

Análise do Comportamento Dinâmico do Motor de
Indução no Acionamento com Chave de Partida
Estática e Inversor de Frequência

Cláudia Fernandes do Carmo Silva

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da
Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Cláudia Fernandes do Carmo Silva, Agosto de 2001

S586a

Silva, Cláudia Fernandes do Carmo

Análise do Comportamento Dinâmico do Motor de Indução no Acionamento com Chave de Partida Estática e Inversor de Freqüência./ Cláudia Fernandes do Carmo Silva. - Campina Grande - PB: UFPB, 2001.

126p.: il.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CCT - Engenharia Elétrica

1. Chave de Partida Estática 2. Soft-Starter 3. Inversor de Freqüência 4. Motor de Indução I - Título

CDU: 681.527.7

DIGITALIZAÇÃO:

SISTEMOTECA - UFCG


**ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO
NO ACIONAMENTO COM CHAVE DE PARTIDA ESTÁTICA
E INVERSOR DE FREQUÊNCIA**

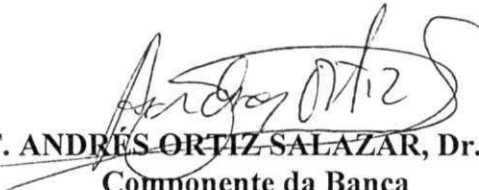
CLÁUDIA FERNANDES DO CARMO SILVA

Dissertação Aprovada em 30.08.2001


PROF. CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Orientador


PROF. ANTONIO MARCUS NÓGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Orientador


PROF. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFPB
Componente da Banca


PROF. ANDRÉS ORTIZ SALAZAR, Dr., UFRN
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Agosto - 2001

Dedicatória

Dedico este trabalho ao meu filho Nathan, a minha Mãe e aos meus irmãos que sempre acreditaram, apoiaram e aguardaram pacientemente os resultados dos meus trabalhos.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus pela saúde, força e coragem sempre presentes nas horas mais difíceis.

Agradeço aos meus orientadores Cursino Brandão Jacobina e Antônio Marcus Nogueira Lima pelo aprendizado, confiança, orientação e amizade durante todo o período de trabalho.

Agradeço aos professores Edson Roberto, Benedito Luciano e Gutemberg que apoiaram e deram contribuições valiosas para este trabalho.

Agradeço ao meu grande amigo Alexandre Cunha pelo aprendizado, companheirismo e valiosa ajuda para realização e conclusão deste trabalho.

Agradeço a todos aqueles que fazem o Grupo WEG e em especial: Décio da Silva (Presidente do Grupo WEG), Moacir Sens (Diretor Superintendente da WEG MOTORES), Umberto Golbbato (Diretor Superintendente da WEG AUTOMAÇÃO), Norton Petry (WEG AUTOMAÇÃO) e Sebastião Lauro Nau (Desenvolvimento de produtos) que apoiaram e viabilizaram a realização deste trabalho.

Agradeço a toda a minha família, e em especial a minha Mãe, cuja presença foi, e sempre será essencial em todos os passos da minha vida.

Agradeço aos Sócios e funcionários da Motortrafo Engenharia, cuja ajuda foi determinante para realização deste trabalho permitindo e possibilitando o meu afastamento para dedicação ao estudo.

Agradeço aos funcionários da COPELE e do DEE pela colaboração e amizade dispensadas e em especial a Ângela e Eleonora.

Agradeço a todos os meus colegas do LEIAM, LIEC e LABCOM que contribuíram direto ou indiretamente para esse estudo e em especial Maurício Beltrão e Marcelo Cabral pelo apoio sempre presente.

Resumo

Nesse trabalho estuda-se o comportamento dinâmico do motor de indução trifásico durante a partida alimentado através de uma chave de partida estática ou através de um inversor de fonte de tensão. O comportamento dinâmico do motor de indução é estudado em várias condições de operação. O estudo é direcionado para aplicações industriais, e desse modo, os tipos mais comuns de cargas mecânicas são considerados. Um programa de simulação foi desenvolvido para estudar as diferentes condições de operação do motor. Esse programa utiliza um modelo dinâmico do motor e uma representação detalhada do funcionamento da chave estática e do inversor de tensão. O problema de determinação das condições iniciais de operação da chave estática é formulado e discute-se um método de solução desse problema. Um estudo comparativo entre o desempenho do sistema de acionamento obtido com a alimentação através da chave estática ou através do inversor de tensão é realizado. Nesse estudo o tempo de aceleração, a corrente, o conjugado de partida e as limitações térmicas dos equipamentos são utilizados como indicadores para caracterizar a capacidade de partida. Os resultados do estudo por simulação são comparados com os resultados experimentais obtidos numa bancada configurada com protótipos industriais de uma chave estática, de um inversor de tensão e um motor de indução trifásico.

Abstract

In this work the dynamic behavior of the start-up of a three-phase induction supplied through a static start-up switch or through a three-phase voltage source inverter. The dynamic behavior is studied under various operating conditions. The study focuses industrial applications and the most usual types of loads are considered. A simulation program to study the different operating condition was written. This program employs the dynamic model of the induction motor and a detailed representation of the static start-up switch as well as of the voltage source inverter. The problem of determining the initial conditions for the start-up static switch is formulated and a method for solving it is discussed. A comparative study of the drive system performance obtained when the motor is supplied through the static start-up switch and through the voltage source inverter is conducted. In this comparison, the accelerating time, the current, the start-up torque and the thermal limitations are used to characterize the start-up capability. The simulation results are compared with the experimental results obtained from an experimental set-up configured with off the shelf equipments.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

ϕ	Ângulo de carga
α	Ângulo de disparo dos tiristores
α_i	Ângulo de disparo inicial
α_f	Ângulo de disparo final
α_{\max}	Ângulo máximo de disparo dos tiristores
θ	Ângulo de condução dos tiristores
γ	Ângulo de Hold-off
β	Ângulo de extinção ou bloqueio
δ_r	Posição angular do rotor
σ	Coefficiente de dispersão
τ_r	Constante de tempo rotórica
Γ_L	Coefficiente de reflexão da carga (motor)
Γ_s	Coefficiente de reflexão da fonte
ω_r	Velocidade angular rotórica elétrica (<i>rad.el</i>)
ω_m	Velocidade angular mecânica (<i>rad.mec/s</i>)
ϕ_{s123}, ϕ_{r123}	Vetores fluxo estático e fluxo rotórico trifásico
C_e	Conjugado eletromagnético
C_n	Conjugado nominal
C_r	Conjugado resistente da carga mecânica
C_c	Capacitância do cabo por metro
F_a	Coefficiente de atrito
f	Frequência

I_n	Corrente nominal
$\mathbf{i}_{s123}, \mathbf{i}_{r123}$	Vetores corrente estatórica e corrente rotórica trifásica
J_m	Momento de inércia
L	Indutância
L_c	Indutância do cabo por metro
l_s, l_r, l_m	Indutâncias: estatórica, rotórica e mútua
l_c	Comprimento do cabo
P	Número de pares de pólos do motor
R	Resistência
R_1	Resistência estatórica
R_2	Resistência rotórica referida ao estator
R_s	Resistência da fonte da fonte de tensão
r_s, r_r	Resistências estatórica e rotórica
R_{eq}	Resistência equivalente
s	Escorregamento
s_n	Escorregamento nominal
$s1$	Fase 1 do estator
$s2$	Fase 2 do estator
$s3$	Fase 3 do estator
T	Conjugado eletromagnético
t	Tempo
t_t	Tempo do pulso transitar uma vez no comprimento do cabo
t_r	Tempo de elevação do pulso na saída do inversor
T_n	Tiristor da posição n ($n = 1...6$)
$T(\delta_g)$	Matriz de transformação
$T(\delta_g)^{-1}$	Matriz de transformação inversa
V_p	Tensão de pedestal ou inicial de partida ($\%V_n$)
V_n	Tensão RMS nominal (V)
V_t	Tensão de nível ajustável

V_z	Tensão final da desaceleração
\hat{V}_1	Tensão da fonte nos terminais do estator
\hat{V}_{1a}	Tensão da fonte equivalente
$V_c(\omega t)$	Tensão fornecida a carga
V_A	Tensão de alimentação da fase A
V_0	Tensão RMS na carga RL
V	Tensão RMS nominal da fonte de alimentação
V_{dc}	Tensão do barramento CC
v	Velocidade do pulso ($m/\mu s$)
$\mathbf{v}_{s123}, \mathbf{v}_{r123}$	Vetores tensão estatórica e tensão rotórica trifásica
W	Energia
X	Reatância
X_1	Reatância estatórica
X_2	Reatância rotórica referida ao estator
X_{eq}	Reatância equivalente
X_m	Reatância de magnetização
Y	Configuração da carga em estrela
Z_0	Impedância de surto ou característica do cabo
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
CSI	<i>Current – Source – Inverter</i> (Inversor fonte de corrente)
EDM	<i>Electrical Discharge Machining</i> -Descarga em máquinas elétricas
$IGBT$	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
PWM	<i>Pulse – Width – Modulation</i> (Modulação por largura de pulsos)
RMS	Tensão do barramento CC
RL	Carga resistiva-indutiva
SCR	<i>Silicon controlled rectifier</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> -Distorção de harmônica total
V/f	Volt/Hertz
VSI	<i>Voltage – Source – Inverter</i> (Inversor fonte de tensão)

Lista de Figuras

1.1	Diagrama de blocos de um sistema de acionamento industrial.	2
1.2	Tipos de configurações de controladores CA	11
1.3	Controlador aplicado dentro da conexão em delta do motor.	11
2.1	Representação esquemática do motor de indução.	16
2.2	Sentido de orientação	18
2.3	Máquina equivalente odq.	20
2.4	Máquina equivalente bifásica dq.	22
2.5	Diagrama vetorial	23
2.6	Fonte de tensão trifásica conectada ao motor de indução em estrela com neutro isolado	26
2.7	Eixo d alinhado segundo a fase s1 do estator.	28
2.8	Eixo d alinhado segundo a fase s2 do estator.	30
2.9	Eixo d alinhado segundo a fase s3 do estator.	31
3.1	Diagrama de Blocos da Soft-Starter	33
3.2	Perfil da tensão RMS fornecida ao motor durante a partida	34
3.3	Perfil da tensão RMS fornecida ao motor durante a desaceleração	36
3.4	Circuito equivalente do motor de indução simplificado pela aplicação do Teorema de Thevenin	37
3.5	Controle de Fase	38
3.6	Controlador de tensão CA trifásico	38
3.7	Identificação das variáveis envolvidas no controle do ângulo de fase	39
3.8	Exemplo da forma de onda da corrente no modo de operação 2/3 e diagrama de condução dos tiristores	41
3.9	Exemplo da forma de onda da corrente no modo de operação 0/2 e diagrama de condução dos tiristores	41
3.10	Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $Cr=0$	47

3.11	Corrente e Tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	47
3.12	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	48
3.13	Conjugado e Corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	49
3.14	Formas de onda: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $V_p=45\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	49
3.15	Corrente e tensão RMS: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $V_p=45\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	50
3.16	Velocidade e conjugado: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $V_p=45\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	51
3.17	Conjugado e Corrente: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $V_p=45\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	51
3.18	Formas de onda: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $V_p=55\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	52
3.19	Corrente e tensão RMS: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $V_p=55\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	53
3.20	Velocidade e conjugado: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $V_p=55\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	54
3.21	Conjugado e corrente: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $V_p=55\%V_n$, $Cr=0$, $tp=20\text{s}$	54
3.22	Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=70\%V_n$, $Cr=50\%C_n$, $tp=20\text{s}$	55
3.23	Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=70\%V_n$, $Cr=50\%C_n$, $tp=20\text{s}$	56
3.24	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=70\%V_n$, $Cr=50\%C_n$, $tp=20\text{s}$	57
3.25	Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=70\%V_n$, $Cr=50\%C_n$, $tp=20\text{s}$.	57
3.26	Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	58
3.27	Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. .	59
3.28	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. .	59
3.29	Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. . .	60
3.30	Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$	62
3.31	Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$. .	63
3.32	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$. .	63
3.33	Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$. . .	64
3.34	Forma de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$	65
3.35	Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$. .	65
3.36	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$. .	66
3.37	Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$. . .	66
3.38	Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	67
3.39	Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. .	67
3.40	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. .	68
3.41	Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. . .	68
3.42	Forma de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	69
3.43	Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. .	69
3.44	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. .	70
3.45	Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $tp=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$. . .	70

3.46	Corrente RMS no motor durante a partida	72
3.47	Tensão RMS no motor durante a partida	73
3.48	Velocidade do motor durante a partida	73
3.49	Conjugado desenvolvido pelo motor durante a partida	74
4.1	Diagrama de Blocos do Inversor de Frequência	76
4.2	Curvas do Conjugado x Velocidade	78
4.3	Formas de onda de tensão e corrente com inversor PWM	78
4.4	Tensão de pico nos terminais em função do tempo de elevação do pulso para um cabo de 20 m.	84
4.5	Tensão de pico nos terminais do motor em função do tempo de elevação do pulso de saída do inversor para diversos comprimentos de cabo.	84
4.6	Tensão de pico nos terminais em função do comprimento do cabo para $t_r=0,1$ microsegundos.	85
4.7	Tensão de pico nos terminais em função do comprimento do cabo para $t_r=1.0$ microsegundos.	85
4.8	Formas de onda: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=0$	87
4.9	Velocidade e conjugado: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=0$	87
4.10	Conjugado x Velocidade: $J_c=0.0245\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=0$	88
4.11	Formas de onda: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=0$	88
4.12	Velocidade e conjugado: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=0$	89
4.13	Conjugado x Velocidade: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=0$	89
4.14	Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=50\%C_n$	90
4.15	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=50\%C_n$	90
4.16	Conjugado x Velocidade: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=50\%C_n$	91
4.17	Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	91
4.18	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	92
4.19	Conjugado x Velocidade: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	92
4.20	Corrente no primeiro instante da partida: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$	94
4.21	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$	95
4.22	Conjugado x Velocidade: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$	95
4.23	Corrente no primeiro instante da partida: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	96
4.24	Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	96
4.25	Conjugado x velocidade: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$	97
5.1	Espectro das harmônicas de corrente no motor durante a partida	101

5.2	Análise das harmônicas de tensão no motor durante a partida - Fator de distorção total	101
5.3	Espectro das harmônicas de corrente no motor durante a partida	102
5.4	Espectro das harmônicas de corrente de linha na entrada do inversor durante a partida	102
B.1	Curvas características para partida e operação em vazio ($C_m = 0$).	114
B.2	Curvas características para partida e operação com 50% de carga ($C_m = 10.174N.m$).	114
B.3	Curvas características para partida e operação com 75% de carga ($C_m = 15.261N.m$).	114
B.4	Curvas características para partida e operação com 100% de carga ($C_m = 20.348N.m$).	115
B.5	Curvas características	116
B.6	Curvas características	116
B.7	Curvas características	116
B.8	Circuito Equivalente do Motor de Indução	117
B.9	Curvas da Impedância Equivalente e da Corrente em função do Escorregamento	118
B.10	Curva de conjugado a partir do circuito equivalente em regime permanente	118
C.1	Diagrama de blocos da plataforma experimental	119

Lista de Tabelas

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Objetivo do Trabalho	1
1.2	Revisão Bibliográfica	5
1.2.1	Inversores de Frequência	5
1.2.2	Chave de Partida Estática - Soft-Starter	10
2	Motor de Indução Trifásico	15
2.1	Introdução	15
2.2	Modelo dinâmico trifásico	16
2.2.1	Representação <i>odq</i> do Motor de Indução Trifásico	19
3	Chave de Partida Estática	33
3.1	Introdução	33
3.2	Fases de Operação da Soft-Starter	34
3.2.1	Fase de partida	34
3.2.2	Fase de operação em regime permanente a tensão nominal	35
3.2.3	Fase de economia de energia	35
3.2.4	Fase de desaceleração e parada do motor de indução	36
3.3	Operação com Tensão Reduzida	36
3.4	Controle do Ângulo de Fase - Carga RL	37
3.4.1	Funcionamento do controlador de tensão CA trifásico	38
3.4.2	Modos de Operação	40
3.5	Ângulo de Disparo Inicial α e Tensão de Pedestal V_p	42
3.5.1	Expressões para determinação do ângulo de disparo α - Modo de Operação 2/3	43
3.5.2	Expressões para determinação do ângulo de disparo α - Modo de operação 0/2	43

3.5.3	Aplicação à Cargas Tipo Motor de Indução	44
3.5.4	Análise dos resultados obtidos com o algoritmo de determinação do ângulo de disparo α conforme tensão de pedestal V_p selecionada	44
3.6	Simulação dinâmica do motor de indução durante a partida	45
3.6.1	Partida do motor de indução em vazio	46
3.6.2	Partida do motor de indução com carga resistente tipo constante $C_r = 50\%C_n, J_c = 0.036kgm^2, V_p = 70\%V_n$	55
3.6.3	Partida do motor de indução com a carga utilizada na plataforma experimental	58
3.7	Análise dos resultados	60
3.8	Resultados Experimentais	62
3.8.1	Partida com tensão de pedestal $V_p = 25\%V_n$ e condição de carga $I_{exc} = 1.0A$	62
3.8.2	Partida com tensão de pedestal $V_p = 35\%V_n$ e condição de carga $I_{exc} = 1.0A$	65
3.8.3	Partida com tensão de pedestal $V_p = 25\%V_n$ e condição de carga $I_{exc} = 2.0A$	67
3.8.4	Partida com tensão de pedestal $V_p = 35\%V_n$ e condição de carga $I_{exc} = 2.0A$	69
3.8.5	Análise dos resultados	71
3.9	Análise Comparativa: Resultados Experimentais e Simulação	72
4	Inversor de Frequência	75
4.1	Introdução	75
4.2	Motor de indução acionado por inversor de frequência.	76
4.3	Acionamento do motor de indução com inversor de frequência	79
4.3.1	Tipo de carga mecânica a ser acionada pelo motor de indução	79
4.3.2	Isolação do enrolamento estático	80
4.3.3	Temperatura de operação	81
4.3.4	Comprimento dos cabos de alimentação do motor	81
4.4	Simulação dinâmica do motor de indução durante a partida	86
4.4.1	Partida do motor de indução em vazio	87
4.4.2	Partida do motor de indução com carga resistente tipo constante $C_r = 50\%C_n, J_c = 0.036kgm^2$	90

4.4.3	Partida do motor de indução com a carga utilizada na plataforma experimental: $J_c = 0.036kgm^2$, $t_p = 20s$, $I_{exc} = 2A$	91
4.5	Análise dos resultados	93
4.6	Resultados Experimentais	94
4.6.1	Partida com condição de carga $I_{exc} = 1.0A$, $t_p = 20s$	94
4.6.2	Partida com condição de carga $I_{exc} = 2.0A$, $t_p = 20s$	95
4.6.3	Análise dos resultados	97
5	Análise de Harmônicas	98
5.1	Introdução	98
5.2	Análise de harmônicas dos resultados experimentais: Partida com soft-Starter	100
5.3	Análise de harmônicas dos resultados experimentais: Partida com inversor de frequência	101
5.4	Análise dos resultados	102
6	Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	104
6.1	Conclusões	104
6.2	Sugestões para trabalhos futuros	106
A	Expressões da tensão e corrente para uma carga tipo RL	108
A.1	Expressões da tensão e corrente na carga - Modo de operação 2/3	108
A.2	Expressões da tensão e corrente na carga - Modo de operação 0/2	110
B	Operação do Motor de Indução com Fonte de Tensão Senoidal	112
B.1	Características de operação do motor de indução	112
B.1.1	Curvas características do motor de indução utilizado na parte experimental	112
C	Descrição da Plataforma Experimental-Curva de carga	119
C.1	Procedimento para levantamento das curvas de cargas mecânicas experimentais	120
	Bibliografia	122

Capítulo 1

Introdução

1.1 Objetivo do Trabalho

Os motores elétricos constituem parte dos equipamentos mais amplamente utilizados na indústria. Desses, os motores de indução, por serem robustos, mais baratos e de fácil manutenção, são os mais largamente empregados. Em função da sua grande representatividade no total da energia elétrica consumida pelas indústrias, o acionamento de máquinas e equipamentos mecânicos com motores elétricos de indução é um assunto de grande importância econômica.

