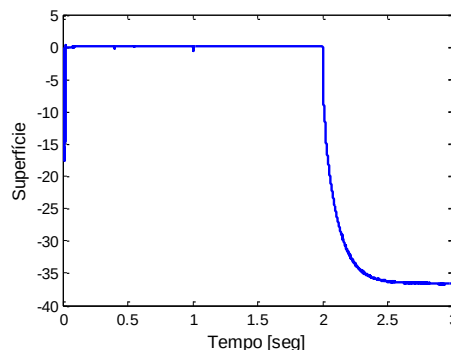
Figura 80 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (65%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Analisando a Figura 81 nota-se que o controlador robusto se perde, não sendo capaz de levar o sistema de volta à condição de deslizamento.

Figura 81 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD no controle da máquina de indução com falha de queda de tensão (65%) – 1º modelo.



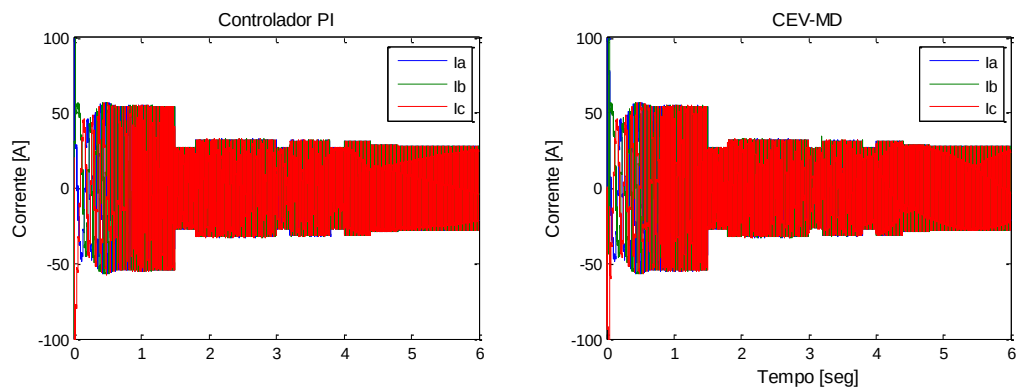
Fonte: Próprio autor.

5.3 b) Segundo modelo do motor

Assim como ocorreu para o primeiro modelo de máquina de indução, quando o segundo modelo opera mediante a uma falha de queda de tensão de um terço (33,3%) a partir de 4,8 segundos nenhum efeito significativo é constatado. Isso fica mais claro observando-se as correntes da máquina na Figura 82 e na Figura 83, os torques na Figura 84 e as velocidades na Figura 85 e Figura 86. Os resultados são muito semelhantes aos obtidos com o motor trabalhando em condições ideais. Mesmo observando-se a superfície de deslizamento com um *zoom* bastante aproximado na Figura 87 não é possível notar nenhuma influência da

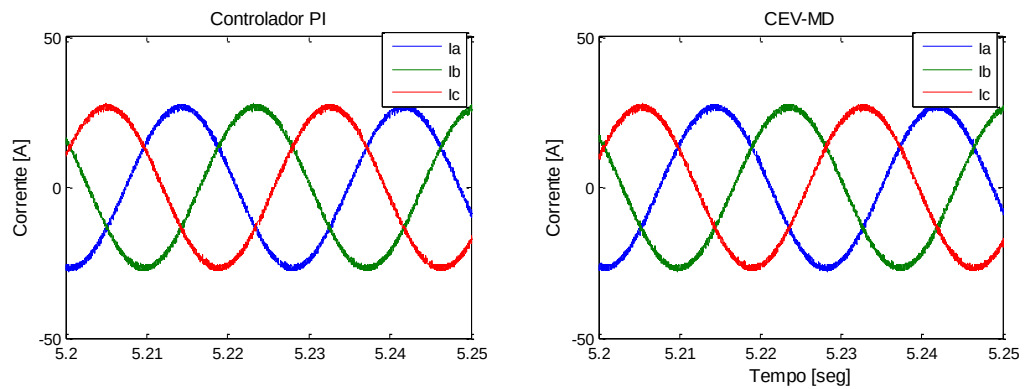
ocorrência da falha. Ambos os controladores novamente assimilam sem grandes dificuldades a falta imposta.

Figura 82 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 2º modelo.



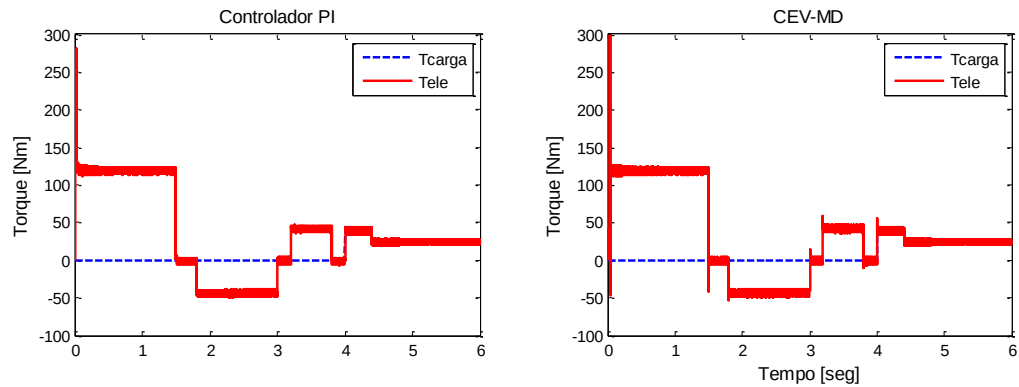
Fonte: Próprio autor.

Figura 83 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



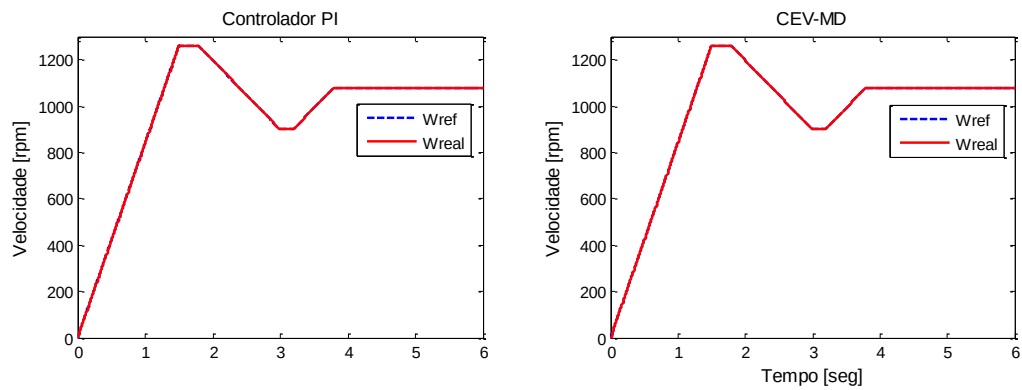
Fonte: Próprio autor.

Figura 84 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 2º modelo.