Os motores de indução, apesar de sua fácil disponibilidade no mercado e sua fácil aplicação, possuem características de operação, relacionadas com a elevada corrente e conjugado de partida quando alimentados à tensão nominal, que para a maioria das aplicações industriais são indesejáveis. A corrente de partida pode atingir valores que variam de aproximadamente 6 a 10 vezes a corrente nominal. O conjugado de partida, por sua vez, pode atingir valores aproximados entre 1,2 a 3 vezes o valor do conjugado nominal [33].

As elevadas correntes de partida produzem desgaste acelerado dos componentes eletromecânicos, reduzindo sua vida útil e geram distúrbios elétricos para a rede de alimentação. A presença de elevadas correntes na partida também provoca um aumento no custo das instalações elétricas em função do dimensionamento dos componentes do acionamento e dos cabos de alimentação. Já os elevados conjugados de partida produzem impactos mecânicos no sistema acionado, bem como, dependendo do regime de operação, podem reduzir a vida útil do próprio motor de indução em função de vibrações excessivas. As vibrações excessivas podem ocasionar o desgaste prematuro dos mancais, rolamentos, eixo e isolamento.

Para que se tenha um melhor entendimento dos problemas relatados, faz-se necessário compreender como esses problemas elétricos e mecânicos estão relacionados. Na figura

1.1 é apresentado um diagrama simplificado de um sistema de acionamento utilizando um motor elétrico para acionar um processo industrial. No diagrama da figura 1.1 identifica-se os pontos importantes a serem considerados e analisados. Verifica-se também como o motor e a carga estão mecanicamente conectados através do acoplamento, mancal, eixo e rolamentos.

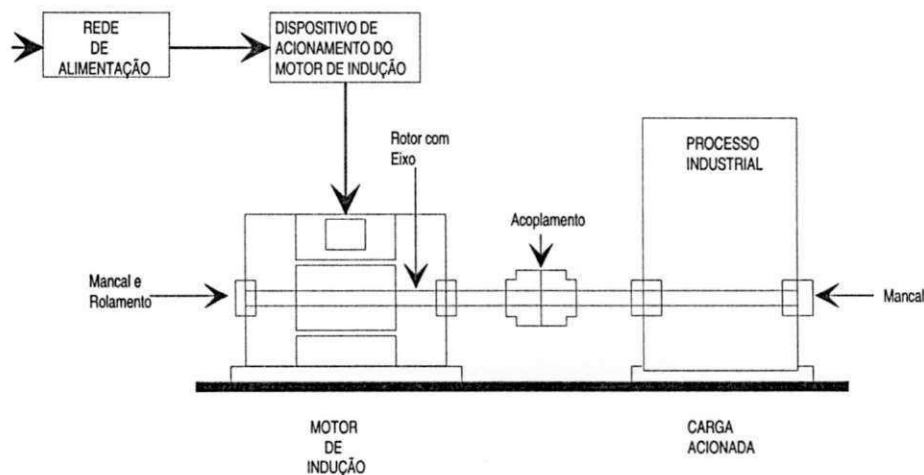


Figura 1.1: Diagrama de blocos de um sistema de acionamento industrial.

Estudos mostram que os maiores índices de falhas em eixos ocorrem no acoplamento e nos rolamentos [10], sendo a análise válida tanto para os motores como para a carga acionada. Como a vida útil do motor de indução depende, dentre outros fatores, da vida útil de suas partes mecânicas (mancais, rolamentos, rotor, eixo e estator), esse é um ponto de relevância no estudo e análise do comportamento dinâmico do motor de indução e de suas aplicações.

Existem no mercado alguns tipos de dispositivos para acionamento de motores elétricos de indução, os quais através da aplicação de tensão reduzida, minimizam as elevadas correntes e conjugados de partida. A estratégia de tensão reduzida, como forma de reduzir as elevadas correntes e conjugados, é baseada no fato de que, para o motor de indução com rotor de gaiola, o conjugado é proporcional ao quadrado da tensão aplicada ao enrolamento estático e a corrente é proporcional a essa mesma tensão. Desse modo, os dois principais objetivos para a utilização de tensão reduzida na partida de um motor são: limitação dos distúrbios na rede de alimentação ocasionados pelas elevadas correntes e redução do torque excessivo na carga mecânica acionada. Com a redução do conjugado de aceleração alivia-se os impactos mecânicos, proporcionando um menor desgaste das partes mecânicas do

motor e da carga, bem como proporciona maiores intervalos de tempo entre manutenções preventiva e corretiva, maior segurança operacional e menor tempo fora de operação [31]. Embora, através da aplicação da tensão reduzida, seja possível solucionar esses problemas, essa alternativa compromete o tempo de aceleração do motor e altera as suas características de operação. Identificando-se que há alteração das características de operação do motor de indução, faz-se necessário um estudo dos tipos de cargas a serem acionadas para garantir que o dispositivo de acionamento escolhido, juntamente com o motor, atendem as exigências da carga, principalmente no que se refere ao conjugado requerido. Além deste, pontos relacionados ao processo industrial ao qual a carga está associada devem ser analisados, tais como o tempo de partida requerido e o regime de operação ao qual o motor será submetido. Essas informações, juntamente com a análise das características de operação do motor de indução, servirão como base de avaliação para a aplicação da tensão reduzida. Desse modo, pode-se determinar se com a aplicação da tensão reduzida o conjugado a ser desenvolvido pelo motor e o tempo de partida atenderão as exigências da carga (Característica Torque x Velocidade).

Existe uma grande diversidade de cargas utilizadas na indústria, que, para fins de estudo e análise de aplicações, podem ser classificadas de acordo com o comportamento do conjugado resistente em função da velocidade. Dessa forma, as cargas podem ser classificadas em quatro grupos: cargas de conjugado constante, de conjugado linear, de conjugado quadrático e cargas de conjugado hiperbólico. Também existem cargas, das quais não se pode obter uma expressão analítica do conjugado. Nesses casos, na prática, analisa-se a carga como conjugado constante através do máximo valor de conjugado requerido, já que esta compreende a condição de carga mais severa [34]. Como exemplo dos tipos de cargas existentes e suas aplicações tem-se :

- Conjugado constante: compressores a pistão, talhas, britadores, transportadores contínuos, etc.
- Conjugado linear: calandra com atrito viscoso.
- Conjugado quadrático: bombas centrífugas, ventiladores, misturadores centrífugos, etc.
- Conjugado hiperbólico: bobinadeira de papel, descascador de toras, bobinadeiras de fios, etc.

Em função da existência de grande variedade de cargas, e por conseguinte do tipo de conjugado requerido, a escolha do tipo de acionamento com tensão reduzida a ser aplica-

do ao motor elétrico deve ser criteriosa, pois o correto dimensionamento do acionamento é fundamental para o bom desempenho do conjunto Motor Elétrico x Carga Mecânica Acionada.

Entre os tipos de dispositivos de acionamento com tensão reduzida disponíveis no mercado destacam-se os eletromecânicos e os com tecnologia a estado sólido. Os eletromecânicos mais largamente empregados, que também podem ser classificados como acionamentos convencionais, são: chave de partida estrela-triângulo e chave de partida compensadora. Entre os acionamentos com tecnologia a estado-sólido tem-se: chave de partida estática (Soft-Starter) e o inversor de frequência. O inversor de frequência, embora seja um equipamento destinado às aplicações de controle e variação de velocidade pode, dependendo da aplicação e do critério de escolha, ser utilizado apenas para a partida de motores de indução.

Os tipos de dispositivos de acionamento disponíveis no mercado possuem, além do princípio de operação e desempenho diferentes, custos bem diferenciados. Dessa forma, a determinação do tipo de acionamento para uma aplicação específica, deve, além do desempenho, considerar a relação Custo x Benefício.

Este trabalho tem como principal objetivo analisar o comportamento dinâmico do motor de indução no acionamento com chave de partida estática e inversor de frequência, de forma a se obter parâmetros de comparação de desempenho e critérios de escolha entre estes acionamentos para garantir um correto dimensionamento e aplicação. O estudo é baseado na análise do desempenho do motor de indução desde a partida, a partir do repouso, até a velocidade nominal, através das curvas de Conjugado e Corrente. Também é considerada a análise das harmônicas geradas pelos respectivos acionamentos para as diversas condições de carga, desde a vazio até a plena carga, bem como para diversas rampas de aceleração. A análise das harmônicas tem por objetivo averiguar as condições de operação dos equipamentos em relação as normas existentes atentando para a qualidade da energia. Esta análise se faz necessária uma vez que as características do motor de indução, Conjugado x Velocidade e Corrente x Velocidade, são normalizadas para partida e operação através da alimentação com tensão e frequência nominais fixadas [18]. Dessa forma, com acionamentos com frequência variável, bem como com tensão reduzida, nada se pode garantir, em termos de desempenho do motor para uma carga específica, sem que antes seja feita uma avaliação do sistema Acionamento x Motor x Carga. Embora o inversor de frequência e a chave de partida estática já tenham uma grande participação em aplicações no mercado, ainda são muitas as dúvidas quanto aos procedimentos, dimensionamento e a correta aplicação desses equipamentos.

1.2 Revisão Bibliográfica

O constante desenvolvimento tecnológico da eletrônica de potência tem sido determinante para a crescente expansão das aplicações com motores de indução. Hoje, aplicações anteriormente restritas aos motores de corrente contínua, já podem ser realizados com motores de indução. O desenvolvimento de dispositivos semicondutores com características adequadas tem favorecido a pesquisa e fabricação, em escala industrial, de acionamentos CA voltados para a partida, controle e variação de velocidade. Muitos têm sido os esforços em busca de melhorias e expansão das aplicações dos acionamentos a estado sólido, para que esses substituam, de forma mais eficiente, os acionamentos eletromecânicos ainda existentes e largamente empregados. Os objetivos têm sido voltados para a melhoria do desempenho dos motores de indução, em toda a sua faixa de operação, e melhoria da eficiência do sistema de conversão energética. Tem-se procurado estratégias para suavizar a partida e ao mesmo tempo propiciar alto rendimento nas diversas condições de operação. Tem-se investido também em acionamentos para controle e variação de velocidade para aplicações de alto desempenho, precisão de velocidade e posição. Quanto às melhorias na eficiência do sistema de conversão energética, tem-se procurado dispositivos e estratégias que minimizem as perdas, que gerem os menores conteúdos de harmônicas possíveis, que proporcionem maior robustez e garantam a vida útil do motor e da carga mecânica acionada. Visando esses objetivos, equipamentos para acionamentos CA foram desenvolvidos e já são disponíveis em escala comercial. Desses, notadamente os mais utilizados no setor industrial são a chave de partida estática (“Soft-Starter”), e o inversor de frequência. As funções desempenhadas por estes produtos vão desde uma partida suave dos motores de indução até acionamentos refinados com controle de velocidade [4], [16], [17], [34].

1.2.1 Inversores de Frequência

O processo de conversão de potência CC para CA é chamado de inversão e é o inversor que gera a frequência variável, a partir de uma fonte CC, para acionar um motor de indução a velocidade variável. Bose [11] classifica os inversores de frequência em dois tipos básicos, os quais têm características bastante distintas: inversor fonte de tensão (VSI) e inversor fonte de corrente (CSI). O inversor fonte de tensão ou VSI é o mais comumente utilizado e a partir da tensão de um barramento CC fornece uma forma de onda de tensão chaveada aos terminais do motor. A tensão no barramento CC é mantida aproximadamente constante através do uso de grandes capacitores. A corrente resultante no motor é primariamente dependente da carga e da velocidade. Os inversores VSI são tipicamente subdivididos em

duas formas : inversores de seis degraus (“six-step”) e inversores modulados por largura de pulso (PWM). Já o inversor fonte de corrente CSI fornece uma forma de onda de corrente chaveada aos terminais do motor. A corrente no barramento CC é mantida com a presença de grandes indutores. Neste caso, a forma de onda da tensão é primariamente dependente da carga e da velocidade do motor. A maioria dos inversores de frequência para aplicações industriais são do tipo fonte de tensão (VSI), modulados por largura de pulso (PWM). Considerando-se apenas os inversores modulados por largura de pulsos, estes ainda podem ser classificados como inversores convencionais ou de controle escalar e inversores de controle vetorial [34]. Os inversores de frequência de controle escalar são os mais largamente empregados, em função do custo reduzido comparados aos inversores de controle vetorial, e são normalmente empregados em aplicações que não requerem precisão de velocidade e nem de torque [34]. Estes variam a velocidade do motor através do controle da amplitude da tensão e da frequência fornecidas ao motor de forma a obter uma relação V/f aproximadamente constante numa ampla faixa de velocidade. Já os inversores de controle vetorial são utilizados em aplicações que exigem alto desempenho, precisão, regulação e controle de torque numa extensa faixa de operação [34]. Em Hodowanec [40] tem-se uma classificação dos algoritmos de controle mais comumente utilizados em inversores de frequência tipo PWM : volt/Hz com tensão boost, fluxo-corrente, vetorial em malha fechada e vetorial em malha aberta. O volt/Hz é o mais simples dos tipos de controle de motores. Comparado aos demais tipos de controle, é também o de desempenho mais pobre, principalmente nas baixas frequências. O controle tipo fluxo-corrente apresenta melhor desempenho que o controle volt/Hz. O controle vetorial em malha aberta é um algoritmo mais sofisticado e de desempenho superior ao volt/Hz e ao fluxo-corrente nas baixas velocidades, com controle de torque constante em toda faixa de operação. Este tipo de algoritmo de controle requer o conhecimento dos parâmetros do motor, os quais são obtidos através de uma rotina de estimação de parâmetros. O controle vetorial em malha fechada além de requerer o conhecimento dos parâmetros, também necessita do uso do encoder para fornecer informações da velocidade desenvolvida pelo motor. Este tipo de controle tem desempenho superior aos demais, porém custo mais elevado. Estratégias de controle mais refinadas e mais robustas se fazem necessárias na medida das exigências e expansão das aplicações . Em Jacobina [26] são apresentadas propostas de estratégias de controle vetorial para obtenção de sistemas de alto desempenho e precisão de velocidade.

O advento dos inversores de frequência, e na última década das estratégias de controle vetorial, expandiu ainda mais as áreas de aplicações dos motores de indução. As primeiras aplicações com inversores de frequência foram voltadas para bombas e ventiladores, onde

o controle de fluxo de fluido, através do controle de velocidade, apresentou uma redução significativa nas perdas de energia do sistema, comparado com o tradicional controle de fluxo de fluido efetuado por válvulas, registros ou válvulas de passagem. Em muitos casos, foi verificado um aumento significativo na eficiência e desempenho do processo [14]. Em Hickok [24] é apresentado um estudo da aplicação de inversores de frequência em bombas, ventiladores, insufladores e compressores. O estudo mostra que além de efetuar uma partida suave do motor, reduzindo as elevadas correntes e conjugados de partida, e possibilitar o controle eficiente do fluxo, os inversores são excelentes ferramentas para redução de perdas e economia de energia para essas aplicações. Na atualidade, muitas são as aplicações possíveis com o uso do inversor de frequência. Essas vão desde cargas mais simples de serem acionadas tipo bombas, bombas a pistão, bombas helicoidais, bombas de engrenagens, ventiladores, sistemas de refrigeração e laminadores, entre outros, até cargas mais complexas tipo esteiras transportadoras, extrusoras, misturadores, guindastes e pontes rolantes que exigem precisão e sincronismo de velocidade, além de terem conjugado resistente constante em grande faixa de operação [34]. Diante da diversidade e complexidade das cargas, e sabendo-se que o uso de inversores de frequência altera as características de operação dos motores de indução [18], [50], [14], [55], [39], [40], muitos trabalhos têm sido desenvolvidos visando análise do desempenho do sistema Motor x Carga. Os estudos restringem-se a: considerações a serem feitas e os procedimentos para o correto dimensionamento dos motores com o uso de inversores; análise da vida útil dos motores; análise da influência das harmônicas geradas pelos inversores; análise do desempenho do motor e restante do sistema. Dennis [18] faz uma análise das alterações das características de operação dos motores enfatizando o conjugado desenvolvido pelo motor em função da variação da frequência de operação. Fatores como conjugado de rotor bloqueado, conjugado mínimo (“pullup”) e conjugado máximo (“breakdown”) são observados. Em [18], [55], [40], [14] considerações são feitas quanto a aplicação de inversores de frequência para motores “standard”. Um fator muito importante e considerado é a limitação térmica do motor. A elevação de temperatura adicional com o uso do inversor de frequência, comparada a temperatura de operação com a fonte de tensão senoidal, é apontada como o primeiro parâmetro que deve ser considerado. Este aquecimento adicional é causado pelo conteúdo de harmônicas de ordem 5, 7, 11, 13, etc [55], geradas pelo inversor, e pelo comprometimento da refrigeração do motor nas baixas velocidades. Em função disto, uma perda de potência (“Derating”), deve ser considerada para que os limites de elevação de temperatura sejam mantidos [18]. Hodowanec [40] enfatiza que a limitação térmica do motor e as limitações para operação em frequências superiores a nominal são dois pontos fundamentais a serem analisados na aplicação de

motores acionados por inversores de frequência. Nessa abordagem, é feita uma classificação dos tipos de aplicações com inversores de frequência e uma análise específica das perdas envolvidas no motor. Em Daugherty e Wennerstrom [14] tem-se, de forma mais detalhada, a maioria dos fatores a serem considerados quando da especificação de um motor de indução para ser acionado por inversor de frequência. São observadas, entre outras, as curvas de operação do motor nas diversas frequências, as formas de onda da tensão e da corrente, os limites de temperatura, a operação do motor nas frequências superiores a 60 Hz, os níveis de ruído e as oscilações no conjugado. Uma análise da aplicação de inversores de frequência para partida de cargas de alta inércia é encontrada em Lawrence e Epperly [50] e Manz e Oldenkamp [38]. Em Lawrence e Epperly [50] tem-se um estudo detalhado dos tipos de cargas e seus efeitos no desempenho do motor. É feita uma análise de como a capacidade de torque do motor varia com a partida em baixas frequências. Também são apresentados alguns procedimentos e considerações como guias para o correto dimensionamento e seleção de motores e inversores para partida de cargas de alta inércia. Em Manz e Oldenkamp [38] é apresentada uma rotina de otimização para determinação da tensão boost e frequência necessárias para se obter um determinado conjugado de partida com a menor corrente possível. Aspectos construtivos dos motores de indução para serem acionados por inversores de frequência são tratados em Slemon [55] e Melfi [36]. Em Slemon [55] são abordados pontos como conjugado desenvolvido, perdas e eficiência, e número de pólos. Em Melfi [36] os aspectos construtivos são tratados em termos da configuração de número de pólos ótimo para os motores de indução acionados por inversores. O estudo mostra que a determinação do número de pólos ótimo depende do que se deseja otimizar no sistema. Fatores, tais como maximização do conjugado e da eficiência ou minimização da elevação de temperatura e ruído, são determinantes para a escolha do número de pólos. Porém, é visto que os motores de quatro pólos são geralmente os mais empregados.

Paralelamente aos estudos das aplicações e desempenho dos motores, alguns pesquisadores tem investigado e buscado soluções para alguns problemas encontrados em sistemas industriais que utilizam inversores de frequência. Esses problemas estão diretamente relacionados a injeção de harmônicas no sistema de potência, interferência eletromagnética, efeito da modulação PWM nas formas de ondas de tensão e corrente no motor, efeito do comprimento dos cabos de conexão entre o motor e o inversor, redução da vida útil dos motores e desgaste prematuro de seus rolamentos. Em Jouanne *et. al.* [29] tem-se um estudo da influência do comprimento do cabo de conexão entre o motor e o inversor sobre a tensão resultante nos terminais do motor. Verifica-se que, enquanto esquemas de modulação PWM com elevadas frequências de chaveamento melhoram as formas de onda no motor,

as altas taxas de elevação da tensão (dv/dt), de 0 a 600V em menos de $0.1\mu s$, têm efeitos adversos na isolação e rolamentos do motor, além de deteriorar a qualidade da forma de onda em aplicações que requerem cabos longos [14]. O efeito do comprimento do cabo é estudado baseado na teoria das linhas de transmissão e é apresentada uma análise da reflexão da tensão em função das impedâncias do cabo e do motor. Em Jouanne *et. al.* [30] é apresentado um estudo sobre a tensão resultante nos terminais do motor em função do comprimento do cabo e do tempo de subida do pulso na saída do inversor. São propostos dois tipos de filtros a serem colocados nos terminais do motor com objetivo de redução das sobretensões. Em Jouanne *et. al.* [28] são mostradas algumas técnicas de filtragem para minimizar o efeito do comprimento dos cabos entre o motor e o inversor de frequência tipo PWM. Mokrytzki [42] faz uma explanação sobre diversos tipos de filtros para aplicações com inversores de frequência enfatizando o efeito das elevadas frequências de chaveamento e comprimento dos cabos. Também são apresentados alguns métodos de redução das harmônicas. Em Finlayson [20] é estudado o efeito do comprimento dos cabos e o cálculo dos níveis de tensão nos terminais do motor. São propostos alguns tipos de filtros com objetivo de minimização desses problemas. É visto que o uso de indutores de linha na saída do inversor sempre reduz a taxa de elevação da tensão (dv/dt) nos terminais do motor, porém dependendo das perdas no indutor e do comprimento do cabo, pode-se não obter redução dos níveis de sobretensão. A presença de sobretensões nos terminais dos motores requer uma maior rigidez dielétrica dos materiais isolantes neles utilizados. Bonnett [9] faz uma análise das propriedades elétricas dos materiais isolantes usados nos motores de indução. Verifica-se que os esforços elétricos, térmicos, mecânicos e ambientais são determinantes para a vida útil desses materiais e, conseqüentemente para a vida útil do motor. É visto que, se todos os demais fatores (esforços), forem mantidos constantes, um motor "standard" operando com fonte de potência senoidal, terá sua vida útil muito superior a de um motor idêntico operando com fonte de potência PWM. Essa redução na vida útil é atribuída ao aumento do esforço dielétrico da isolação entre espiras, entre fases e das fases para a massa do enrolamento estático. Estudos de falhas em estatores de motores de indução com rotor tipo gaiola de esquilo mostram que os pontos de maior esforço sobre a isolação geralmente ocorrem nas primeiras ou nas últimas espiras de qualquer uma das fases. Diante disso, fabricantes têm desenvolvido motores com sistema de isolação especial para aplicação com inversores de frequência. Em Stone *et. al.* [57] é analisado os riscos de falhas em estatores de motores de indução acionados por inversores de frequência. É visto que os riscos de falhas, devido aos surtos de tensão provenientes dos inversores, aumentam se os surtos têm intensidade mais elevada, se têm um tempo de subida muito pequeno (uma vez que isto

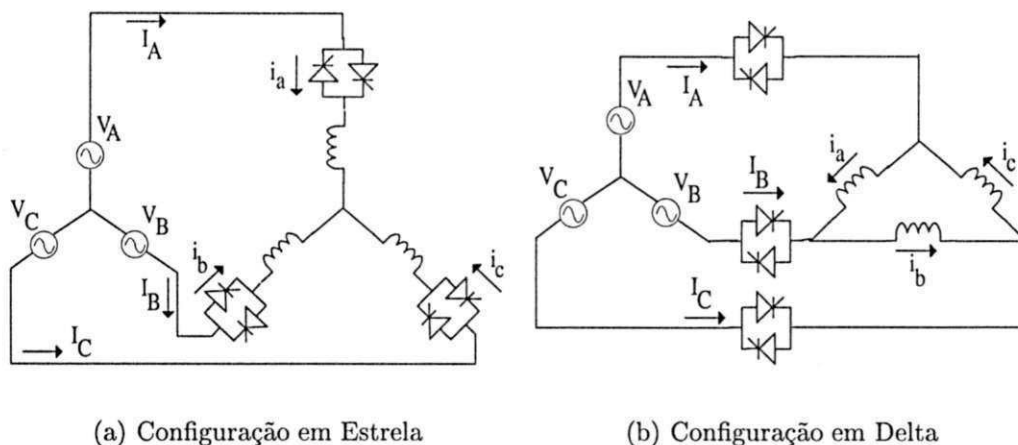
causa uma tensão maior entre espiras), e se o estator é submetido a um maior número de surtos. Em Manz [38] também é feita uma análise da qualidade do sistema de isolamento dos motores de indução para uso com inversores de frequência. Em Bonnett [8] tem-se uma análise detalhada do impacto da modulação PWM nas formas de onda de tensão nos motores de indução. São analisados pontos como: isolamento do enrolamento estatórico, efeito do comprimento do cabo entre o motor e o inversor, harmônicas de tensão e corrente, níveis de ruído e o aumento das tensões e correntes em eixos de motores. O aumento das tensões e correntes em eixos de motores pode desencadear falhas nos rolamentos e redução da vida útil dos mesmos. Investigações recentes têm mostrado que os possíveis mecanismos de danos em rolamentos de motores acionados por inversores de frequência são: as correntes induzidas (dv/dt), e a ruptura do dielétrico do filme lubrificante dos rolamentos com as correntes das descargas elétricas na máquina (EDM). Busse *et. al* [19], [15] e Macdonald e Gray [35] analisam o problema da redução da vida útil de rolamentos dos motores de indução acionados por inversores de frequência. É mostrado como se originam as tensões e correntes nos eixos dos motores e como essas correntes circulam através dos rolamentos. Em Busse *et. al* [19] é apresentado um modelo elétrico para o sistema inversor, motor e rolamentos. Em [19], [15], [35], [12] são apresentadas algumas técnicas para minimização da circulação dessas correntes nos rolamentos dos motores. Diante dos resultados dos estudos até então desenvolvidos, constata-se que a aplicação de inversores de frequência à motores de indução não constitui uma tarefa simples. O desempenho e a vida útil do sistema Inversor x Motor x Carga depende do correto dimensionamento e especificação do inversor e do motor. Porém, faltam estudos mais direcionados para a dinâmica do sistema, de forma a fornecer dados mais orientativos para fins de aplicação.

1.2.2 Chave de Partida Estática - Soft-Starter

A soft-starter é uma chave de partida a estado sólido utilizada para efetuar a partida de motores de indução de forma suave [4], [17]. Seu funcionamento é baseado no princípio de operação dos controladores de tensão CA com controle do ângulo de fase de tiristores.

Os controladores de tensão CA, através de um par de tiristores conectados em anti-paralelo entre a fonte e a carga, controlam o fluxo de potência por meio da variação do valor eficaz da tensão CA aplicada à carga [46]. Os tiristores podem ser conectados à carga de diversas formas para fins de variação da tensão eficaz. Em Nazar *et. al* [37] são apresentadas e analisadas cinco configurações de controladores de tensão CA. O estudo é direcionado para cargas balanceadas tipo RL. Os critérios de avaliação de desempenho adotados são o fator de distorção das harmônicas de corrente, o fator de potência e a

potência de entrada. O estudo mostra que as configurações mais recomendadas são as da carga conectada em estrela e em delta com um par de tiristores em anti-paralelo em série entre a fonte e a carga, figura 1.2.



(a) Configuração em Estrela

(b) Configuração em Delta

Figura 1.2: Tipos de configurações de controladores CA

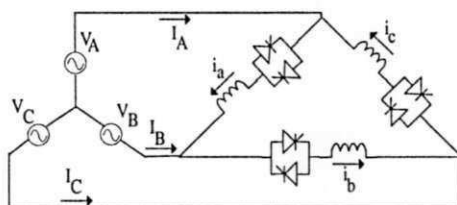


Figura 1.3: Controlador aplicado dentro da conexão em delta do motor.

Porém, para cargas que possuem os seis terminais acessíveis, a configuração recomendada é a apresentada na figura 1.3 com o sistema resultante, controlador de tensão CA + carga, conectado em delta.

Gritter *et. al.* [22] também propõe a configuração do controlador de tensão CA mostrada na figura 1.3 para o motor de indução como carga, porém faz a mesma observação quanto à necessidade de se ter os seis terminais do motor acessíveis. Uma das vantagens apresentadas nessa configuração é que a mesma possibilita o uso de componentes elétricos de menor capacidade, uma vez que a corrente de fase na carga é menor que a corrente de linha resultante. Embora apresente vantagens, essa configuração impõe limitações quanto à aplicação. Em Paice [44] tem-se um estudo de oito diferentes tipos de configurações de controladores de tensão CA aplicados à motores de indução. Embora o estudo seja voltado para fins de variação de velocidade, o princípio de funcionamento do controlador CA é o mesmo. É mostrado que, através de uma análise de desempenho e de perdas, a configuração

com o motor conectado em estrela e um par de tiristores em anti-paralelo em série entre a fonte e a carga é a mais recomendada, figura 1.2(a). Esse tipo de configuração não impõe restrições nem quanto ao tipo de motor de indução a ser utilizado nem quanto ao número de terminais acessíveis.

Em Shepherd [52] tem-se um estudo analítico, em regime permanente, de um circuito RL controlado por SCRs. De acordo com o ângulo de disparo dos tiristores são determinadas as harmônicas de corrente e de tensão. O fator de potência da corrente não senoidal é determinado através da análise da série de Fourier. É visto que a forma de onda da corrente para um circuito RL controlado por SCRs em anti-paralelo é igual a soma algébrica de uma onda senoidal com uma onda de decaimento exponencial. É constatado que, para o circuito RL, o fator de potência efetivo do sistema resultante não senoidal varia muito pouco em relação ao fator de potência da carga com o sistema nominal senoidal. Hamed [23] apresenta um método de análise e determinação do desempenho de cargas trifásicas balanceadas tipo RL, conectadas em estrela com neutro isolado, com controle de tensão por tiristores. O método desenvolvido fornece uma solução analítica para os diferentes modos de operação, os quais dependem do valor do ângulo de disparo dos tiristores. O método de Newton-Raphson é utilizado para se obter solução das equações transcendentais envolvidas, geradas em função da dependência entre o ângulo de condução, o ângulo de disparo e os parâmetros da carga. O estudo mostra que o fator de potência, com o uso dos controladores de tensão CA não é constante, mas variável com o ângulo de disparo dos tiristores. Métodos analíticos existem para cargas tipo RL estáticas, porém dificuldades são encontradas quando se deseja obter uma solução analítica tendo o motor de indução como carga [53]. Shepherd [53] apresenta um modelo matemático no domínio do tempo para o motor de indução com controle de tensão por disparo de tiristores. O modelo é desenvolvido considerando a configuração do controlador CA em série entre a fonte e o motor de indução, sendo este conectado em estrela com neutro isolado. O modelo é composto por um grupo de cinco equações diferenciais de primeira ordem com coeficientes variando periodicamente no tempo. Considerações precisam ser feitas para se obter uma solução aproximada através de métodos numéricos. Semelhante ao caso das cargas RL, é verificada a dependência entre o ângulo de condução de corrente e o ângulo de disparo dos tiristores. As formas de onda da corrente e da tensão no motor também dependem do valor do ângulo de disparo dos tiristores, e em função deste, são definidos diferentes modos de operação. Um outro modelo matemático para o motor de indução com controle de tensão por disparo de tiristores é proposto por Bedford e Vilas [5]. O estudo apresenta uma análise no domínio do tempo usando a transformação $\alpha - \beta - 0$ considerando a configuração do motor em estrela com

neutro conectado. A princípio o estudo é feito para fins de controle de velocidade do motor de indução através do controle da tensão estatórica. É verificado que o ângulo de extinção dos tiristores é função do ângulo de disparo e dos parâmetros do motor. O modelo é desenvolvido e a solução numérica apresentada para o caso específico do modo de operação 2/3. Uma solução aproximada é apresentada considerando o circuito equivalente do motor de indução em regime permanente. Em Lipo [32] tem-se um modelo matemático usando a transformação o-d-q para o motor de indução com controle de tensão por disparo simétrico de tiristores com a configuração do motor em estrela com neutro isolado. Uma solução analítica é apresentada para operação do motor de indução em regime permanente. Os possíveis estados de operação do motor conectado em estrela, bem como os diferentes modos de operação, a depender do ângulo de disparo, são estudados. As simetrias da fonte de tensão, bem como do motor de indução são consideradas como artifício para se obter redução no tempo computacional.

Estudos têm sido desenvolvidos com o objetivo de analisar o desempenho dos motores de indução com controle de tensão por SCRs. Alguns pesquisadores têm estudado a possibilidade de se obter redução no consumo de energia e melhoria da eficiência do motor através do controle da tensão de alimentação nas diversas condições de carga. Mohan [41] faz uma análise do desempenho do motor de indução com controle de tensão por SCRs enfatizando a redução da potência consumida, o fator de potência e a eficiência do motor operando com cargas reduzidas em relação a sua potência nominal. Os resultados obtidos mostram que é possível se obter economia de energia e melhorar tanto a eficiência quanto o fator de potência dos motores para operação com baixas cargas através do controle da tensão de alimentação do motor. Em Rowan e Lipo [47] tem-se uma análise quantitativa do desempenho do motor de indução com controle de tensão por tiristores. O estudo é baseado fundamentalmente na análise da eficiência do motor nas diversas condições de carga. Verifica-se que melhoria na eficiência do motor é obtida pela redução da tensão aplicada ao motor sempre que os requerimentos de conjugado de carga são menores que o nominal do motor. No estudo são analisados quatro algoritmos de controle distintos: ângulo de fator de potência constante, corrente estatórica mínima, ângulo de fator de potência mínimo e potência estatórica mínima, concluindo-se ser este o mais satisfatório. Apesar de se ter melhoria na eficiência do motor, o controle de tensão por disparo de tiristores resulta numa considerável distorção das harmônicas. Os resultados comprovam que é possível obter economia de energia pelo controle da tensão estatórica, porém é bastante difícil, a não ser nos casos em que o motor opera essencialmente, ou seja, por longo período de tempo, com carga bastante reduzida comparada a nominal. Sabendo-se que a “soft-starter”

é basicamente um controlador de tensão CA por disparo de tiristores, alguns pesquisadores têm direcionado seus estudos para análise da capacidade da soft-starter propiciar, além da partida suave, redução no consumo de energia no acionamento de motores de indução. Blaabjerg *et. al.* [6] investiga “soft-starters” de fabricantes distintos com o objetivo de averiguar a capacidade de redução do consumo de energia com o uso desses equipamentos. Testes experimentais estáticos e dinâmicos são efetuados, bem como medições para determinação da eficiência e análise das harmônicas de corrente. São analisadas as três fases de operação da “soft-starter”: a fase de partida, a fase de operação em regime permanente a tensão nominal e a fase de economia de energia, onde a tensão é reduzida dependendo da condição de carga do motor. Como resultado desse estudo constata-se que é possível obter aumento da eficiência do sistema com o uso da “soft-starter” através do ajuste da tensão fornecida ao motor, porém essa possibilidade depende da potência do motor e da carga. A redução no consumo de energia só se verifica para operação do motor com cargas bastante reduzidas e abaixo de 60% da nominal. Já em estudo mais recente, Blaabjerg *et. al.* [7] mostra que a redução no consumo de energia só é possível para condições de carga inferiores a 50% da nominal e quando essas permanecem por longo período de tempo comparado ao tempo total de operação do motor. O autores sugerem que, para cargas superiores a 50% da nominal, a “soft-starter” seja desconectada, como forma de redução de perdas nos semicondutores e eliminação das harmônicas geradas com a permanência da “soft-starter” no sistema. As pesquisas mostram que a “soft-starter”, além de efetuar uma partida suave do motor de indução, possibilita redução do consumo de energia. Porém, muitos questionamentos existem quanto a real capacidade e as limitações deste tipo de acionamento, principalmente para a partida de motores com cargas de conjugado resistente tipo constante. Esse mesmo tipo de preocupação também existe para a partida com cargas de alta inércia. Dessa forma, faz-se necessário um estudo voltado para a partida dos motores de indução acionados pela “soft-starter” nas diversas condições de carga, de forma a se obter informações mais direcionadas para o dimensionamento e especificação. Os estudos até o momento desenvolvidos não têm se preocupado com a dinâmica do motor de indução durante a partida, mas sim com a possibilidade de uso da “soft-starter” para fins de redução do consumo de energia.

Capítulo 2

Motor de Indução Trifásico

2.1 Introdução

O motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo é o mais robusto e mais comum de todos os motores elétricos atualmente empregados na indústria. Além das aplicações industriais, é intensamente utilizado nos setores rural e residencial. O mercado de aplicações do motor de indução tem aumentado significativamente com o advento dos acionamentos a estado sólido. Porém, esses acionamentos alteram as principais características de operação do motor de indução. A necessidade do estudo dessas características, por simulação, requer modelos matemáticos que reproduzam, com boa aproximação, a operação do sistema Acionamento x Motor de indução. Os acionamentos a estado sólido (“soft-starter” e inversor de frequência), possuem princípios de funcionamento distintos o que requer modelos matemáticos específicos para cada condição de operação do motor de indução. Dessa forma, este capítulo apresenta os modelos matemáticos, para o motor de indução, utilizados no estudo por simulação da operação do motor acionado pela “soft-starter” e inversor de frequência.

De um modo geral, pode-se dizer que o motor de indução consiste de um estator e de um rotor, montado sobre mancais e rolamentos, separados entre si por um “gap” de ar (entreferro). Eletromagneticamente, o estator consiste de um núcleo ferromagnético laminado com grupos de bobinas uniformemente distribuídas em suas ranhuras, onde seus eixos são defasados entre si de 120 graus elétricos, formando um sistema trifásico simétrico [51]. O rotor é cilíndrico, com núcleo em aço laminado, no qual condutores são fundidos em ranhuras curto-circuitados em cada extremidade por anéis terminais contínuos; daí o nome “gaiola de esquilo” [48]. A corrente alternada é fornecida aos enrolamentos do estator, e as correntes, nos enrolamentos do rotor, são induzidas pelas correntes do estator [49].

O motor de indução trifásico é alimentado por fonte de tensão senoidal trifásica através dos enrolamentos do estator e as correntes rotóricas surgem por indução. A resultante das fmm's criadas pelas correntes estatóricas e rotóricas cria a onda resultante de indução magnética no entreferro do motor. A interação entre a onda de fluxo e a onda de fmm do rotor dá origem ao conjugado eletromagnético [21].