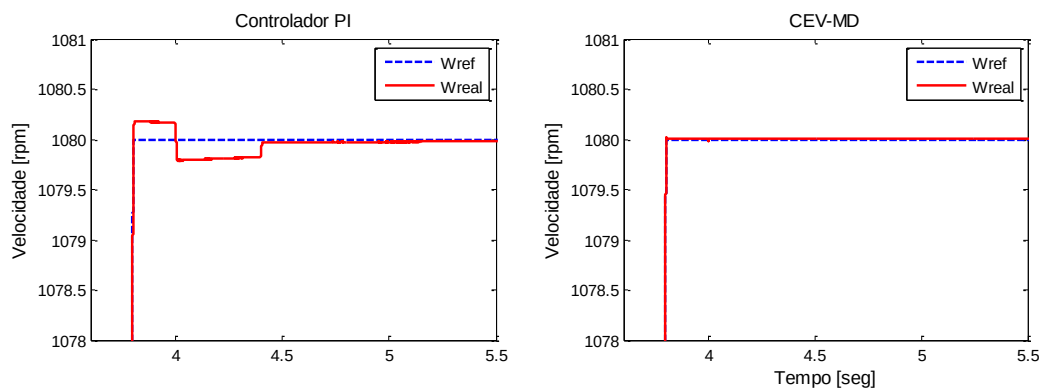
Fonte: Próprio autor.

Figura 85 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 2º modelo.



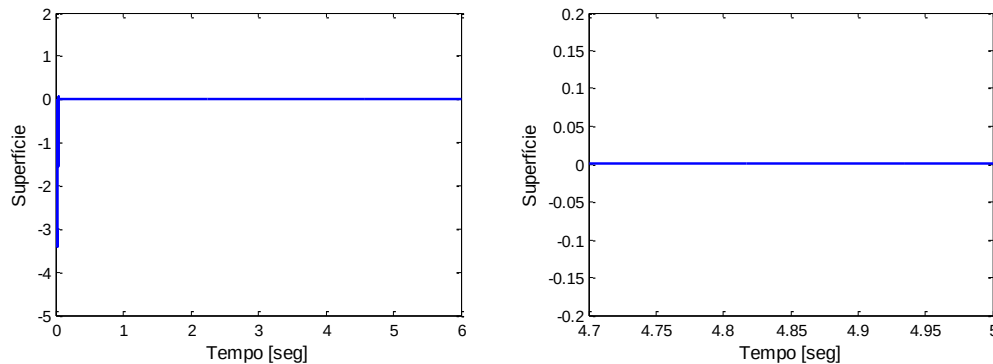
Fonte: Próprio autor.

Figura 86 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (33,3%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

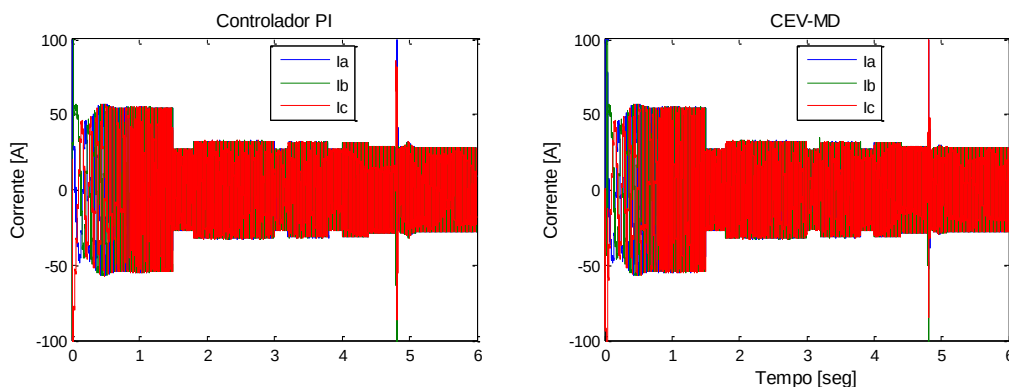
Figura 87 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e zoom da mesma (no momento da falha de queda de tensão) no controle da máquina de indução com falha de queda de tensão (33,3%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

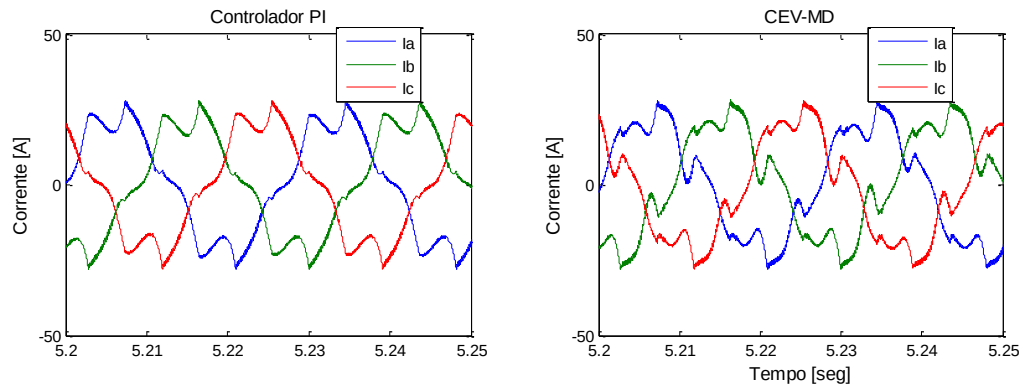
Da mesma maneira como fora realizado com o outro modelo de máquina, impôs-se, então, uma falha com queda de tensão mais acentuada, agora com 60%. As correntes trifásicas, mostradas na Figura 88, apresentam um rápido pico no instante em que se dá início à falha, mas logo se estabilizam novamente (para ambos os controladores). Por meio da Figura 89 nota-se que, assim como ocorreu com o primeiro modelo de máquina, a falha foi suficientemente grande para causar uma nítida distorção nas correntes, tanto para o controlador clássico quanto para o robusto.

Figura 88 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

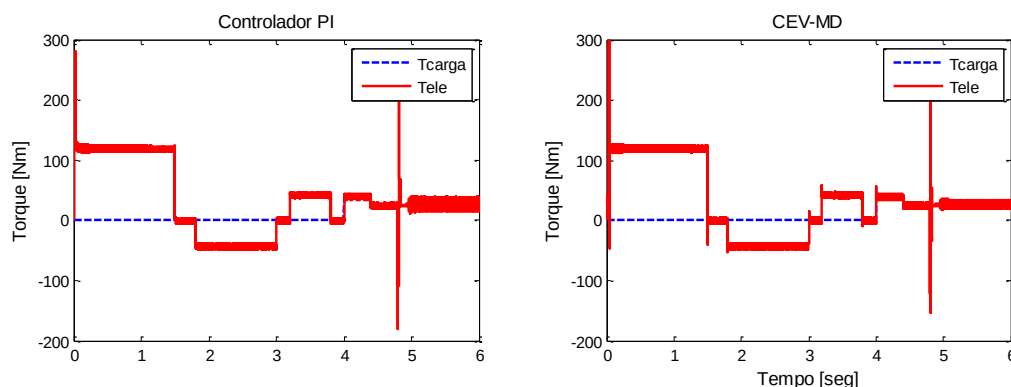
Figura 89 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

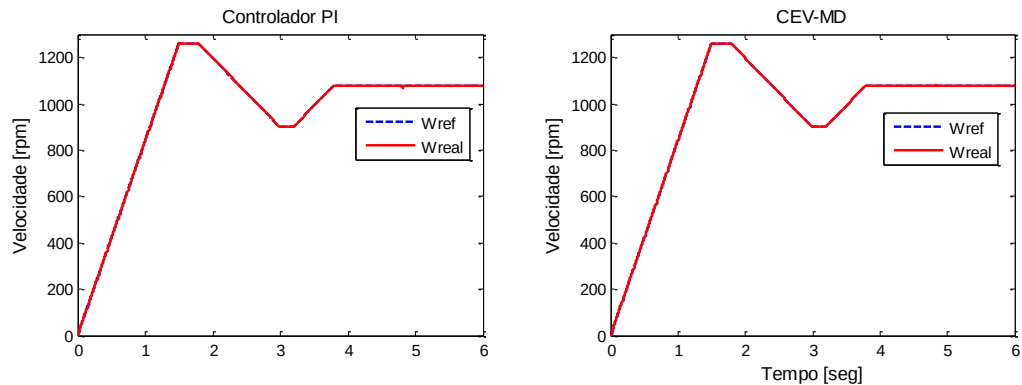
Assim como aconteceu com as correntes é verificado também um grande e rápido pico no torque elétrico no momento da falha para ambos os controladores, constatando-se uma pequena distorção quando o torque elétrico se estabiliza, sendo esta distorção um pouco maior para o caso do controlador Proporcional Integral. Analisando-se a Figura 91, no entanto, na qual constam as velocidades de referência e real da máquina, observa-se que um desempenho muito bom é mantido por ambos os controladores, representando um desempenho superior ao dos controladores atuando nas mesmas condições com o primeiro modelo do motor (Figura 77).