2.2 Modelo dinâmico trifásico

O enrolamento estatórico (enrolamento primário) é separado do enrolamento rotórico (enrolamento secundário) por um ângulo δ_r . O enrolamento estatórico é composto, para efeito de compreensão, por três bobinas idênticas com eixos magnéticos defasados de 120° elétricos. O enrolamento rotórico gira, juntamente com o eixo, numa velocidade elétrica $\omega_r = \frac{d}{dt}\delta_r$. A velocidade mecânica, desenvolvida pelo eixo, é dada por $\omega_m = \omega_r/P$, onde P é o número de pares de pólos do motor.

Devido à construção e disposição das bobinas, o fluxo nelas criado possui distribuição senoidal a partir do seu eixo magnético. Considera-se o entreferro da máquina uniforme, de modo que o fluxo mútuo entre as bobinas de um mesmo enrolamento não dependa do ângulo δ_r .

O motor de indução trifásico pode ser representado esquematicamente na forma ilustrada na figura 2.1.

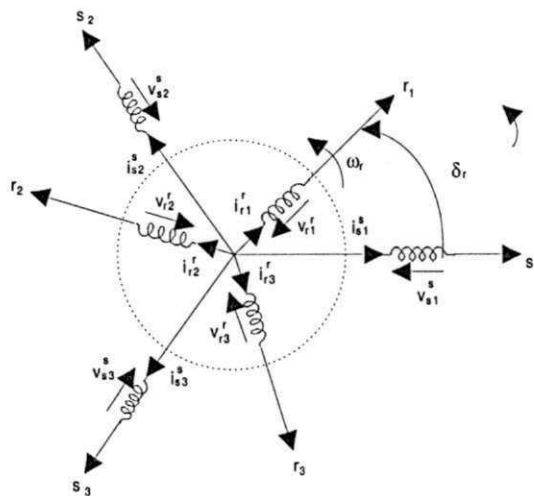


Figura 2.1: Representação esquemática do motor de indução.

Os fluxos magnéticos, estatórico e rotórico, podem ser escritos em forma matricial,

obtendo-se a seguinte representação [25]:

$$\phi_{s123} = \bar{L}_{ss}\mathbf{i}_{s123} + \bar{L}_{sr}\mathbf{i}_{r123} \quad (2.1)$$

$$\phi_{r123} = \bar{L}_{rs}\mathbf{i}_{s123} + \bar{L}_{rr}\mathbf{i}_{r123} \quad (2.2)$$

onde:

$$\phi_{s123} = [\phi_{s1} \ \phi_{s2} \ \phi_{s3}]^T \quad (2.3)$$

$$\phi_{r123} = [\phi_{r1} \ \phi_{r2} \ \phi_{r3}]^T \quad (2.4)$$

$$\mathbf{i}_{s123} = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3}]^T \quad (2.5)$$

$$\mathbf{i}_{r123} = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3}]^T \quad (2.6)$$

As matrizes indutâncias possuem as seguintes propriedades :

- \bar{L}_{ss} e \bar{L}_{rr} são matrizes simétricas
- \bar{L}_{sr} e \bar{L}_{rs} não são matrizes simétricas, mas circulantes
- $\bar{L}_{sr} = (\bar{L}_{rs})^T$

e são dadas por

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\bar{L}_{sr} = \bar{L}_m \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\bar{L}_{rs} = \bar{L}_m \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

onde, L_s , L_r - indutância própria de uma bobina do estator e do rotor, respectivamente ($L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = L_s$ e $L_{r1} = L_{r2} = L_{r3} = L_r$); M_s , M_r - indutância mútua entre duas bobinas do estator e duas bobinas do rotor respectivamente ($M_{s12} = M_{s23} = M_{s31} = M_s$ e $M_{r12} = M_{r23} = M_{r31}$).

Escrevendo o sistema de equações de forma mais compacta tem-se :

$$\bar{\phi} = \bar{L}i \quad (2.11)$$

onde

$$\bar{\phi} = [\phi_{s123} \ \phi_{r123}]^T \quad (2.12)$$

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\bar{i} = [i_{s123} \ i_{r123}]^T \quad (2.14)$$

As orientações das bobinas, por convenção, são de tal forma que uma corrente positiva cria um fluxo positivo(sentido do eixo), conforme figura 2.2.

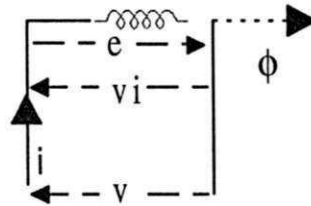


Figura 2.2: Sentido de orientação

Assim pode-se escrever

$$v_i = \frac{d}{dt}\phi \quad (2.15)$$

onde v_i é a tensão induzida nos terminais da bobina, antes da queda de tensão resistiva ($v_i = -e$, onde e é a fcm) e ϕ é o fluxo na bobina. Visto a escolha da convenção receptor tem-se :

$$v = Ri + v_i = Ri + \frac{d}{dt}\phi \quad (2.16)$$

Assim, para o motor de indução trifásico, pode-se escrever em termos das matrizes :

$$\mathbf{v}_{s123} = R_s i_{s123} + \frac{d}{dt}\phi_{s123} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{v}_{r123} = R_r i_{r123} + \frac{d}{dt}\phi_{r123} \quad (2.18)$$

onde,

$$\mathbf{v}_{s123} = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3}]^T \quad (2.19)$$

$$\mathbf{v}_{r123} = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3}]^T \quad (2.20)$$

A partir da equação matricial dos fluxos obtém-se as equações das tensões :

$$\mathbf{v}_{s123} = R_s i_{s123} + \bar{L}_{ss} \frac{d}{dt} i_{s123} + \bar{L}_{sr} \frac{d}{dt} i_{r123} + \omega_r \left[\frac{d}{d\delta_r} \bar{L}_{sr} \right] i_{r123} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{v}_{r123} = R_r i_{r123} + \bar{L}_{rr} \frac{d}{dt} i_{r123} + \bar{L}_{rs} \frac{d}{dt} i_{s123} + \omega_r \left[\frac{d}{d\delta_r} \bar{L}_{rs} \right] i_{s123} \quad (2.22)$$

onde,

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \delta_r \quad (2.23)$$

é a velocidade do rotor em rad.eletricos/s.

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

A expressão geral para a energia é dada por :

$$W = \frac{1}{2} \bar{i}^T \bar{L} \bar{i} \quad (2.26)$$

O conjugado eletromagnético é obtido diferenciando-se esta expressão em relação ao ângulo mecânico δ_m

$$C_e = \frac{dW}{d\delta_m} \quad (2.27)$$

Realizando-se algumas substituições e manipulações algébricas obtém-se expressões para o conjugado em função das correntes

$$C_e = P \bar{i}_{s123}^T \left[\frac{d}{d\delta_r} \bar{L}_{sr} \right] i_{r123} \quad (2.28)$$

$$C_e = P \bar{i}_{r123}^T \left[\frac{d}{d\delta_r} \bar{L}_{sr} \right] i_{s123} \quad (2.29)$$

2.2.1 Representação *odq* do Motor de Indução Trifásico

A representação de fluxo e tensão do motor de indução no referencial trifásico apresenta elementos senoidais que variam de acordo com a posição rotórica δ_r . O fato destas grandezas serem variáveis no tempo torna a solução analítica das equações diferenciais bastante difícil. Uma simplificação pode ser obtida definindo-se uma transformação que origina matrizes com elementos constantes. As matrizes de transformação são encontradas pela determinação dos enrolamentos nos eixos *odq* que criem a mesma indução de fluxos no entreferro que os enrolamentos originais nos eixos 123 (trifásico), conservando-se o mesmo valor de

potência elétrica do motor trifásico (versão conservativa de potência) [25]. Portanto, a representação *odq* do motor de indução trifásico pode ser vista como a substituição do motor original, figura 2.1, por um par de bobinas de eixo *d* (*sd* e *rd*), um par de bobinas de eixo *q* (*sq* e *rd*) e mais duas bobinas isoladas, ditas homopolares, índice *o* (*so* *ro*), ver figura 2.3.

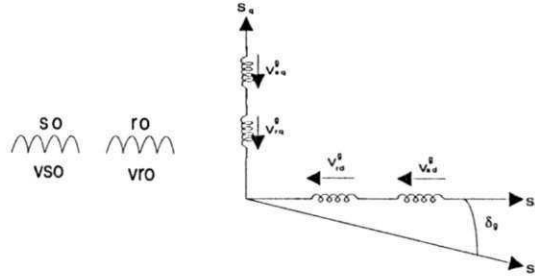


Figura 2.3: Máquina equivalente *odq*.

A transformação *odq* origina um sistema de equações não lineares com coeficientes constantes em um eixo arbitrário girando a um velocidade ω_g em relação ao referencial fixo (estator). O ângulo δ_g é o argumento da matriz de transformação $T(\delta_g)$.

A transformação é definida para as grandezas estatóricas e rotóricas por :

$$X_{odq} = T(\delta_g)^{-1} X_{123} \Leftrightarrow X_{123} = T(\delta_g) X_{odq} \quad (2.30)$$

onde X pode representar vetores tensão (v), corrente (i) ou fluxo (ϕ). Genericamente a matriz $T(\delta_g)$ é definida como

$$T(\delta_g) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Para as grandezas rotóricas é necessário substituir na expressão (2.31) o ângulo δ_g do eixo *d*, em relação ao estator fixo, pelo ângulo $(\delta_g - \delta_r)$, que é o ângulo do eixo *d* em relação ao eixo magnético da fase 1 do rotor (r_1). Dessa forma, obtém-se uma matriz de transformação para as grandezas do estator e outra matriz de transformação para as grandezas do rotor, matrizes 2.32 e 2.33, respectivamente.

$$T_s(\delta_g) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$T_r(\delta_g) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\sin(\delta_g - \delta_r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \delta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \delta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \delta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \delta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Dada as equações dos fluxos estatórico e rotórico (2.1) e (2.2) e as matrizes de transformação (2.32) e (2.33), obtém-se a representação dos fluxos estatórico e rotórico do motor em odq ,

$$\phi_{sodq}^g = \bar{L}_{ssodq} i_{sodq}^g + \bar{L}_{srodq} i_{rodq}^g \quad (2.34)$$

$$\phi_{rodq}^g = \bar{L}_{rrodq} i_{rodq}^g + \bar{L}_{rsodq} i_{sodq}^g \quad (2.35)$$

onde $\bar{L}_{ssodq} = \bar{T}_s^{-1} \bar{L}_{ss} \bar{T}_s$, $\bar{L}_{rrodq} = \bar{T}_r^{-1} \bar{L}_{rr} \bar{T}_r$, $\bar{L}_{srodq} = \bar{T}_s^{-1} \bar{L}_{sr} \bar{T}_r$, e $\bar{L}_{rsodq} = \bar{T}_r^{-1} \bar{L}_{rs} \bar{T}_s$.

As novas matrizes indutâncias em odq são dadas por :

$$\bar{L}_{ssodq} = \begin{bmatrix} l_{so} & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\bar{L}_{rrodq} = \begin{bmatrix} l_{ro} & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\bar{L}_{srodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\bar{L}_{rsodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

onde $l_{so} = L_s + 2M_s$, $l_s = L_s - M_s$, $l_m = (3/2)M_{sr}$, $l_{ro} = L_r + 2M_r$, $l_r = L_r - M_r$ são denominadas indutâncias cíclicas.

Utilizando-se as expressões das tensões estatórica e rotórica (2.17) e (2.18), e as matrizes de transformação (2.32) e (2.33), obtém-se as equações do motor em odq , dadas por,

$$\mathbf{v}_{sodq}^g = R_s \mathbf{i}_{sodq}^g + \frac{d}{dt} \phi_{sodq}^g + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \phi_{sodq}^g \quad (2.40)$$

$$\mathbf{v}_{rodq}^g = R_r \mathbf{i}_{rodq}^g + \frac{d}{dt} \phi_{rodq}^g + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rodq}^g \quad (2.41)$$

Usando-se a mesma metodologia aplicada para obtenção das equações dos fluxos e das tensões em odq , obtém-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor,

$$C_e = Pl_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.42)$$

Observa-se que as variáveis de índice o , denominadas de homopolares, são proporcionais a soma das grandezas trifásicas originais ($x_o = (1/\sqrt{3})(x_1 + x_2 + x_3)$), portanto se o motor estiver operando de forma equilibrada as componentes de índice o são nulas e o estudo do motor se reduz ao estudo das componentes de índices d e q , reduzindo-se o motor a uma máquina bifásica equivalente, ver figura 2.4. Análise similar é válida para a configuração do motor em estrela com neutro isolado.

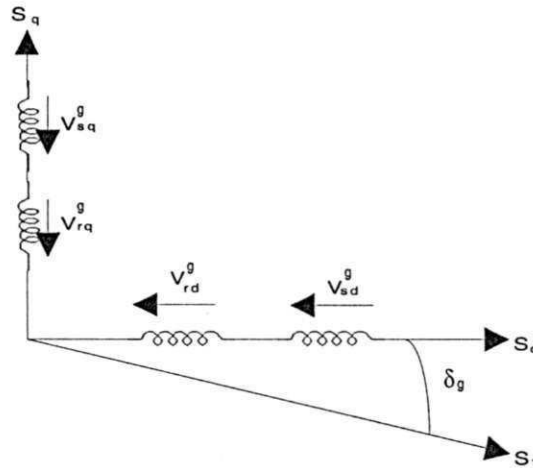


Figura 2.4: Máquina equivalente bifásica dq.

Considerando o motor de indução no modelo bifásico equivalente, representado pelo diagrama vetorial instantâneo da figura 2.5, identifica-se os vetores tensão estatórica ($\mathbf{V}_s^s = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$), corrente estatórica ($\mathbf{i}_s^s = i_{sd}^s + ji_{sq}^s$), fluxo estatórico ($\phi_s^s = \phi_{sd}^s + \phi_{sq}^s$) e fluxo rotórico ($\phi_r^s = \phi_{rd}^s + \phi_{rq}^s$) do motor, vistos do referencial estatórico (fase s_1). Também, neste diagrama, estão indicados o eixo magnético rotórico (fase r_1) e os eixos dq .

É possível dividir o modelo do motor em partes elétrica, equações (2.43),(2.44),(2.45),(2.46), e mecânica, equações (2.50),(2.51), uma vez que a evolução dinâmica da velocidade é bem mais lenta que a evolução das variáveis elétricas. Este desacoplamento permite representar o motor por meio de um modelo elétrico linear variante no tempo, onde a velocidade ω_r comporta-se como um parâmetro variável.

Equações elétricas do motor de indução no modelo bifásico equivalente no referencial genérico:

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d}{dt} \phi_s^g + j\omega_g \phi_s^g \quad (2.43)$$

$$\mathbf{v}_r^g = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d}{dt} \phi_r^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2.44)$$

$$\phi_s^g = l_s \mathbf{i}_s^g + l_m \mathbf{i}_r^g \quad (2.45)$$

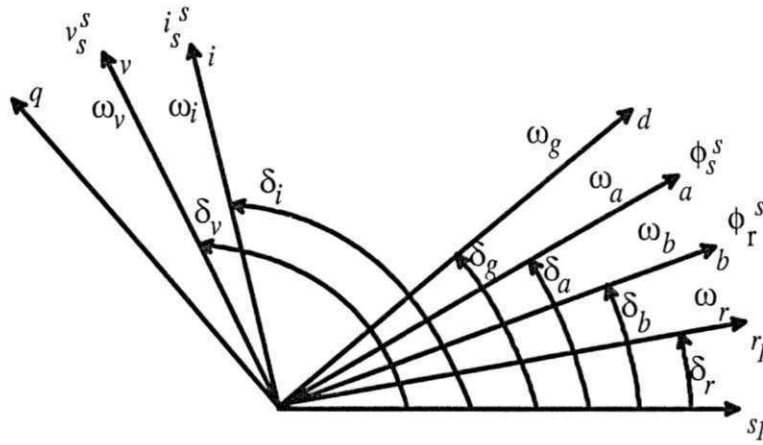


Figura 2.5: Diagrama vetorial

$$\phi_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (2.46)$$

Equações mecânicas :

$$C_e = P i_s \phi_s \sin(\delta_i - \delta_a) \quad (2.47)$$

$$C_e = P \frac{l_m}{l_r} i_s \phi_r \sin(\delta_i - \delta_a) \quad (2.48)$$

$$C_e = P (i_{sq}^s \phi_{sd}^s - i_{sd}^s \phi_{sq}^s) \quad (2.49)$$

$$P(C_e - C_c) = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + F_a \omega_r \quad (2.50)$$

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \delta_r \quad (2.51)$$

Efetivando-se as transformações adequadas, obtém-se as expressões de corrente estatórica e rotórica no referencial genérico,

$$i_s^g = \frac{\phi_s^g}{\sigma l_s} - \frac{l_m \phi_r^g}{\sigma l_s l_r} \quad (2.52)$$

$$i_r^g = \frac{\phi_r^g}{\sigma l_r} - \frac{l_m \phi_s^g}{\sigma l_s l_r} \quad (2.53)$$

onde, $(\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r})$ é o coeficiente de dispersão.

Para o motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo, tem-se que $v_r^g = 0$. Substituindo-se as equações (2.52) e (2.53) em (2.43) e (2.44) obtém-se o modelo dinâmico contínuo do motor de indução na forma de equações diferenciais ordinárias relacionando os fluxos com as tensões,

$$v_s^g = \frac{r_s}{\sigma l_s} \phi_s^g + \frac{d}{dt} \phi_s^g + j \omega_g \phi_s^g - \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \phi_r^g \quad (2.54)$$

$$0 = \frac{r_r}{\sigma l_r} \phi_r^g + \frac{d}{dt} \phi_r^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g - \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} \phi_s^g \quad (2.55)$$

Separando em partes real e imaginária, referencial dq , as equações (2.54) e (2.55) do sistema elétrico, obtém-se o modelo fluxo/fluxo:

$$\frac{d}{dt}\phi_{sd}^g = v_{sd}^g - \frac{r_s}{\sigma l_s}\phi_{sd}^g + \omega_g\phi_{sq}^g + \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r}\phi_{rd}^g \quad (2.56)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{sq}^g = v_{sq}^g - \frac{r_s}{\sigma l_s}\phi_{sq}^g - \omega_g\phi_{sd}^g + \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r}\phi_{rq}^g \quad (2.57)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{rd}^g = -\frac{r_r}{\sigma l_r}\phi_{rd}^g + \omega_{gr}\phi_{rq}^g + \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r}\phi_{sd}^g \quad (2.58)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{rq}^g = -\frac{r_r}{\sigma l_r}\phi_{rq}^g - \omega_{gr}\phi_{rd}^g + \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r}\phi_{sq}^g \quad (2.59)$$

onde, $(\omega_{gr} = \omega_g - \omega_r)$ é o escorregamento dependente do referencial escolhido para implementação do modelo.

Pode-se contudo, obter um modelo que relacione a corrente estatórica com o fluxo rotórico. A partir da expressão (2.46) que relaciona a corrente estatórica, corrente rotórica e fluxo rotórico,

$$\mathbf{i}_r^g = \frac{\phi_r^g - l_m \mathbf{i}_s^g}{l_r} \quad (2.60)$$

e substituindo-se em (2.45), obtém-se

$$\phi_s^g = \sigma l_s \mathbf{i}_s^g + \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \quad (2.61)$$

substituindo (2.53) em (2.44), resulta,

$$\frac{d}{dt}\phi_r^g = -\frac{r_r}{l_r}\phi_r^g + \frac{r_r l_m}{l_r}\mathbf{i}_s^g - j\omega_{gr}\phi_r^g \quad (2.62)$$

Compondo as equações (2.60) e (2.61) juntamente com (2.43) e (2.44) obtém-se a expressão de tensão estatórica, no referencial genérico, relacionando corrente estatórica e fluxo rotórico,

$$\mathbf{v}_s^g = \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) \mathbf{i}_s^g + \sigma l_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^g + j\omega_g \sigma l_s \mathbf{i}_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \quad (2.63)$$

onde $\tau_r = l_r/r_r$ é a constante de tempo rotórica.

Isolando o termo da derivada de corrente, tem-se

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^g = \frac{1}{\sigma l_s} \left[\mathbf{v}_s^g - \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) \mathbf{i}_s^g - j\omega_g \sigma l_s \mathbf{i}_s^g - \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \right] \quad (2.64)$$

Decompondo as expressões (2.62) e (2.64) do sistema elétrico em partes real e imaginária (eixos dq) obtém-se o modelo corrente/fluxo,

$$\frac{d}{dt} i_{sd}^g = \frac{1}{\sigma l_s} \left[v_{sd}^g - \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) i_{sd}^g + \omega_g \sigma l_s i_{sq}^g + \omega_r \frac{l_m}{l_r} \phi_{rq}^g + \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} \phi_{rd}^g \right] \quad (2.65)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq}^g = \frac{1}{\sigma l_s} \left[v_{sq}^g - \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) i_{sq}^g + \omega_g \sigma l_s i_{sd}^g + \omega_r \frac{l_m}{l_r} \phi_{rd}^g + \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} \phi_{rq}^g \right] \quad (2.66)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{rd}^g = \frac{r_r l_m}{l_r} i_{sd}^g - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rd}^g + \omega_{gr} \phi_{rq}^g \quad (2.67)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{rq}^g = \frac{r_r l_m}{l_r} i_{sq}^g - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rq}^g + \omega_{gr} \phi_{rd}^g \quad (2.68)$$

Reescrevendo as expressões do sistema mecânico do motor, equações (2.50) e (2.51), tem-se

$$\frac{d}{dt}\omega_r = -\frac{F_a}{J_m}\omega_r + \frac{P}{J_m}(C_e - C_c) \quad (2.69)$$

$$\frac{d}{dt}\delta_r = \omega_r \quad (2.70)$$

Modelos do Motor de Indução, em dq , para diferentes condições de operação

O estudo por simulação da operação do motor de indução acionado pela “soft-starter” e inversor de frequência requer modelos matemáticos específicos para cada condição de operação imposta pelo tipo de acionamento. Dessa forma, considerando a configuração do motor de indução em estrela com o neutro isolado, são apresentados os modelos matemáticos em dq deduzidos a partir das condições de contorno inerentes a cada condição de operação do motor de indução.

Para dedução e apresentação dos modelos são feitas as seguintes considerações:

- O referencial dos eixos dq é o estático : $g = s$, $\omega_g = 0$.
- A fonte de potência pode ser considerada como um grupo de tensões trifásicas senoidais balanceadas com a impedância da fonte nula.
- O motor de indução é uma máquina idealizada na qual os enrolamentos do estator e do rotor são distribuídos de forma a produzir uma onda de FMM senoidal no espaço quando correntes balanceadas fluem nos circuitos do estator e do rotor.
- Todos os parâmetros do motor são constantes e a saturação do circuito magnético é omitida.
- Para simplificação da simbologia, todas as variáveis no referencial estático ($g = s \implies x^g = x^s$), serão representadas simplesmente por x .
- Na figura 2.6 tem-se: $I_{s1} = i_{as}$, $I_{s2} = i_{bs}$, $I_{s3} = i_{cs}$

Durante a operação do motor de indução diferentes estados de operação podem ocorrer, a depender da condição do sistema entre a fonte de alimentação e o motor de indução. De acordo com a figura 2.6 verifica-se que existem apenas cinco estados de operação possíveis para o motor de indução conectado em estrela [32] :

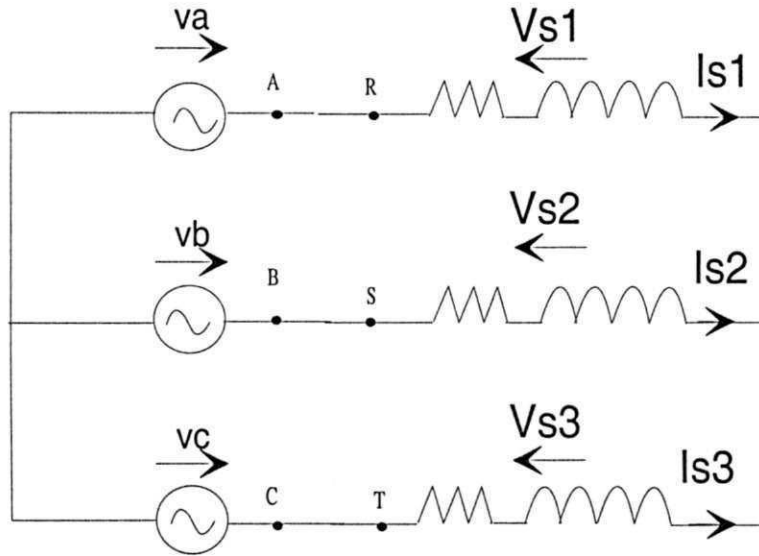


Figura 2.6: Fonte de tensão trifásica conectada ao motor de indução em estrela com neutro isolado

- (1) Todas as três fases conectadas a fonte de tensão : i_{as} , i_{bs} , e i_{cs} são diferentes de zero.
- (2) A fase as desconectada da fonte de tensão : $i_{as} = 0$.
- (3) A fase bs desconectada da fonte de tensão : $i_{bs} = 0$.
- (4) A fase cs desconectada da fonte de tensão : $i_{cs} = 0$.
- (5) As três fases desconectadas das fontes de tensão : $i_{as} = i_{bs} = i_{cs} = 0$.

Considerando os eixos odq no referencial estático, obtém-se o seguinte modelo do motor de indução :

Equações elétricas,

$$\phi_{sodq} = \bar{L}_{ssodq} \mathbf{i}_{sodq} + \bar{L}_{srodq} \mathbf{i}_{rodq} \quad (2.71)$$

$$\phi_{rodq} = \bar{L}_{rrodq} \mathbf{i}_{rodq} + \bar{L}_{rsodq} \mathbf{i}_{sodq} \quad (2.72)$$

$$\mathbf{v}_{sodq} = R_s \mathbf{i}_{sodq} + \frac{d}{dt} \phi_{sodq} \quad (2.73)$$

$$\mathbf{v}_{rodq} = R_r \mathbf{i}_{rodq} + \frac{d}{dt} \phi_{rodq} - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rodq} \quad (2.74)$$

Equações mecânicas,

$$C_e = Pl_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (2.75)$$

$$P(C_e - C_c) = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + F_a \omega_r \quad (2.76)$$

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \delta_r \quad (2.77)$$

Modelo do Motor de Indução para as três fases conectadas a fonte de tensão-Estado (1) Desde que a configuração do motor de indução é em estrela com neutro isolado, pode-se representá-lo simplesmente pelo modelo bifásico equivalente, já que as componentes homopolares são nulas. Dessa forma, obtém-se o seguinte modelo,

$$\phi_{sd} = l_s i_{sd} + l_m i_{rd} \quad (2.78)$$

$$\phi_{sq} = l_s i_{sq} + l_m i_{rq} \quad (2.79)$$

$$\phi_{rd} = l_r i_{rd} + l_m i_{sd} \quad (2.80)$$

$$\phi_{rq} = l_r i_{rq} + l_m i_{sq} \quad (2.81)$$

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} \quad (2.82)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} \quad (2.83)$$

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} + \omega_r \phi_{rq} \quad (2.84)$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} - \omega_r \phi_{rd} \quad (2.85)$$

$$C_e = Pl_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (2.86)$$

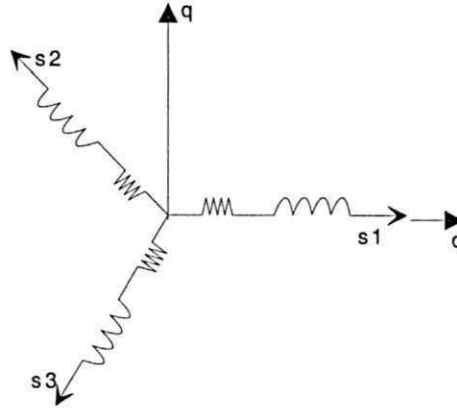
$$P(C_e - C_c) = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + F_a \omega_r \quad (2.87)$$

Utilizando as matrizes de transformação (2.32) e (2.33) com $\delta_g = 0$, obtém-se os valores das correntes primitivas em 123,

$$i_{s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sd} \quad (2.88)$$

$$i_{s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{i_{sd}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sq} \right) \quad (2.89)$$

$$i_{s3} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{i_{sd}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sq} \right) \quad (2.90)$$


 Figura 2.7: Eixo d alinhado segundo a fase $s1$ do estator.

Modelo do motor de indução para a fase as ($s1$) desconectada da fonte de tensão- Estado (2) Considerando o eixo d alinhado com a fase $s1$, figura 2.7, e esta desconectada da fonte de tensão, tem-se que

$$i_{s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sd} = 0 \implies i_{sd} = 0 \quad (2.91)$$

$$i_{s2} = \frac{\sqrt{2}}{2} i_{sq} \quad (2.92)$$

$$i_{s3} = -\frac{\sqrt{2}}{2} i_{sq} \quad (2.93)$$

e o modelo obtido é dado por,

$$\phi_{sd} = l_m i_{rd} \quad (2.94)$$

$$\phi_{sq} = l_s i_{sq} + l_m i_{rq} \quad (2.95)$$

$$\phi_{rd} = l_r i_{rd} \quad (2.96)$$

$$\phi_{rq} = l_r i_{rq} + l_m i_{sq} \quad (2.97)$$

$$v_{sd} = \frac{d}{dt} \phi_{sd} \quad (2.98)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} \quad (2.99)$$

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} + \omega_r \phi_{rq} \quad (2.100)$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} - \omega_r \phi_{rd} \quad (2.101)$$

Substituindo as expressões dos fluxos estático e rotórico (2.94),(2.95),(2.96),(2.97) nas equações das tensões (2.98),(2.99),(2.100),(2.101), obtém-se a seguinte representação em espaço de estados do modelo do motor de indução no referencial estático.

A representação do motor em espaço de estados, no referencial estatórico, é dada por,

$$\frac{d}{dt}x(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.102)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2.103)$$

onde os estados são as corrente,

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{sq} & i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix}^T \quad (2.104)$$

A entrada é dada por,

$$u(t) = [v_{sq}] \quad (2.105)$$

e as matrizes do sistema são,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{l_r r_s}{l_s l_r - l_m^2} & -\frac{l_m r_r \omega_r}{l_s l_r - l_m^2} & \frac{l_m r_r}{l_s l_r - l_m^2} \\ -\frac{l_m \omega_r}{l_r} & -\frac{r_r}{l_r} & -\omega_r l_r \\ \frac{l_m r_s}{l_s l_r - l_m^2} & \frac{l_s l_r \omega_r}{l_s l_r - l_m^2} & -\frac{l_s r_r}{l_s l_r - l_m^2} \end{bmatrix} \quad (2.106)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{l_r}{l_s l_r - l_m^2} \\ 0 \\ -\frac{l_m}{l_s l_r - l_m^2} \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.108)$$

Verifica-se que com a abertura da fase $s1$ tem-se uma tensão resultante nos terminais da máquina, na fase aberta, dada por,

$$v_{sd} = l_m \frac{d}{dt} i_{rd} \quad (2.109)$$

Fazendo algumas manipulações algébricas, obtém-se

$$v_{sd} = -\frac{l_m}{l_r} (\omega_r l_m i_{sq} + r_r i_{rd} + \omega_r i_{rq} l_r) \quad (2.110)$$

Modelo do motor de indução para a fase bs ($s2$) desconectada da fonte de tensão- Estado (3) Como artifício para simplificação do modelo matemático do motor de indução com a fase $s2$ aberta, pode-se efetuar uma rotação de $+120^\circ$ nos eixos dq , fazendo-se com que o eixo d (d_2) fique alinhado com a fase $s2$, como mostrado na figura 2.8.

Considerando-se a rotação nos eixos, o modelo resultante para a abertura da fase $s2$ passa a ser o mesmo apresentado para a abertura na fase $s1$, porém com as seguintes considerações:

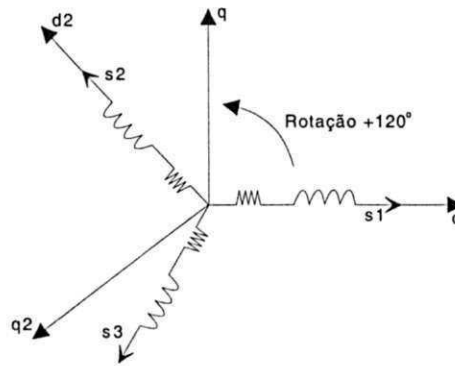


Figura 2.8: Eixo d alinhado segundo a fase s2 do estator.

- A corrente na fase s2 é zero : $i_{s2} = 0$.
- As correntes no novo referencial dq (d_2q_2) são dadas por

$$i_{sd_2} = i_{sd} + i_{sq} \quad (2.111)$$

$$i_{sq_2} = i_{sd} + i_{sq} \quad (2.112)$$

$$i_{rd_2} = i_{rd} + i_{rq} \quad (2.113)$$

$$i_{rq_2} = i_{rd} + i_{rq} \quad (2.114)$$

$$i_{sd_2} = i_{sd} \cos(120^0) + i_{sq} \cos(30^0) \quad (2.115)$$

$$i_{sq_2} = i_{sd} \cos(210^0) + i_{sq} \cos(120^0) \quad (2.116)$$

$$i_{rd_2} = i_{rd} \cos(120^0) + i_{rq} \cos(30^0) \quad (2.117)$$

$$i_{rq_2} = i_{rd} \cos(210^0) + i_{rq} \cos(120^0) \quad (2.118)$$

- As tensões consideradas nas fases após a rotação são,

$$v_{s2} = v_{s3} \quad (2.119)$$

$$v_{s3} = v_{s1} \quad (2.120)$$

Modelo do motor de indução para a fase cs (s3) desconectada da fonte de alimentação-Estado (4) O mesmo procedimento utilizado para a abertura na fase bs (s2) é adotado para a abertura na fase cs, porém é adotado o ângulo de rotação de +240°, ver figura 2.9. O modelo para a abertura na fase s3 é o mesmo empregado para a fase s1, porém com as seguintes considerações:

- A corrente na fase s3 é zero : $i_{s3} = 0$.

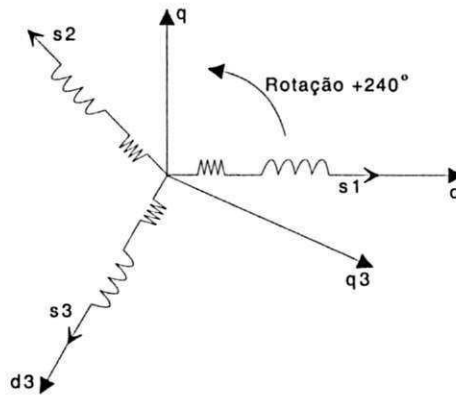


Figura 2.9: Eixo d alinhado segundo a fase s3 do estator.

- As correntes no novo referencial dq (d_3q_3) são dadas por

$$\mathbf{i}_{sd_3} = \mathbf{i}_{sd} + \mathbf{i}_{sq} \quad (2.121)$$

$$\mathbf{i}_{sq_3} = \mathbf{i}_{sd} + \mathbf{i}_{sq} \quad (2.122)$$

$$\mathbf{i}_{rd_3} = \mathbf{i}_{rd} + \mathbf{i}_{rq} \quad (2.123)$$

$$\mathbf{i}_{rq_3} = \mathbf{i}_{rd} + \mathbf{i}_{rq} \quad (2.124)$$

$$i_{sd_3} = i_{sd} \cos(120^\circ) + i_{sq} \cos(150^\circ) \quad (2.125)$$

$$i_{sq_3} = i_{sd} \cos(30^\circ) + i_{sq} \cos(120^\circ) \quad (2.126)$$

$$i_{rd_3} = i_{rd} \cos(120^\circ) + i_{rq} \cos(150^\circ) \quad (2.127)$$

$$i_{rq_3} = i_{rd} \cos(30^\circ) + i_{rq} \cos(120^\circ) \quad (2.128)$$

- As tensões consideradas nas fases após a rotação são,

$$v_{s2} = v_{s1} \quad (2.129)$$

$$v_{s3} = v_{s2} \quad (2.130)$$

Modelo do motor para as três fases desconectadas da fonte de alimentação-
Estado (5) Para as três fases desconectadas da fonte de alimentação tem-se que,

$$i_{s1} = 0 \quad (2.131)$$

$$i_{s2} = 0 \quad (2.132)$$

$$i_{s3} = 0 \quad (2.133)$$

Uma vez que as variáveis em dq são função das variáveis primitivas em 123, obtém-se

$$i_{sd} = 0 \quad (2.134)$$

$$i_{sq} = 0 \quad (2.135)$$

Nesta condição, as equações elétricas do motor são,

$$\phi_{sd} = l_m i_{rd} \quad (2.136)$$

$$\phi_{sq} = l_m i_{rq} \quad (2.137)$$

$$\phi_{rd} = l_r i_{rd} \quad (2.138)$$

$$\phi_{rq} = l_r i_{rq} \quad (2.139)$$

$$v_{sd} = l_m \frac{d}{dt} i_{rd} \quad (2.140)$$

$$v_{sq} = l_m \frac{d}{dt} i_{rq} \quad (2.141)$$

$$\frac{d}{dt} i_{rd} = \frac{1}{l_r} (-r_r i_{rd} - \omega_r l_r i_{rq}) \quad (2.142)$$

$$\frac{d}{dt} i_{rq} = \frac{1}{l_r} (-r_r i_{rq} + \omega_r l_r i_{rd}) \quad (2.143)$$

Considerações :

- Na dedução do modelo para as três fases desconectadas da fonte de alimentação considera-se que o motor estava operando, antes da abertura da segunda fase, apenas com duas fases conectadas a fonte de alimentação.

O “Estado (1)” é a condição de operação do motor de indução mais comum e que ocorre tanto para operação do motor com “soft-starter” como com o inversor de frequência. Porém, os “Estados (2), (3), (4) e (5)” só ocorrem na operação do motor acionado pela “soft-starter”. Os “Estados (1), (2), (3) e (4)” ocorrem para operação do motor com a “soft-starter” no modo 2/3 e os “Estados (2), (3) e (4)” ocorrem para operação do motor com a “soft-starter” no modo 0/2. Os modos de operação 2/3 e 0/2 são explicados no Capítulo 3.

Capítulo 3

Chave de Partida Estática

3.1 Introdução

A chave de partida estática ou “soft-starter” é um equipamento a estado sólido utilizado para efetuar a partida de motores elétricos de indução, de forma suave, através da aplicação de tensão reduzida controlada. A tensão é controlada através do ajuste do ângulo de disparo de tiristores (SCR's), usando o princípio de funcionamento dos controladores de tensão CA. O controle é efetuado sobre a tensão da fonte de alimentação, de modo que obtém-se variação e controle do valor de tensão RMS fornecida ao motor. Neste tipo de controle a frequência da tensão fornecida ao motor é mantida constante no valor da frequência da fonte de alimentação. O diagrama de blocos apresentado na figura 3.1 representa uma configuração típica da “soft-starter”. O controle de tensão é efetuado através do módulo de conversão CA/CA. O módulo de conversão CA/CA é composto por tiristores ligados em anti-paralelo e em série em cada fase entre a fonte de alimentação e a carga.