Figura 90 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

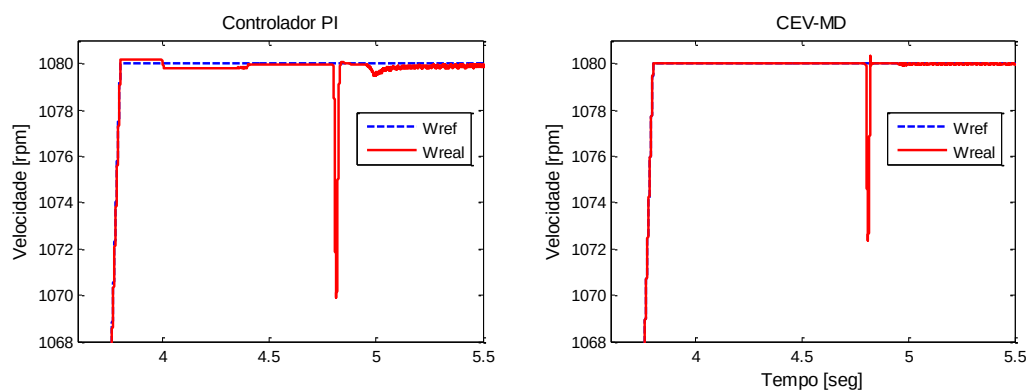
Figura 91 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Fica nítido analisando-se a Figura 92 que, apesar de observar-se um desempenho superior ao apresentado para o primeiro modelo, o sistema com o segundo modelo também teve seu controle de velocidade influenciado pela falha de queda de tensão. O controlador PI apresenta uma maior queda de velocidade que o CEV-MD, apesar de ambos os controladores se recuperarem rapidamente. Outro detalhe é que o controlador robusto leva quase de imediato a velocidade de volta à referência, enquanto o controlador clássico demonstra uma maior dificuldade em levar a velocidade da máquina a este valor exato.

Figura 92 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.

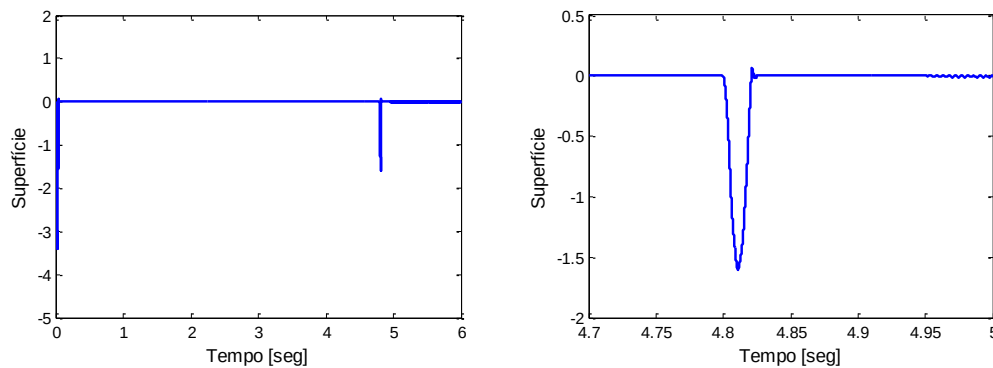


Fonte: Próprio autor.

Analisando-se a Figura 93, com a superfície deslizante do CEV-MD, é simples de se observar a diferença para quando sistema sofria com uma falha de apenas 33,3% de queda de tensão (Figura 87). Nas atuais condições a queda de tensão no instante de 4,8 segundos faz

com que o sistema saia por um curto espaço de tempo do modo deslizante, voltando logo em seguida, o que não ocorria com a falha mais amena apresentada anteriormente.

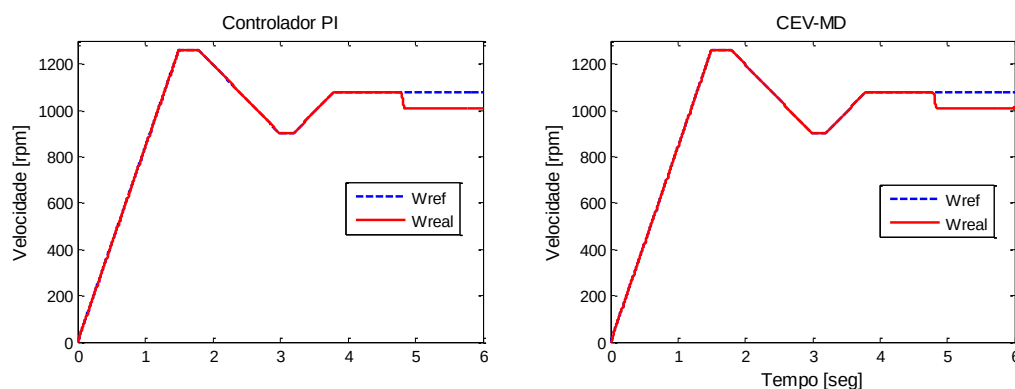
Figura 93 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e zoom da mesma (no momento da falha de queda de tensão) no controle da máquina de indução com falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Com uma falha de proporções ainda maiores, no entanto, como uma queda de tensão exageradamente grande (85%), os controladores não conseguem manter a velocidade da máquina igual à de comando, como pode ser observado na Figura 94. Os controladores, entretanto, apresentam um desempenho muito similar.

Figura 94 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (85%) – 2º modelo.

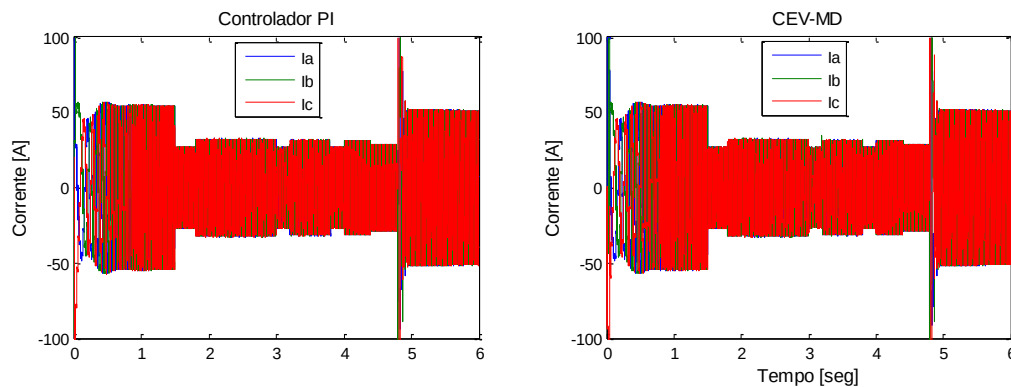


Fonte: Próprio autor.

Analisando a Figura 95 pode-se constatar a saturação dos IGBTs, com as correntes tomando valores elevados para ambos os controladores durante a presença da falha. A

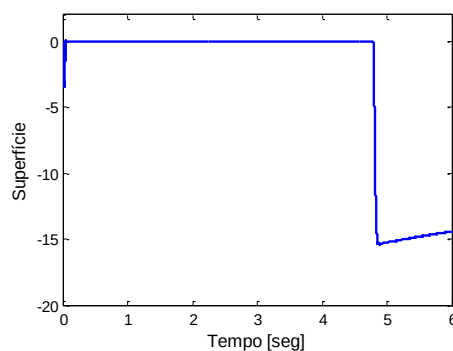
trajetória de estados, no instante em que ocorre a falha, deixa a superfície de deslizamento e não consegue retornar à mesma (vide Figura 96), assim como ocorrera com o primeiro modelo do motor quando a falha de tensão também fora demasiadamente grande. Para o caso do segundo modelo, no entanto, necessitou-se de uma falha de maior proporção para gerar tal efeito.

Figura 95 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (85%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 96 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD no controle da máquina de indução com falha de queda de tensão (85%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

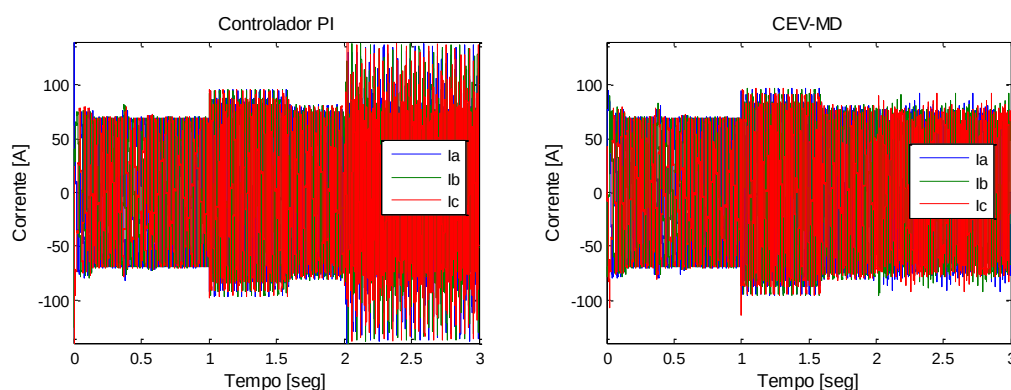
5.4 Comparações entre a utilização de um controlador clássico (PI) e um controlador robusto (CEV-MD): Sistema operando com queda de tensão nos terminais do motor e variações paramétricas.

As simulações apresentadas neste tópico levam em conta as duas adversidades apresentadas neste trabalho, a variação paramétrica da resistência rotórica e a falha de queda de tensão nos terminais do motor, unindo-as numa única situação. Novamente foram escolhidos os valores de 50% e 60% para a variação paramétrica e para a queda de tensão, respectivamente.

5.4 a) Primeiro modelo do motor

Como já era esperado, visto os resultados das simulações anteriores, as correntes trifásicas apresentadas na Figura 97 mostram-se distorcidas devido à variação da resistência rotórica. A partir de 2,0 segundos, no entanto, quando ocorre a queda de tensão, as correntes passam a apresentar uma distorção ainda maior e, para o caso do controlador PI, mais uma vez constata-se valores muito mais elevados de corrente, o que pode acarretar danos à máquina e/ou aos equipamentos ligados à mesma. Mostra-se na Figura 98 um *zoom* das correntes, deixando mais claro o quanto as mesmas encontram-se distorcidas devido às condições adversas de operação.

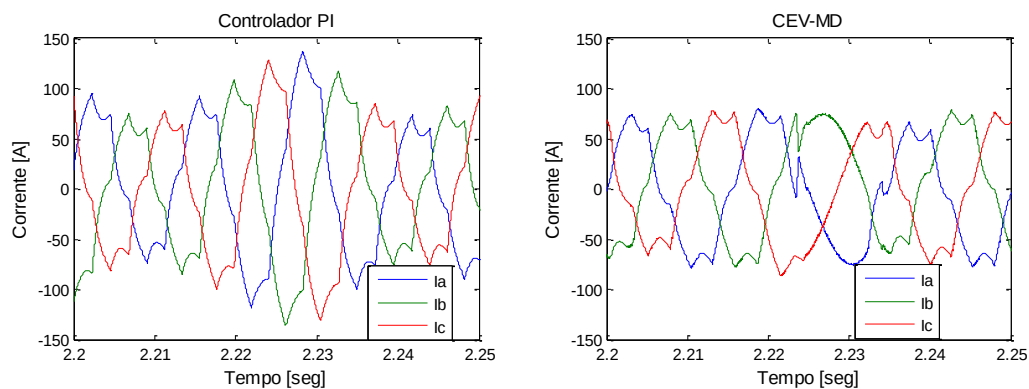
Figura 97 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Apresenta-se na Figura 74 os sinais de tensão PWM de uma das fases que alimentam a máquina, deixando claro o instante em que há o degrau de queda de tensão resultante da falha imposta. No entanto, não é possível distinguir nenhuma diferença entre o PI e o CEV-MD, visto que o chaveamento é rápido demais. Na Figura 75, entretanto, encontra-se um *zoom* do sinal PWM na presença da falha, ficando nítida a diferença entre os sinais com o controlador PI e o CEV-MD.

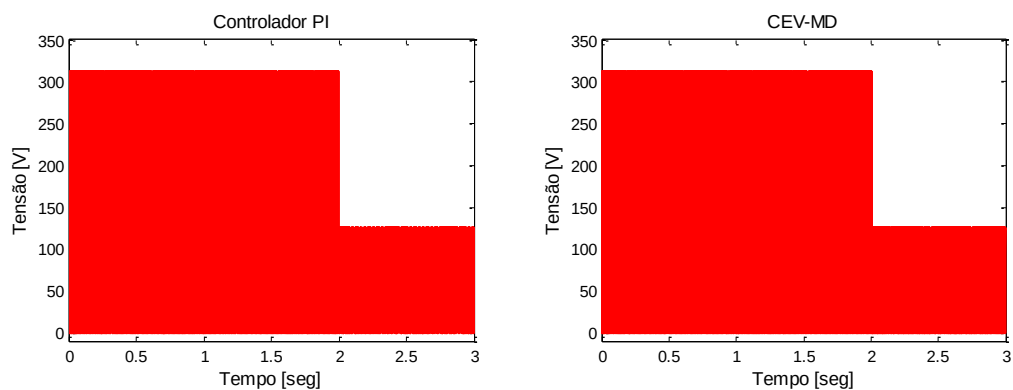
Figura 98 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