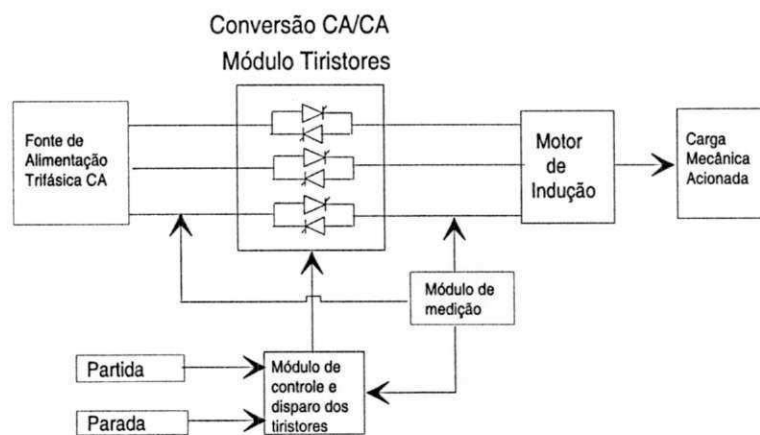


Figura 3.1: Diagrama de Blocos da Soft-Starter

Os circuitos de controle eletrônicos controlam a tensão aplicada aos terminais do motor. Pelo ajuste correto do ângulo de disparo dos tiristores, o conjugado desenvolvido pelo motor e a corrente são ajustados às necessidades da carga mecânica acionada, figura 3.1. A tensão é aplicada ao motor de indução de forma suave, de acordo com um perfil de tensão RMS de partida semelhante ao apresentado na figura 3.2. A “soft-starter”, além de efetuar uma partida suave, usa o mesmo princípio de funcionamento para desaceleração e parada do motor de indução, figura 3.3.

A figura 3.2 justifica a denominação “partida suave”. Verifica-se que, a partir da tensão inicial V_p , a amplitude da tensão cresce progressivamente, sem degraus de tensão, possibilitando uma partida sem variações bruscas de corrente e conjugado.

As fases de operação da “soft-starter” são divididas em: fase de partida, fase de operação em regime permanente a tensão nominal, fase de economia de energia e fase de desaceleração e parada. A fase de maior relevância é a de partida, pois em função da redução da tensão aplicada aos terminais do motor, tem-se alteração de suas principais características de operação (Conjugado x Rotação e Corrente x Rotação).

3.2 Fases de Operação da Soft-Starter

3.2.1 Fase de partida

A partida do motor de indução é efetuada de forma suave, a partir de uma tensão RMS inicial V_p até a tensão nominal, conforme mostrado na figura 3.2.

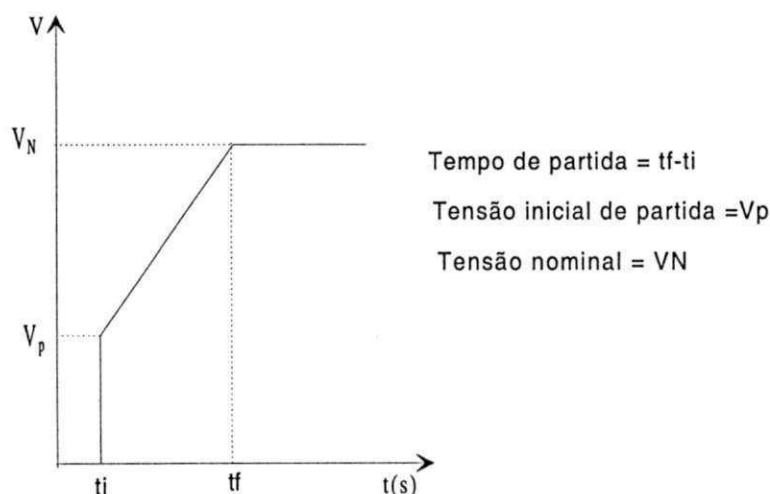


Figura 3.2: Perfil da tensão RMS fornecida ao motor durante a partida

A rampa de aceleração, ou tempo de partida, é selecionada pelo usuário de acordo com a

necessidade do sistema Motor x Carga mecânica acionada. A tensão de pedestal V_p , figura 3.2, tem o objetivo de alimentar o motor de indução apenas com o valor de tensão necessário para que o seu eixo comece a girar, de forma que a corrente de partida seja sempre a menor possível. Com a tensão inicial V_p o motor deve desenvolver um conjugado eletromagnético capaz de vencer a inércia total do sistema e o conjugado resistente da carga. A partir da tensão inicial V_p a tensão RMS fornecida aos terminais do motor é incrementada de forma suave na forma de rampa, sem degraus de tensão, como a maioria dos acionamentos convencionais. A aplicação da tensão RMS, na forma de rampa, possibilita uma redução nos valores de conjugado eletromagnético e corrente de partida. Com a limitação do conjugado de aceleração, praticamente eliminam-se os impactos mecânicos, proporcionando um menor desgaste das partes mecânicas e elétricas do sistema, figura 1.1, [31]. Essa é a fase de maior importância da “soft-starter” e a que requer uma análise minuciosa para o seu dimensionamento, especificação e aplicação.

3.2.2 Fase de operação em regime permanente a tensão nominal

Esta fase compreende o final da rampa de aceleração, onde o motor já está operando à tensão e velocidade nominais. Nesta fase, em algumas aplicações, a “soft-starter” pode ser desconectada do sistema como forma de redução das perdas nos tiristores. Nessa forma de operação o motor passa a ser alimentado diretamente pela fonte de alimentação através de contactores e relés de proteção.

3.2.3 Fase de economia de energia

Quando o motor de indução é alimentado com uma tensão constante, o fluxo magnético é fixado pela fonte de alimentação. À rotação nominal, o campo consumirá uma quantidade de energia fixa, independente do conjugado exigido pela carga. A energia requerida para suprir o conjugado resistente é determinada pela demanda da carga. Havendo redução de carga, abaixo da condição de carga nominal, a energia consumida, devido ao fluxo magnético do campo do estator, permanece inalterada. Como consequência, o rendimento do motor diminui à medida que a carga decresce.

A fase de economia de energia altera as condições de operação do motor de indução através da redução da tensão aplicada aos terminais do motor, de modo que a energia necessária para suprir o campo magnético seja proporcional à demanda da carga. A redução de tensão significa uma redução de energia requerida pelo campo, de forma que se obtém uma melhoria na eficiência do motor, [41], [47], [6], [7].

3.2.4 Fase de desaceleração e parada do motor de indução

A partir de uma tensão inicial de desaceleração V_t (tensão de nível ajustável), tensão esta sob a qual se inicia a redução na velocidade do motor, a tensão aplicada ao motor é reduzida segundo um perfil de rampa, conforme mostrado na figura 3.3. O motor desacelera até o instante em que o eixo pára de girar (tensão nos terminais do motor igual a V_z), e o motor é desenergizado. Essa possibilidade de desaceleração suave é de grande importância para aplicação em cargas tipo bombas centrífugas. A utilização da soft-starter em bombas centrífugas evita desgaste prematuro da bomba e das paredes da tubulação hidráulica decorrentes do “Golpe de Aríete”. O Golpe de Aríete é a variação de pressão que ocorre nas tubulações quando as condições de escoamento são alteradas. Entre outros fatores, isso ocorre com o desligamento de um motor que alimenta uma bomba centrífuga [27].

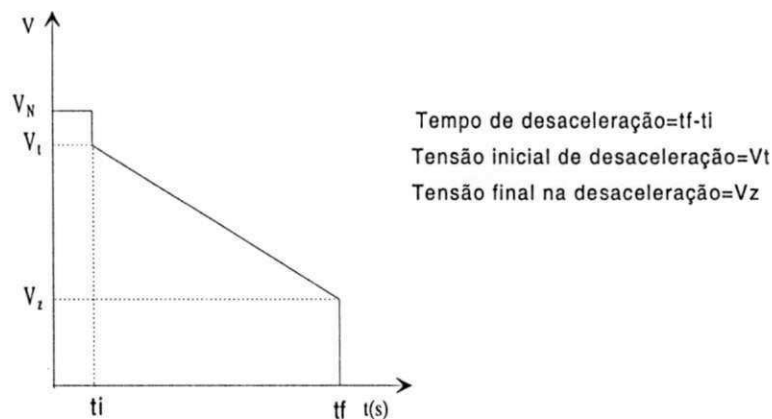


Figura 3.3: Perfil da tensão RMS fornecida ao motor durante a desaceleração

3.3 Operação com Tensão Reduzida

Para compreensão da importância da fase de partida da “soft-starter”, quando da sua especificação e aplicação, é necessário entender como a aplicação da tensão reduzida aos terminais do motor de indução altera as suas características de operação. Uma análise simplificada pode ser obtida a partir do circuito equivalente do motor de indução em regime permanente, Apêndice B, figura B.8. A partir deste, obtém-se o circuito equivalente simplificado pela aplicação do Teorema de Thevenin, mostrado na figura 3.4.

Onde

$$\hat{V}_{1a} = \hat{V}_1 \frac{jX_m}{R_1 + jX_{11}} \quad (3.1)$$

$$X_{11} = X_1 + X_m \quad (3.2)$$

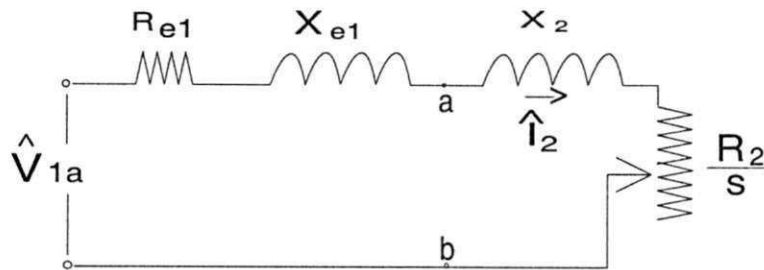


Figura 3.4: Circuito equivalente do motor de indução simplificado pela aplicação do Teorema de Thevenin

$$R_{e1} + jX_{e1} = (R_1 + jX_1) \text{ em paralelo com } jX_m \quad (3.3)$$

e \hat{V}_1 é a tensão nominal de fase da fonte de alimentação

Utilizando-se o circuito equivalente de Thevenin obtém-se a expressão do conjugado eletromagnético dado por [3],

$$T = \frac{1}{\omega_s} \frac{3V_{1a}^2(R_2/s)}{(R_{e1} + R_2/s)^2 + (X_{e1} + X_2)^2} \quad (3.4)$$

Na expressão (3.4) verifica-se que o conjugado eletromagnético é proporcional ao quadrado da tensão RMS aplicada aos terminais do motor. Isto significa que uma redução no valor da tensão de alimentação de, por exemplo 50% da tensão nominal, representa, mantendo-se os demais parâmetros da expressão 3.4 constantes, um conjugado resultante de 25% do valor do conjugado à tensão nominal. Dessa forma, o valor do conjugado de partida é alterado. De forma semelhante, tem-se alteração no valor da corrente do motor, uma vez que esta é proporcional a tensão aplicada aos seus terminais. Desde que, com a aplicação da tensão reduzida, tem-se redução do valor do conjugado eletromagnético, o conhecimento do conjugado resistente de carga e das exigências de partida do sistema, bem como da dinâmica do motor de indução são fundamentais para o dimensionamento, especificação e aplicação da “soft-starter”.

3.4 Controle do Ângulo de Fase - Carga RL

O controlador de tensão CA, através de um par de tiristores conectados em anti-paralelo entre a fonte e a carga, controla o fluxo de potência por meio da variação do valor eficaz da tensão CA aplicada à carga [46]. O seu funcionamento fundamenta-se no controle do ângulo de fase dos tiristores e tem como princípio de operação a variação do valor eficaz da tensão aplicado a carga através do atraso do ângulo de disparo de tiristores. Na figura 3.5

é apresentado um diagrama simplificado do controlador de tensão CA. A tensão fornecida à carga $V_c(\omega t)$ é ajustável através do controle do ângulo de disparo dos tiristores.

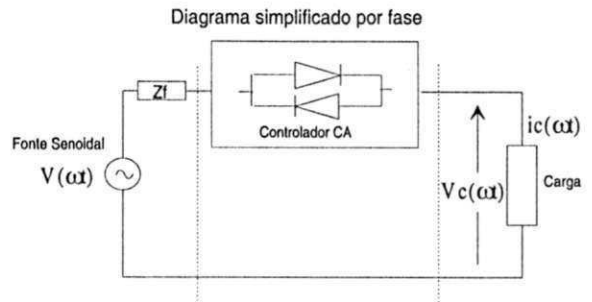


Figura 3.5: Controle de Fase

O controlador de tensão CA utilizado na “soft-starter” é do tipo trifásico com a carga conectada em estrela com o neutro isolado. A configuração do motor de indução com os terminais conectados em estrela (Y) e com o neutro isolado é a mais comumente utilizada em instalações industriais. Na figura 3.6 tem-se o diagrama simplificado do controlador CA trifásico.

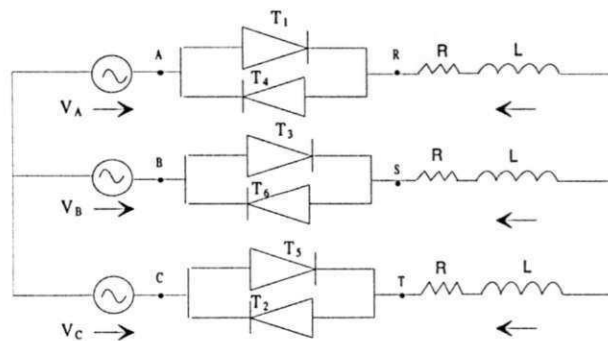


Figura 3.6: Controlador de tensão CA trifásico

Na figura 3.6 tem-se uma carga RL conectada em estrela, com neutro isolado, e um par de tiristores em anti-paralelo por fase entre a fonte de alimentação e a carga.

3.4.1 Funcionamento do controlador de tensão CA trifásico

A figura 3.6 mostra a configuração básica do controlador de tensão CA. Apesar da simplicidade do esquema, a solução analítica e uma análise do desempenho em regime permanente são extremamente complexas devido as dificuldades em se estabelecer as condições iniciais ou de contorno apropriadas e necessárias para gerar uma solução [32]. As equações resultantes do sistema Controlador +Carga (Carga RL ou motor de indução), são de difícil

solução em função da forte dependência entre as variáveis envolvidas. Para melhor compreensão do funcionamento do controlador algumas variáveis precisam ser identificadas. Na figura 3.7 tem-se a curva da tensão da fonte na fase A e a correspondente corrente de fase I_A , bem como a identificação dos ângulos envolvidos no controle do ângulo de fase.

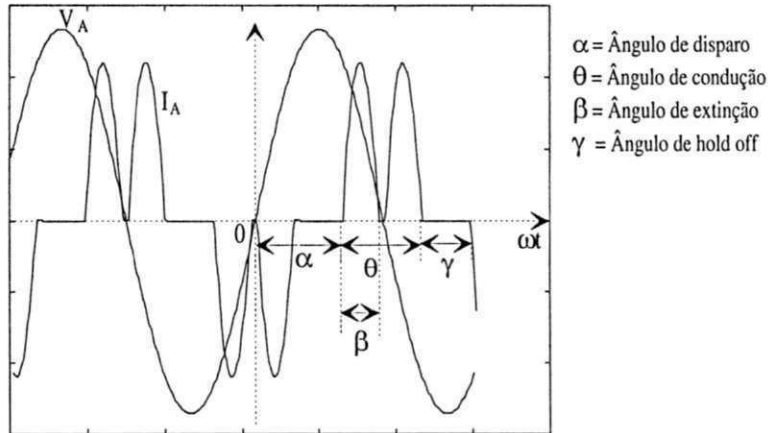


Figura 3.7: Identificação das variáveis envolvidas no controle do ângulo de fase

Por conveniência, o ponto de passagem da tensão V_A por zero é adotado para especificar a origem da escala ωt . O ângulo de disparo do tiristor T_1 é usado como referência para determinar os disparos de todos os demais tiristores de um mesmo ângulo de disparo α . Os sinais de gatilho de todos os tiristores, das três fases, devem ter a mesma sequência e deslocamentos de fase da fonte de alimentação. Para um ângulo de disparo específico α e com os tiristores numerados conforme figura 3.6, os pontos de disparo do m th tiristor podem ser expressados por [23]:

$$\alpha + 60(m - 1) + 360k \quad \text{graus} \quad (3.5)$$

onde $k = \dots - 2, -1, 0, 1, 2, \dots$. De forma similar, os pontos de bloqueio dos tiristores devem ter a mesma sequência. Sendo assim, se T_1 é bloqueado em $\omega t = \alpha + \theta$, a fórmula geral para os pontos de bloqueio do m th tiristor é dada por :

$$\alpha + \theta + 60(m - 1) + 360k \quad \text{graus} \quad (3.6)$$

De acordo com as expressões 3.5 e 3.6 a sequência de disparo dos tiristores é: T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 e T_6 . A sequência de disparo está em conformidade com a disposição dos tiristores apresentada na figura 3.6 e obedece a sequência e deslocamento de fase da fonte de alimentação.

Desde que a configuração é a da carga em estrela com neutro isolado, as formas de onda de tensão na carga dependem exclusivamente das condições de chaveamento dos tiristores

em cada fase. Quando o ângulo de disparo α é menor ou igual ao ângulo de fase da carga, a carga é submetida a uma operação senoidal e a potência de saída é a máxima possível, uma vez que se tem o maior valor de tensão RMS fornecida a carga (Carga RL ou motor de indução). Para valores do ângulo de disparo α maiores que o ângulo de fase da carga pode-se obter três diferentes modos de operação para um controlador de tensão CA [23]. Porém, para o motor de indução trifásico conectado em estrela com neutro isolado, existem apenas dois modos de operação para o controlador CA e cinco estados de operação distintos para o motor de indução [32], Capítulo 2. A classificação do modo de operação é feita de acordo com o número de tiristores em condução ou não, num determinado período [23] e os estados de operação do motor de indução dependem da quantidade de fases em condução, Capítulo 2.

3.4.2 Modos de Operação

Modo 2/3

Neste modo de operação, existem períodos onde três tiristores, um em cada fase, estão conduzindo, e períodos onde apenas dois tiristores, um por fase, estão conduzindo, permanecendo uma terceira fase desconectada (circuito aberto). Neste modo de operação o motor pode ser submetido aos estados de operação (1), (2), (3) e (4) apresentados no Capítulo 2. Para este modo de operação tem-se que $0 < \gamma < \pi/3$. Na figura 3.8 tem-se um exemplo da forma de onda da corrente na carga e o diagrama de condução dos tiristores a cada instante de operação do controlador CA. As tensões V_{ab} , V_{bc} , e V_{ca} representam as tensões entre fases da fonte de alimentação.

Modo 0/2

Neste modo de operação, existem períodos onde apenas dois tiristores estão conduzindo, um em cada fase, e períodos onde apenas um tiristor é capaz de conduzir, e nestes casos, como a configuração não permite caminho de retorno para a corrente (neutro isolado), não há condução. Neste modo de operação o motor pode ser submetido aos estados de operação (2), (3), (4) e (5) apresentados no Capítulo 2. Para este modo de operação tem-se $\pi/3 < \gamma < 2\pi/3$. A figura 3.9 apresenta um exemplo da forma de onda da corrente na carga no modo de operação 0/2 e o respectivo diagrama de condução dos tiristores.