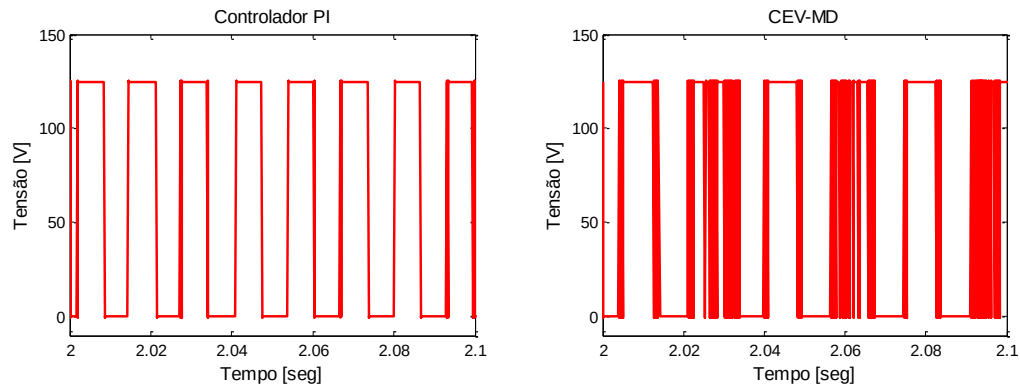
É possível visualizar mais uma vez os sinais de tensão PWM de uma das fases que alimentam a máquina, desta vez na Figura 99 e Figura 100 (esta última, mostrando o *zoom* de um trecho em que há falha), notando-se pela Figura 100 a diferença entre a modulação PWM com o controlador PI e com o CEV-MD.

Figura 99 – Tensão de uma das fases que alimenta o MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

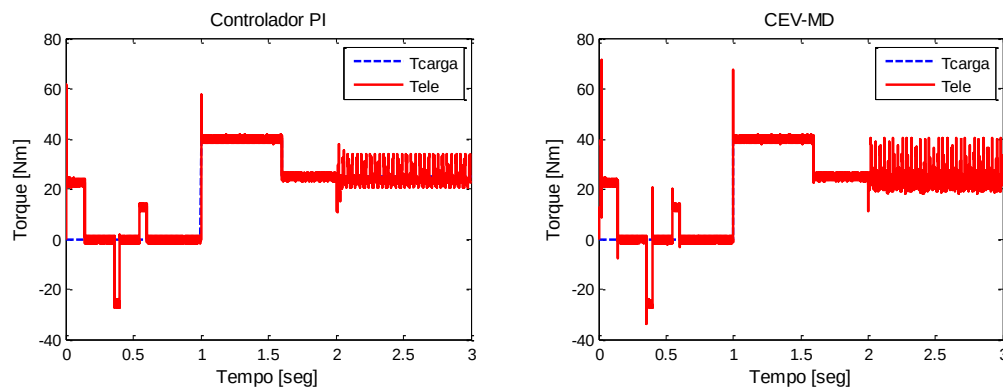
Figura 100 – Zoom da tensão de uma das fases que alimenta o MIT para o sistema operando sem variação paramétrica e com falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 101, com os torques elétricos e de carga, observa-se uma evidente distorção no torque elétrico para ambos os controladores (sendo a distorção um pouco maior para o caso do CEV-MD) enquanto há falha de queda de tensão. Vale ressaltar que esta distorção não encontra-se presente para os casos em que foi considerada somente a variação da resistência rotórica ou somente a queda de tensão nos terminais da máquina.

Figura 101 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.

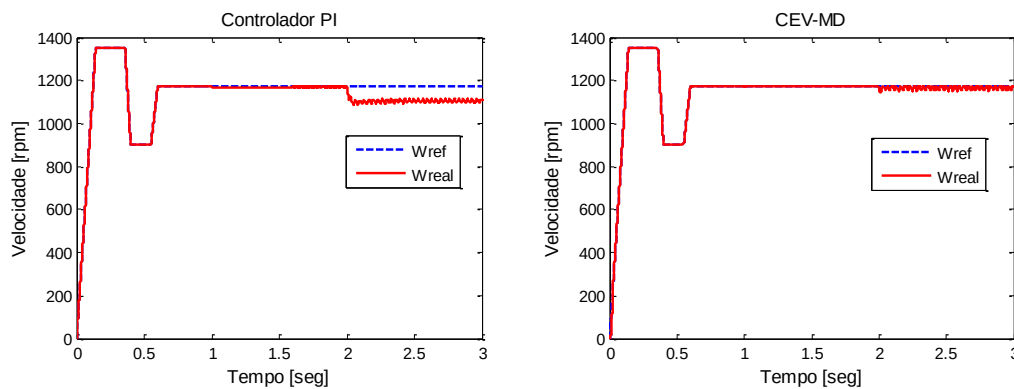


Fonte: Próprio autor.

Na **Figura 102** e Figura 103 é possível observar tanto a pequena oscilação na velocidade causada pela variação da resistência do rotor quanto a queda na velocidade (constatada para o caso do controlador PI) causada pela queda de tensão nos terminais do motor. As oscilações mostram-se de mesma magnitude para o caso dos dois controladores. No entanto, no sistema com o CEV-MD a velocidade do motor continua tentando seguir a

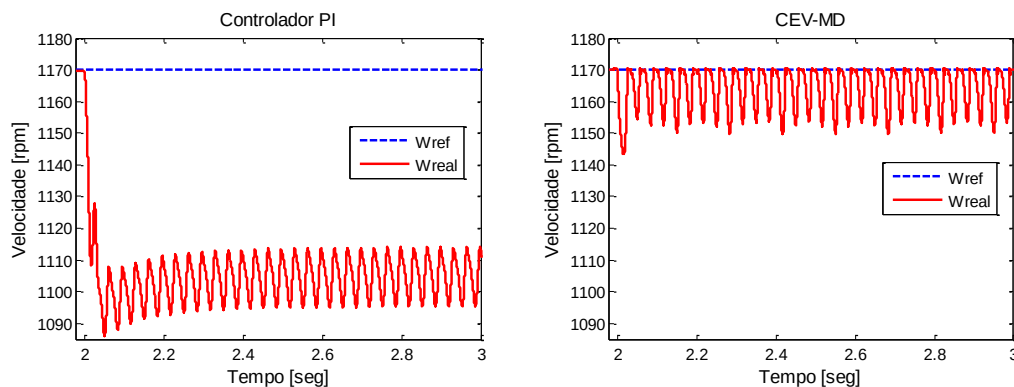
velocidade de referência, mesmo oscilando abaixo dessa, enquanto que no sistema com o controlador PI a velocidade cai cerca de 70 rpms (5,98%) e permanece oscilando por volta desta faixa.

Figura 102 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 103 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) (momento da queda de tensão) – 1º modelo.

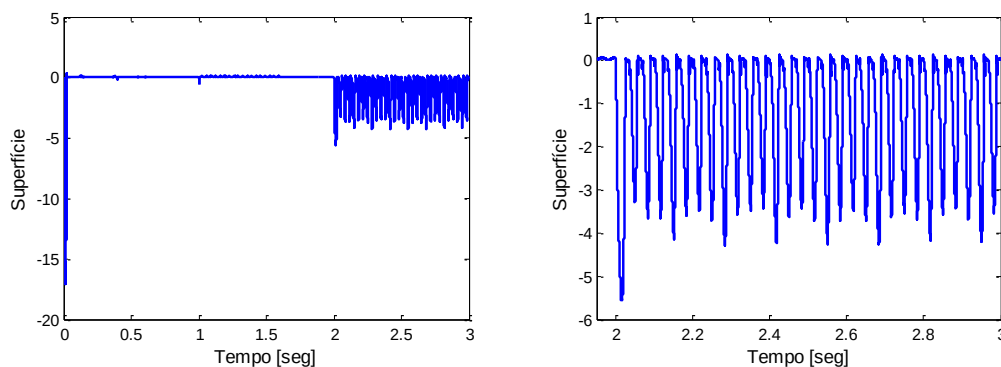


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 104 nota-se que a partir do momento em que há a falha de queda de tensão a trajetória da superfície passa a oscilar muito mais do que vinha oscilando antes, enquanto existia apenas influência da variação de R_r . A variável de controle tenta manter o sistema em modo deslizante, mas não consegue. A trajetória não chega a se perder, mas também não se

mantém numa região próxima à superfície de deslizamento devido à variação da resistência rotórica e dos efeitos da queda de tensão nos terminais da máquina.

Figura 104 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e *zoom* da mesma (no momento da falha de queda de tensão) no controle da máquina de indução com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.

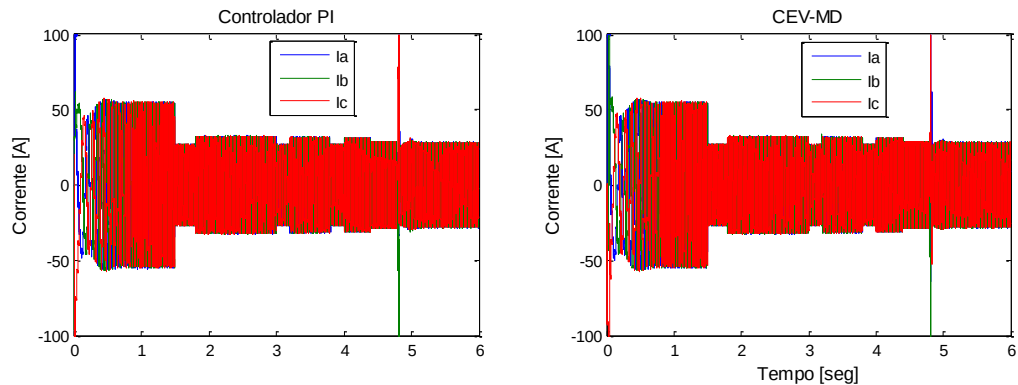


Fonte: Próprio autor.

5.4 b) Segundo modelo do motor

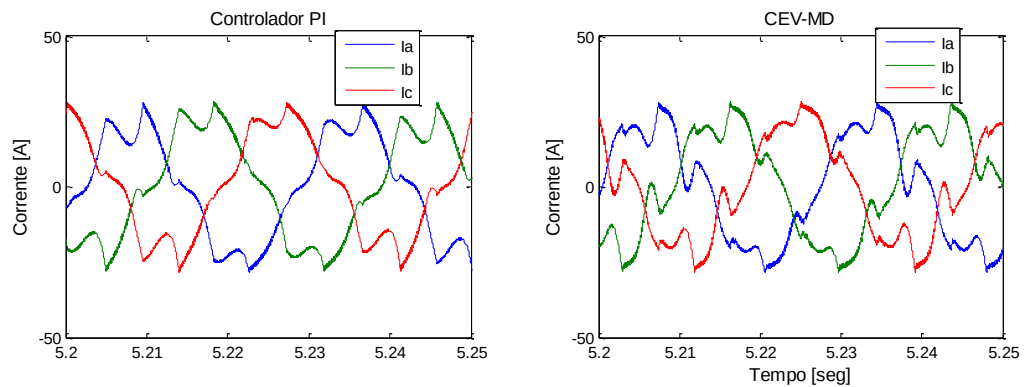
De maneira similar com o que ocorreu com o segundo modelo do motor submetido à falha de queda de tensão, quando este modelo é submetido às duas condições adversas apresentadas (queda de tensão e variação paramétrica) há uma distorção das correntes da máquina, como pode ser visto na Figura 106. Outra semelhança é o pico de corrente que ocorre no início da falha (aos 4,8 segundos) verificado na Figura 105, na qual são apresentadas as correntes trifásicas da máquina.

Figura 105 – Correntes trifásicas do MIT para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 1º modelo.



Fonte: Próprio autor.

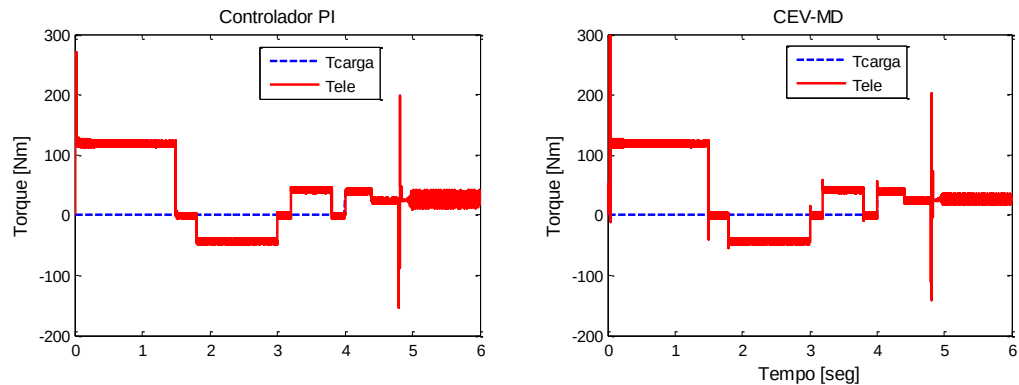
Figura 106 – Zoom das correntes trifásicas do MIT para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

Um parâmetro que também tem um pico registrado com o acontecimento da queda de tensão é o torque elétrico (mostrado na Figura 107), mais uma vez. Como era esperado, analisando-se os resultados anteriores, uma distorção permanece constante no torque elétrico a partir do instante da falha, principalmente no sistema com o controlador clássico, onde a distorção presente mostra-se de maior proporção.

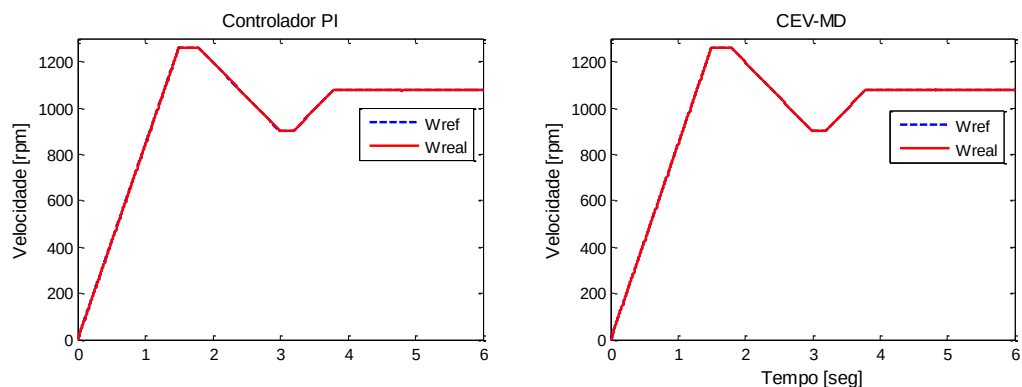
Figura 107 – Torques de carga e elétrico para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