No modo de operação 0/2, figura 3.9, observa-se que a corrente de carga segue apenas as tensões entre fases, não as tensões fase-neutro. Desta forma, o ângulo máximo de disparo α_{\max} não é 180° , o ponto de passagem por zero da tensão de fase correspondente. O ângulo

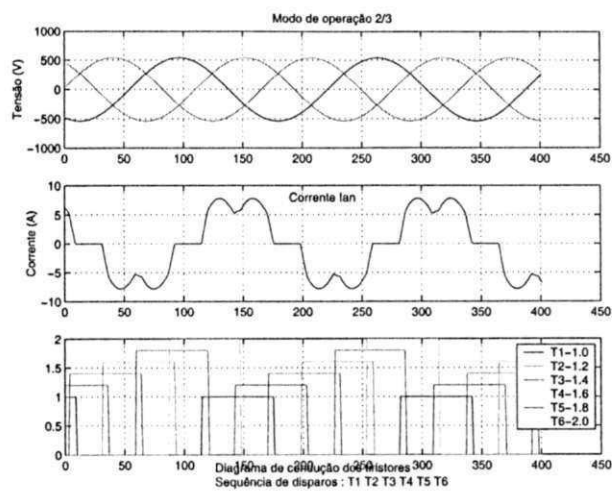


Figura 3.8: Exemplo da forma de onda da corrente no modo de operação 2/3 e diagrama de condução dos tiristores

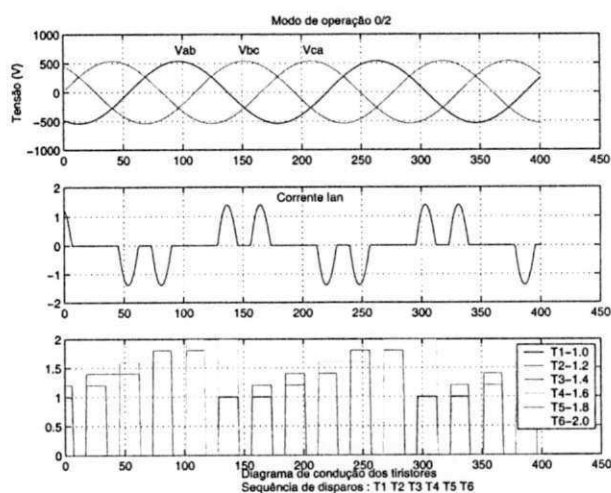


Figura 3.9: Exemplo da forma de onda da corrente no modo de operação 0/2 e diagrama de condução dos tiristores

máximo de disparo α_{\max} é igual a 150° , que é o ângulo no qual a correspondente tensão entre fases se aproxima de sua passagem por zero. Para valores do ângulo de disparo acima de 150° não há condução.

3.5 Ângulo de Disparo Inicial α e Tensão de Pedestal V_p

A tensão de pedestal V_p é o principal parâmetro ajustável pelo usuário no ato da colocação da “soft-starter” em operação. O valor de V_p , sempre selecionado como um percentual da tensão nominal do motor, deve ser suficiente para o motor desenvolver um conjugado eletromagnético capaz de vencer a inércia total do sistema e o conjugado resistente da carga. Dessa forma, o valor estabelecido para V_p deve permitir que o motor comece a girar o seu eixo no instante em que é energizado. Esse é um procedimento de seleção que ocorre a nível da interface da “soft-starter” com o usuário. Porém, analisando o princípio de funcionamento do controlador CA, sabe-se que para qualquer valor de tensão RMS de saída desejado, tem-se um correspondente ângulo de disparo α para os tiristores. A determinação do valor do ângulo de disparo α , para uma determinada tensão RMS de saída, compreende uma tarefa complexa em função da dependência paramétrica entre o ângulo de disparo α , ângulo de condução θ , ângulo de extinção β e os parâmetros da carga (Motor de indução). Em [23] é apresentado um estudo analítico do controlador CA trifásico para uma carga tipo RL. No estudo são apresentadas expressões analíticas para determinação da tensão RMS na carga em função do ângulo de disparo α e do ângulo de condução θ , de acordo com o modo de operação. Neste trabalho é utilizado parte do estudo desenvolvido por Hamed [23] para a carga RL. Alguns resultados de Hamed [23] podem ser expandidos para aplicação à cargas tipo motor de indução, mediante algumas considerações:

- O motor de indução, na condição de repouso $s = 1$, é visto pela fonte de tensão como uma carga RL;
- A fonte de tensão senoidal é trifásica, balanceada e tem impedância nula.

O desenvolvimento analítico das expressões da tensão e corrente na carga RL, resultantes do estudo de Hamed [23], é apresentado no Apêndice A. Neste trabalho são apresentados apenas os resultados de interesse para determinação do ângulo de disparo α de acordo com a tensão de pedestal V_p desejada.

3.5.1 Expressões para determinação do ângulo de disparo α - Modo de Operação 2/3

Ângulo de Disparo α em termos do Ângulo de Condução θ

Fazendo-se algumas manipulações algébricas na equação (A.8) e agrupando os ângulos, obtém-se

$$\sin(\theta - \phi) \cos(\alpha) + \cos(\theta - \phi) \sin(\alpha) = Ae^{\rho(\theta - \pi)} (\sin(\alpha) \cos(\phi) - \cos(\alpha) \sin(\phi)) \quad (3.7)$$

onde A é dada pela equação (A.9).

Tensão RMS na carga

A partir de Hamed [23] obtém-se a expressão para a tensão RMS na carga para o modo de operação 2/3, dada por

$$V_0 = V \left(\frac{3}{4\pi} [\sin(2\alpha) - \sin(2\alpha + 2\theta)] + \frac{3\theta}{2\pi} - \frac{1}{2} \right)^{1/2} \quad (3.8)$$

3.5.2 Expressões para determinação do ângulo de disparo α - Modo de operação 0/2

Ângulo de Disparo α em termos do Ângulo de Condução θ

A expressão que relaciona o ângulo de disparo α com o ângulo de condução θ , é obtida a partir do apêndice A equação (A.14), que é dada por

$$\sin(\alpha + \theta/2 - \phi + \pi/6) = \sin(\alpha - \phi + \pi/6) e^{\rho\theta/2} \quad (3.9)$$

Tensão RMS na carga

Para o modo de operação 0/2 a expressão da tensão RMS na carga é dada por [23],

$$V_0 = V \left(\frac{3}{4\pi} [\sin(2\alpha + \pi/3) - \sin(2\alpha + \theta + \pi/3) + \theta] \right)^{1/2} \quad (3.10)$$

Nas equações (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10) V é a tensão RMS nominal da fonte de alimentação, $\rho = -(R/X)$ e $\phi = \tan^{-1}(X/R)$.

Analisando-se as equações (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10), verifica-se a dependência paramétrica entre o ângulo de disparo α , ângulo de condução θ e os parâmetros da carga. Essa dependência paramétrica resulta em dois sistemas de duas equações não lineares, um sistema para cada modo de operação, os quais podem ser resolvidos, com boa precisão, recorrendo-se a métodos numéricos.

3.5.3 Aplicação à Cargas Tipo Motor de Indução

Considerando o motor de indução em seu estado de repouso, ou seja $s = 1$, e utilizando o circuito equivalente do motor de indução da figura B.8, obtém-se os seguintes parâmetros equivalentes do motor de indução vistos pela fonte de tensão para $s = 1$:

$$R_{eq} = R_1 + \frac{X_m^2 R_2'}{R_2'^2 + (X_m + X_2')^2} \quad \Omega \quad (3.11)$$

$$X_{eq} = j \left(X_1 + \frac{X_m^2 X_2' + X_m X_2'^2 + R_2'^2 X_m}{R_2'^2 + (X_m + X_2')^2} \right) \quad \Omega \quad (3.12)$$

A partir das equações (3.11) e (3.12) obtém-se os parâmetros R e L para o motor de indução na condição de repouso ($s = 1$). Uma vez obtidos os parâmetros R e L da carga (Motor de indução), é possível formar dois sistemas de equações transcendentais dados por: (3.7) e (3.8) para o modo de operação 2/3; e (3.9) e (3.10) para o modo de operação 0/2. A partir desses dois sistemas de equações determina-se o ângulo de disparo α , de acordo com a tensão V_p desejada, com boa precisão e pequeno esforço computacional. A solução dos sistemas de equações não lineares é obtida através do Método de Newton-Raphson aplicado a sistemas de duas equações transcendentais [13]. Uma desvantagem do método é a necessidade do conhecimento dos parâmetros do motor de indução. Nas simulações são apresentados os resultados obtidos com o algoritmo desenvolvido e aplicado para determinação do ângulo de disparo α .

3.5.4 Análise dos resultados obtidos com o algoritmo de determinação do ângulo de disparo α conforme tensão de pedestal V_p selecionada

Através do algoritmo de determinação do ângulo de disparo α foram obtidos todos os valores de ângulos de disparo dos tiristores para a faixa de variação de tensão de pedestal de $V_p = 25\%V_n$ até $V_p = 79\%V_n$ com degrau de variação de 1%. Em seguida, os ângulos de disparo α foram inseridos no programa de simulação da "soft-starter". Simulações foram efetuadas para diversas tensões de pedestal V_p selecionadas na interface do programa. A partir das curvas de tensão RMS fornecidas ao motor, obtidas por simulação, as tensões efetivas aplicadas ao motor foram obtidas e são apresentadas na seguinte tabela

Tabela do ângulo de disparo α em função da tensão V_p selecionada

V_p Seleccionada	Referência V (F-N)	α Calculado	Tensão fornecida V	Erro %
25% V_n	55	121,07°	54,5	0,91
30% V_n	66	116,9°	66,6	0,91
35% V_n	77	114,8°	77,2	0,26
40% V_n	88	112,2°	88,34	0,39
45% V_n	99	109,5°	99,10	0,10
50% V_n	110	106,62°	109,8	0,18
55% V_n	121	103,46°	120,5	0,41
60% V_n	132	100,08°	131,5	0,38
65% V_n	143	96,47°	142	0,70
70% V_n	154	92,62°	152,8	0,78
75% V_n	165	88,51°	163,5	0,91
79% V_n	173,8	84,99°	169,6	2,42

Alguns dos valores apresentados na tabela podem ser melhor visualizados através das curvas de tensão RMS fornecida ao motor mostradas nas figuras 3.11(b), 3.15(b), 3.19(b), 3.23(b) e 3.27(b).

Os resultados apresentados demonstram que o algoritmo desenvolvido para determinação do ângulo de disparo α tem boa precisão, levando a erros que podem ser considerados insignificantes mediante o tipo do acionamento. É importante salientar que o esforço computacional para a solução numérica das equações, e conseqüentemente, determinação do ângulo de disparo α pode ser considerado muito pequeno. Mediante resultados apresentados e simulações efetuadas durante todo o trabalho, verifica-se que o estudo de Hamed pode ser aplicado ao motor de indução com precisão satisfatória. Os resultados são baseados em simulações, não tendo sido ainda implementado em tempo real.

3.6 Simulação dinâmica do motor de indução durante a partida

O programa computacional desenvolvido tem por objetivos: analisar a dinâmica do motor de indução na partida com “soft-starter”; validar o algoritmo desenvolvido e utilizado para determinação do ângulo de disparo α de acordo com a tensão de pedestal V_p selecionada; validar os modelos matemáticos desenvolvidos para a operação do motor de indução com controlador CA trifásico; e obter informações orientativas para aplicação de chaves de partida estáticas (“soft-starter”).

Para simulação da operação da “soft-starter” foi desenvolvida uma estratégia de controle do ângulo de disparo dos tiristores de forma a se obter o perfil de tensão RMS de saída o mais próximo possível do perfil de tensão RMS real de saída da soft-starter utilizada na plataforma experimental. O controle do ângulo de disparo é efetuado através do sincronismo por tensão e do sincronismo por corrente. O sincronismo por tensão é utilizado nos primeiros ciclos da partida do motor, onde o ângulo de disparo é definido a partir do cruzamento da tensão por zero. Nesta etapa, o ângulo é decrementado a uma taxa fixa definida no programa. Em seguida passa-se para o sincronismo por corrente. Nesta etapa, o ângulo é definido a partir do cruzamento da corrente por zero. No sincronismo por corrente o ângulo de hold-off γ é utilizado para determinação da taxa de decremento do ângulo de disparo α . Os modelos matemáticos para o motor de indução são empregados de acordo com os testes de condução dos tiristores nas fases, caracterizando um dos cinco estados de operação e respectivos modelos apresentados no Capítulo 2.

Para análise da dinâmica do motor de indução foram consideradas diversas rampas de aceleração (Tempo de partida) e diferentes condições de carga, desde o motor partindo em vazio até a condição de carga nominal. A carga utilizada nas simulações foi do tipo conjugado resistente constante, por ser esta a de condição de partida mais severa. O estudo é dirigido para aplicações práticas industriais. Dessa forma, o momento de inércia da carga mecânica é considerado. São apresentados apenas os resultados de simulações mais relevantes considerando um tempo de partida de 20 segundos. O tempo de partida de 20 segundos foi escolhido por ser bastante próximo e representativo da maioria das aplicações industriais (normalmente de 15 a 30 segundos).

3.6.1 Partida do motor de indução em vazio

Foram efetuadas diversas simulações para a partida do motor de indução em vazio. Inicialmente são apresentados os resultados referentes a partida do motor com uma tensão inicial de partida $V_p = 25\%V_n$ com uma carga mecânica de baixa inércia acoplada diretamente ao motor de indução, porém sem conjugado resistente. O gerador CC utilizado na parte experimental foi tomado como referência de uma carga mecânica de baixa inércia $J_g = 0.036kgm^2$. Embora a condição de partida em vazio seja uma situação quase sempre possível, exceto para os casos de cargas de média e alta inércia, ela é apresentada em função da existência de grande quantidade de aplicações industriais em que o motor parte em vazio com a carga adicionada após o motor atingir a velocidade nominal. Dessa forma, é de importância o conhecimento da dinâmica do motor de indução nesta condição de operação. Em seguida são apresentados os resultados para cargas de média e alta inércia. A referência

de carga mecânica de média e alta inércia foi determinada baseada nos valores máximos de inércia externa, por potência nominal do motor, apresentados na norma NBR 7094 [2]. As características e especificações gerais do motor de indução utilizado nas simulações são apresentadas no Apêndice B.

Partida em vazio com carga mecânica acoplada de baixa inércia: $J_c = 0.036\text{kgm}^2$, $t_p = 20\text{s}$, $V_p = 25\%V_n$

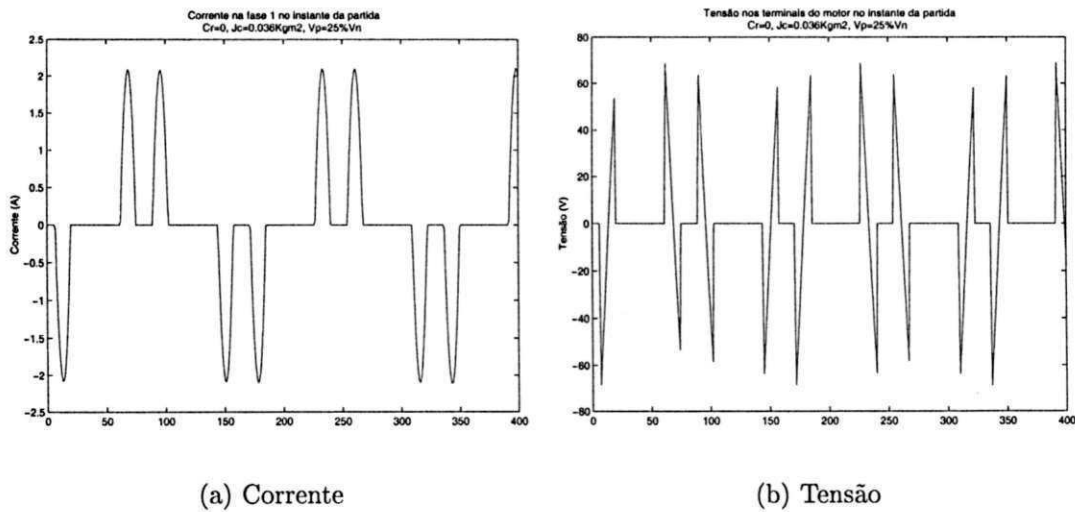


Figura 3.10: Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $Cr=0$

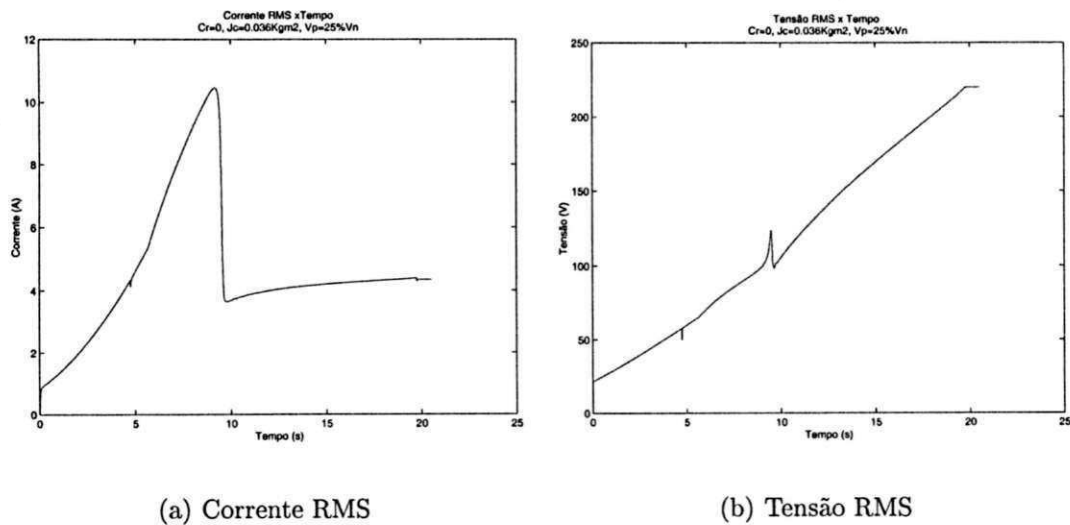


Figura 3.11: Corrente e Tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $Cr=0$, $t_p=20\text{s}$

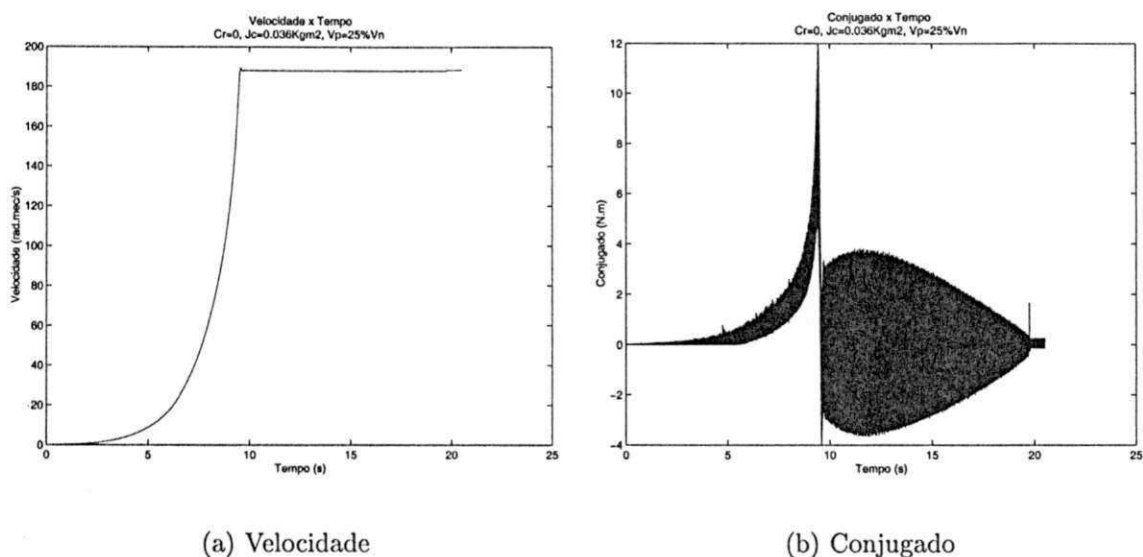


Figura 3.12: Velocidade e conjugado: $Jc=0.036kgm^2$, $Vp=25\%Vn$, $Cr=0$, $tp=20s$

As figuras 3.11, 3.12, 3.13 mostram as características de operação do motor de indução acionado por uma “soft-starter”. Embora representem uma condição de operação em vazio, ilustram os perfis de tensão, corrente, velocidade e conjugado durante a partida. Verifica-se que a tensão é fornecida ao motor de forma gradativa, num perfil de rampa, favorecendo um crescimento da corrente também gradativo, figura 3.11. Dessa forma, tem-se uma redução dos elevados picos de corrente e conjugado verificados numa partida tipo direta conforme apresentado no Apêndice B. As oscilações verificadas na curva de conjugado da figura 3.12 não devem ser consideradas, pois ocorrem devido a baixa inércia considerada associada a estratégia de controle utilizada no programa de simulação. Numa situação real essas oscilações não são perceptíveis.