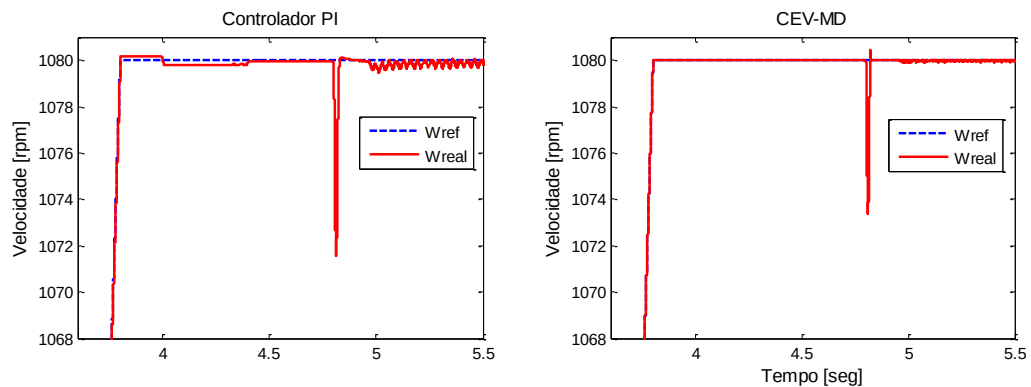
A velocidade do motor, no entanto, não aparenta sofrer grandes consequências com as condições de operação impostas, como apresentado na Figura 108. O *zoom* das curvas de velocidade, na Figura 109, mais uma vez mostra que, apesar dos controladores apresentarem desempenhos semelhantes, o CEV-MD apresenta maior eficiência no controle da velocidade, com uma maior precisão e praticamente não sofrendo oscilações com a variação da resistência rotórica.

Figura 108 – Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

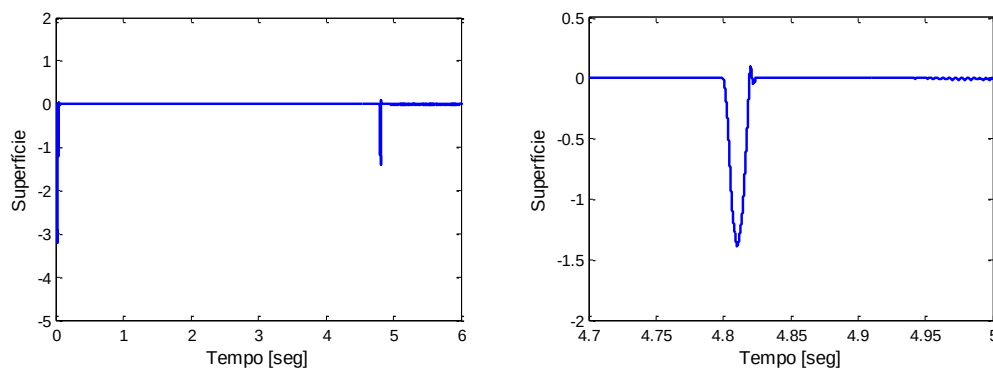
Figura 109 – Zoom das velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) (momento da queda de tensão) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

A trajetória de estados é desviada da superfície deslizante no instante da falha, mas assim como aconteceu no item 5.3.b) para este mesmo nível de falha ela logo volta à região próxima desta superfície, não demonstrando nenhum distúrbio significativo depois disso, com o sistema permanecendo em modo deslizante. Tal comportamento pode ser visualizado na Figura 110.

Figura 110 – Superfície deslizante do controlador CEV-MD e zoom da mesma (no momento da falha de queda de tensão) no controle da máquina de indução com variação paramétrica (50%) e falha de queda de tensão (60%) – 2º modelo.



Fonte: Próprio autor.

5 CONCLUSÕES

A princípio apresentou-se uma modelagem da máquina de indução trifásica, juntamente das transformações de variáveis pertinentes à mesma. Foram analisadas, então, algumas das técnicas de controle de velocidade mais populares empregadas neste tipo de máquina, com ênfase no controle escalar e, principalmente, no controle vetorial. Este último, por sua vez, foi o método de controle selecionado para desenvolvimento deste trabalho (mais precisamente, o controle vetorial indireto com orientação sobre o fluxo do rotor), e por isso foi um tópico apresentado de maneira mais detalhada. Outro assunto a que foi dada muita atenção foi o dos controladores com estrutura variável e modos deslizantes, visto que o objetivo principal do trabalho é realizar uma comparação entre os desempenhos de um controlador deste tipo com os de um controlador clássico do tipo proporcional-integral, sendo ambos empregados sob o método do controle vetorial indireto com orientação sobre o fluxo do rotor considerando diferentes condições de operação.

Uma ferramenta essencial para a realização deste trabalho foi o *software* MATLAB/Simulink, por meio do qual foram simulados todos os sistemas projetados, tornando-se, então, a fonte de todos os resultados obtidos.

Apesar de tratar-se de um ponto muitas vezes desprezado, a variação de parâmetros num dado sistema é frequentemente constatada. Neste trabalho foi selecionado um parâmetro específico para sofrer uma variação do tipo senoidal: a resistência rotórica. Sendo um parâmetro de difícil acesso e, portanto, sendo geralmente estimado, foi considerada uma variação de 50% do valor da resistência do rotor. Os resultados alcançados levam à conclusão de que a variação da resistência rotórica na proporção implementada causou influências relativamente pequenas, mas notáveis, gerando oscilações de pequena magnitude na velocidade do motor (quando este encontrava-se com carga no eixo, principalmente) e distorcendo também levemente as correntes da máquina. Comparando-se a atuação dos dois controladores (PI e CEV-MD) frente à variação da resistência rotórica constatou-se que o controlador robusto apresentou um desempenho um pouco mais eficiente, obtendo menores oscilações na velocidade do motor que para o caso do controlador clássico. Ressalta-se ainda que o segundo modelo da máquina de indução implementado sofreu uma menor influência da variação da resistência rotórica, muito provavelmente devido à sua maior inércia, visto que a variação aconteceu na mesma proporção para ambos os modelos (50%).

Outra questão levantada foi uma possível falha em que existiria uma queda de tensão nos terminais da máquina. Até certa porcentagem de queda os dois controladores foram capazes de superar as condições adversas de operação e mantiveram a máquina funcionando na velocidade desejada. No entanto, aumentando-se os valores da queda de tensão observou-se que os controladores deixaram de operar com o controle ótimo que era observado sem a falha. O controlador robusto voltou a mostrar desempenho superior ao do controlador clássico. Para o primeiro modelo do motor, com uma queda de 60% o controlador PI já não exibiu um desempenho tão satisfatório, enquanto o CEV-MD continuava levando a velocidade do motor à velocidade de referência. Além disso, o sistema com o PI apresentou saturação das chaves IGBTs (e consequentemente um considerável acréscimo nos valores das correntes) com mais facilidade do que o sistema com o CEV-MD. Para o segundo modelo da máquina os desempenhos dos controladores foram mais similares, mas o controlador robusto continuou apresentando-se levemente superior.

Foi implementado também um sistema que considerava simultaneamente a ocorrência da falha de queda de tensão e também de uma variação senoidal da resistência do rotor. Assim como nos casos anteriores, o controlador robusto apresentou um melhor desempenho quanto ao controle da velocidade. No entanto, para o primeiro modelo do motor, também apresentou distorções ligeiramente maiores no torque elétrico quando o sistema operava com a presença da falha, quando comparado ao caso do controlador clássico.

Pelo fato da existência da superfície deslizante, uma condição que deve ser alcançada no controlador robusto utilizado, os transitórios para o controlador robusto são menos suaves que para o controlador proporcional integral (o que pode ser notado especialmente nas curvas dos torques elétricos). Porém, apesar destes transitórios apresentarem picos mais elevados, eles são tão rápidos quanto os do controlador clássico, visto que a trajetória de estados do controlador CEV-MD atinge a superfície deslizante com uma velocidade muito grande.

Feitas todas estas colocações concluiu-se, então, que o controlador robusto CEV-MD apresentou um desempenho consideravelmente superior ao do controlador clássico PI, tanto com relação à variação da resistência rotórica quanto no caso da falha de queda de tensão nos terminais da máquina. Entretanto, vale frisar que ambos os controladores apresentaram excelentes desempenhos trabalhando junto ao controle vetorial indireto, obtendo-se resultados semelhantes. Ressalta-se que, apesar dos bons resultados obtidos para ambos controladores, não é possível afirmar que para diferentes modelos de motores os desempenhos continuariam

sendo igualmente satisfatórios, visto que há uma variedade enorme de motores de indução trifásicos, com parâmetros muito distintos.

Algumas sugestões para trabalhos futuros são: o desenvolvimento de um controlador digital para o sistema proposto; a aplicação de novas técnicas de controle submetidas ao MIT quando em situações de falha; agregar à estratégia proposta um sistema de diagnóstico de falhas para adaptação do controlador; utilização de LMIs em conjunto do controle do MIT; e implementação em bancada das técnicas propostas.

REFERÊNCIAS

- ARAÚJO, A. G. **Controle vetorial de um motor de indução trifásico aplicado em sistemas de posicionamento**. 2011. 87 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2011.
- BARAMBONES, O.; ALKORTA, P. A robust vector control for induction motor drives with an adaptive sliding-mode control law. **Journal of the Franklin Institute**, Kidlington, v. 348, p. 300-314. Elsevier, 2010.
- BARBI, I. **Teoria fundamental do motor de indução**. Florianópolis: Editora da UFSC; ELETROBRÁS, 1984.
- BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamento**. Amsterdam: Elsevier, 2009.
- BOSE, B. K. **Modern power electronics and ac drives**. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 2002.
- BOSE, B. K. **Power electronics and motor drives-advances and trends**. Amsterdam: Elsevier, 2006.
- CHENG, P.; XIANG, F.; WANG, J.; ZHANG, G.; MAO, J. Asynchronous motor direct torque control based on the sliding mode variable structure. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS AND COMMUNICATION SYSTEMS (ICECS-2014), 2014, Coimbatore. **Proceedings...** New York: IEEE, 2014. p. 13-14.
- CILDOZ, M. U. **Estudo comparativo de controladores de estrutura variável por modos deslizantes aplicados a veículos subaquáticos autônomos**. 2014. 156 f. Dissertação (Mestrado em Sistemas Dinâmicos e Energéticos) – Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Foz do Iguaçu, 2014.
- CUNHA, F. B. **Análise e controle de sistemas de estrutura variável**. 2002. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.
- DECARLO, R. A.; ZAK, S. H.; MATTHEWS, G. P. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial. **Proceedings of the IEEE**, Whashington, v. 76, n. 3, p. 212–232, 1988.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR., C.; UMANS, S. D. **Máquinas elétricas com introdução à eletrônica de potência**. 6. ed. São Paulo: Bookman, 2006.
- FURTUNATO, A. F. A.; ARAÚJO, A. D.; SALAZAR, A. O. Controlador de velocidade usando modos deslizantes suaves para um motor de indução trifásico. **Controle & Automação**, Campinas, v. 12, n. 2, 2001.
- GASTALDINI, C. C. **Motores de indução trifásicos sujeitos a distúrbios de torque**. 2008. 141 f. Dissertação (Mestrado em Processamento de Energia e Controle de Processos) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

GOMES, S. S.; MORAES, T. G.; GOMES, S. C. P. Controle baseado em estrutura variável aplicado a atuadores robóticos. **Revista Vetor**, Rio Grande, v.17, n.1, p. 23-34, 2007.

HE, N.; YI, G. Tracking time-discrete quasi-sliding mode variable structure controller for temperature and humidity of greenhouse. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON MECHATRONICS AND AUTOMATION, 2015, Beijing. **Proceedings...** Beijing: [s. n.], 2015. p. 2273-2278.

HENRIQUE, H. **Notas de aulas da disciplina de Máquinas e Automação Elétrica**. Mossoró: Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia, 2014.

HO, Y. E.; SEN, P. C. Decoupling control of induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 35, n. 2, p. 253-262, 1988.

HOLTZ, J. **Sensorless position control of induction motors: an emerging technology**. Germany: IEEE; University of Wuppertal, 1998.

JANSEN, P. L.; LORENZ, R. D. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives. In: IEEE IAS ANNU. MEET. CONF. REC., 1992, [S. l.]. **Proceedings...** [S. l.: s. n.], 1992. p. 570-577.

KHAN, H.; HUSSAIN S.; BAZAZ, M. A. Direct torque control of induction motor drive with flux optimization. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN COMPUTING, COMMUNICATIONS AND INFORMATICS (ICACCI), 2015, Kochi, India. **Proceedings...** [S. l.: s. n.], 2015. p. 618-623l.

KOMMURI, S. K.; RATH, J. J.; VELUVOLU, K. C. **Decoupled current control and sensor fault detection with second-order sliding mode for induction motor**. [S. l.]: IET Control Theory and Applications, 2014.

KOSOW, I. L. **Máquinas elétricas e transformadores**. 4. ed. Rio de Janeiro: Editora Globo, 1982.

LORDELO, A. D. S.; FAZZOLARI, H. A.; OLIVEIRA, P. C.; TEIXEIRA, M. C. M.; ASSUNÇÃO, E. Controle com estrutura variável e modos deslizantes de ordem completa com projeto por LMI. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA), 19, Campina Grande-PB. **Anais...** [S. l.: s. n.], 2012. p. 5081-5087.

MARQUES, G. **Material didático da disciplina Controle de Motores Eléctricos**. [S. l.: s. n.], 2007.

NIED, A. **Material didático da disciplina Máquinas Elétricas Rotativas**. Joinville: Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), 2015.

NIU, S.; HO S. L.; FU, W. **Fast computation of torque-speed characteristics of induction machines**. Hong Kong: The Hong Kong Polytechnic University, 2015.

ORTUNHO, T. V. **Projeto de controladores robustos para acionamento de um motor de indução trifásico**. 2015. 285 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista, 2015.

OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Simulink implementation of induction machine model: a modular approach. In: IEEE INTERNATIONAL, ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2003, v. 2.

POPESCU, M. **Induction motor modelling for vector control purposes**. Helsinki: University of Technology, Laboratory of Electromechanics, 2000. 144 p.

RIBEIRO, J. M. S. **Controle discreto com modos deslizantes em sistemas incertos com atraso no sinal de controle**. 2006. 125 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006.

SHI, X.; KRISHNAMURTHY, M. Digital control of induction machines as a backup control strategy for fault tolerant operation of traction motors. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Piscataway, v. 2, n. 3, Sept. 2014.

UTKIN, V. I. **Sliding modes and their applications in variable structure systems**. Moscow: Mir Publishers, 1978, 257 p.

UTKIN, V. I. **Sliding modes in control and optimization**. Berlin: Springer-Verlag, 1992. 284 p.

WEG. **Guia técnico: motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM**. Jaraguá do Sul, [201?]. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 25 jun. 2015.

ZHENG, Z.; LI, W.; LIHUA, L. **Design and implementation of two-wheeled mobile robot by variable structure sliding mode control**. 35th. ed. Chinese Control Conference July27-29, 2016, Chengdu, China.