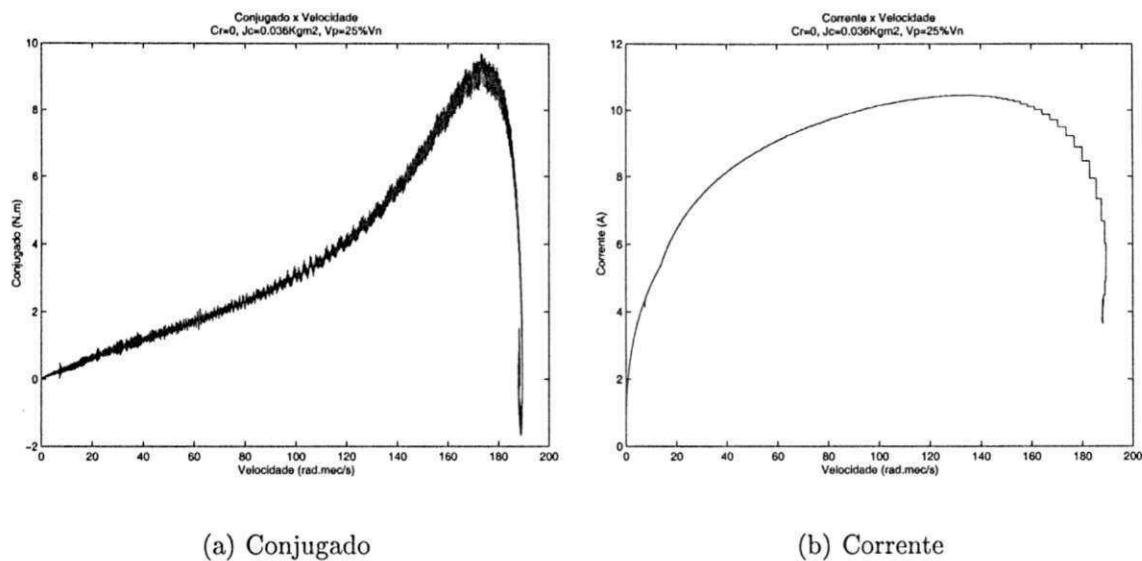


Figura 3.13: Conjugado e Corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $C_r=0$, $t_p=20\text{s}$

Partida em vazio com carga mecânica acoplada de média inércia: $J_c = 0.245\text{kgm}^2$, $t_p = 20\text{s}$, $V_p = 45\%V_n$, $C_r = 0$

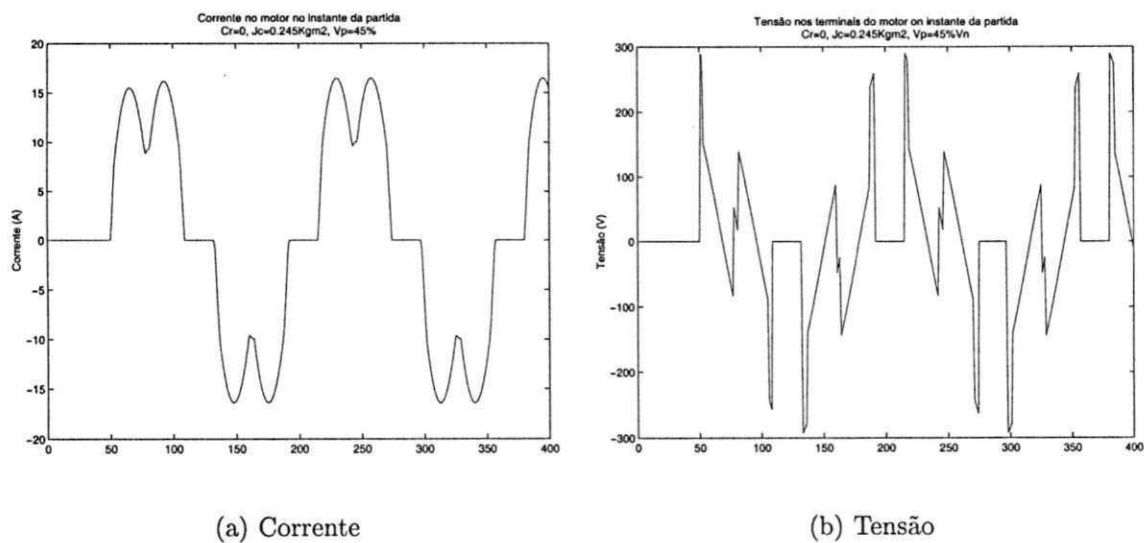


Figura 3.14: Formas de onda: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $V_p=45\%V_n$, $C_r=0$, $t_p=20\text{s}$

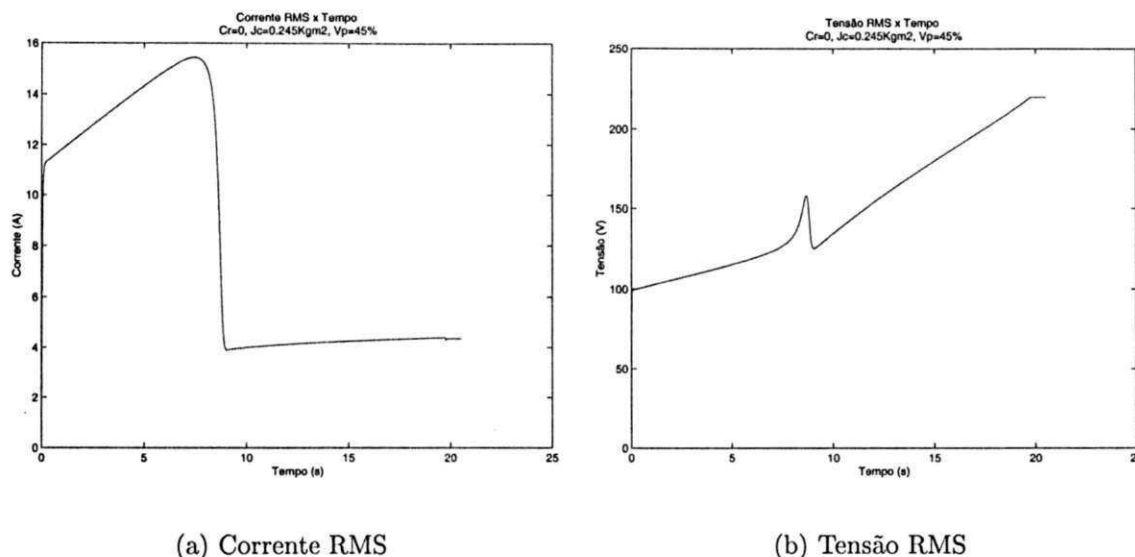
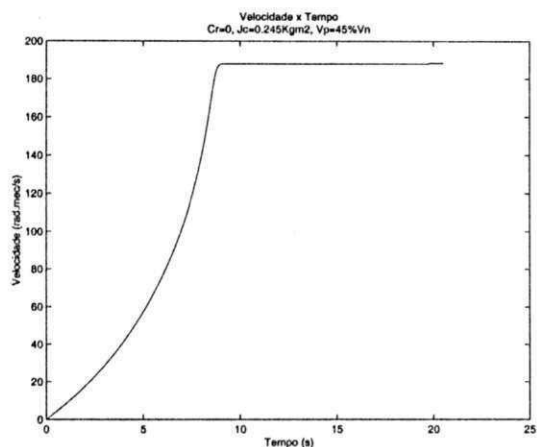
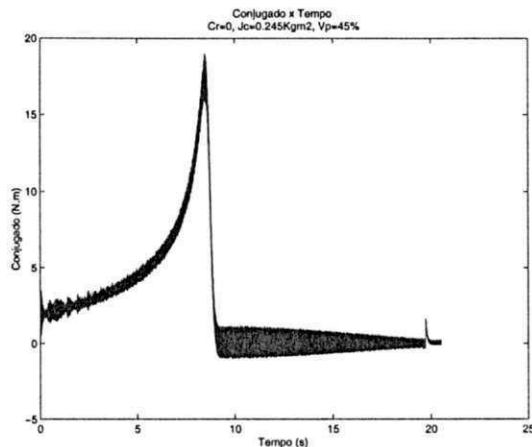


Figura 3.15: Corrente e tensão RMS: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $V_p=45\%V_n$, $C_r=0$, $t_p=20\text{s}$

Foram efetuadas simulações considerando diferentes valores de tensão inicial de partida V_p . Porém, partidas satisfatórias, referente ao tempo de aceleração, só foram obtidas para valores de V_p a partir de $45\%V_n$. A figura 3.15 mostra os perfis de tensão e corrente na partida. Verifica-se que o máximo valor de corrente na partida é de aproximadamente duas vezes a nominal do motor, 3.15(a), com um tempo de aceleração de aproximadamente 7 segundos, figura 3.16. A figura 3.17 mostra as curvas do conjugado e da corrente em função da velocidade. As formas de onda da tensão e corrente no motor, no instante inicial da partida, são mostradas na figura 3.14.

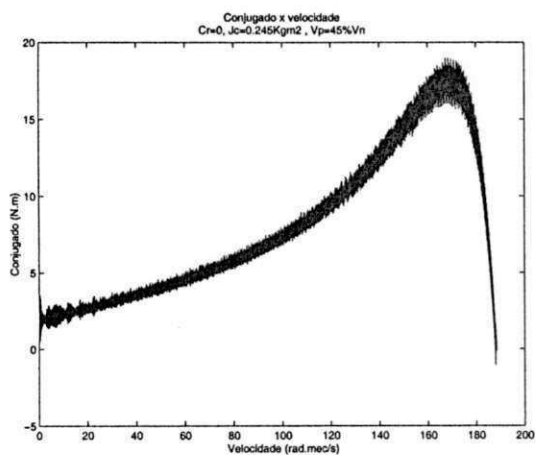


(a) Velocidade

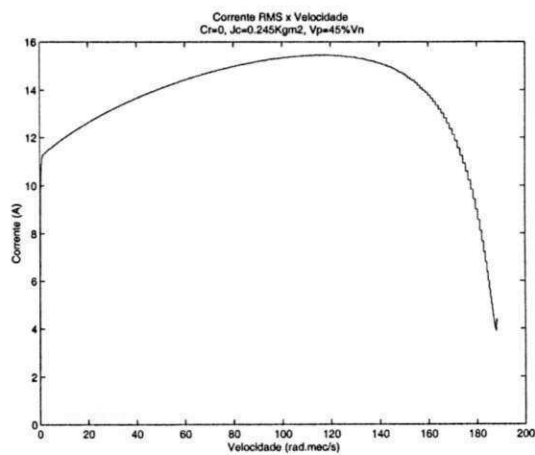


(b) Conjugado

Figura 3.16: Velocidade e conjugado: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $V_p=45\%V_n$, $C_r=0$, $t_p=20\text{s}$



(a) Conjugado



(b) Corrente

Figura 3.17: Conjugado e Corrente: $J_c=0.245\text{kgm}^2$, $V_p=45\%V_n$, $C_r=0$, $t_p=20\text{s}$

Partida em vazio com carga mecânica acoplada de alta inércia: $J_c = 0.3675\text{kgm}^2$,
 $t_p = 20\text{s}$, $V_p = 55\%V_n$

Valor máximo de inércia externa determinado por norma para o motor de 5CV, 4 pólos para partida com tensão e frequência nominais com carga resistente nominal tipo constante. Para carga tipo conjugado quadrático o valor máximo de inércia externa é $J_c = 0.735\text{kgm}^2$.

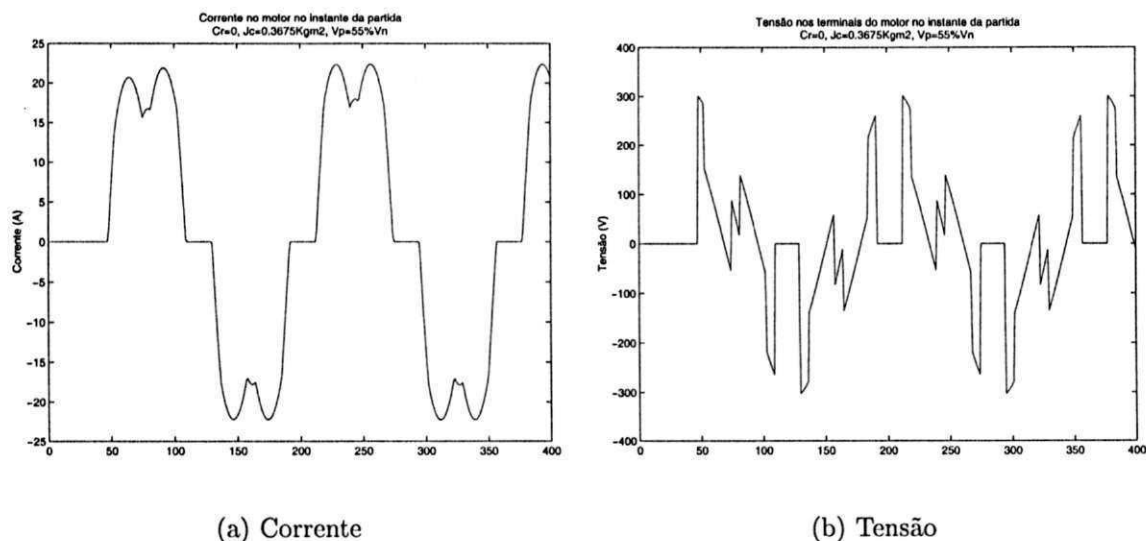
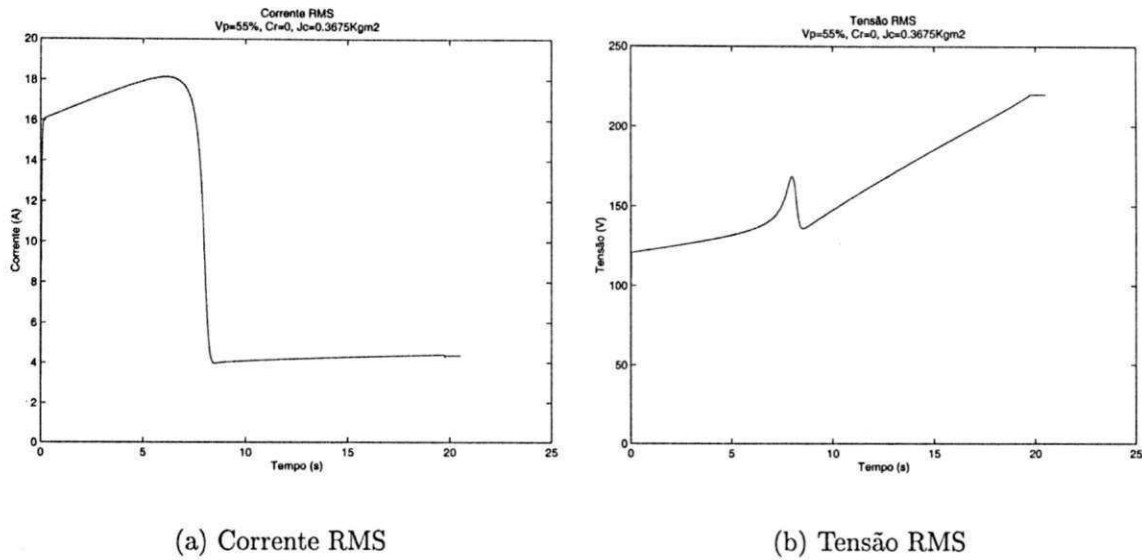


Figura 3.18: Formas de onda: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $V_p=55\%V_n$, $C_r=0$, $t_p=20\text{s}$

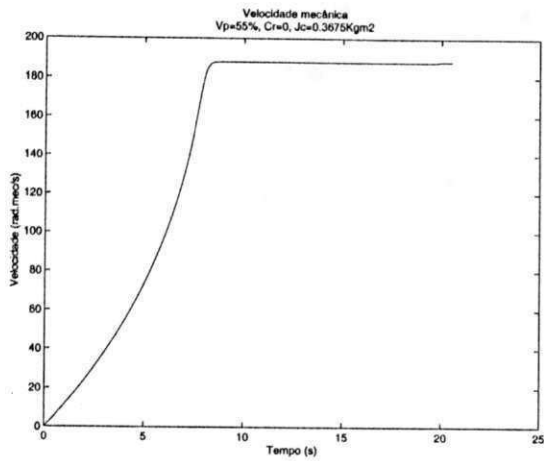


(a) Corrente RMS

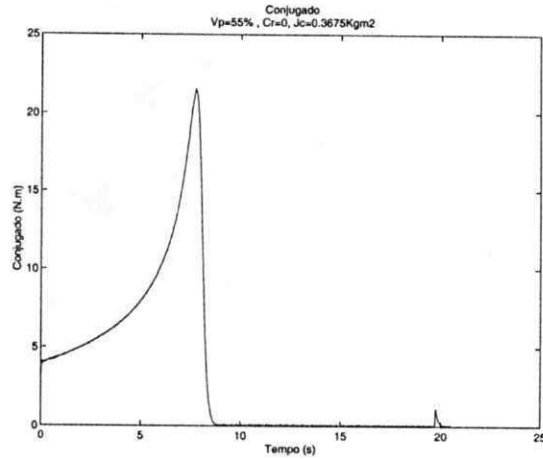
(b) Tensão RMS

Figura 3.19: Corrente e tensão RMS: $J_c=0.3675\text{kg}\cdot\text{m}^2$, $V_p=55\%V_n$, $Cr=0$, $t_p=20\text{s}$

As figuras 3.18, 3.20 e 3.21 mostram o comportamento dinâmico do motor de indução durante a partida em vazio, porém acoplado a uma carga aqui considerada de alta inércia. Através de simulações verifica-se que a partida só é possível para tensões iniciais de partida superiores a 55% da tensão nominal. Para tensões de partida V_p menores que $55\%V_n$, o tempo de aceleração do motor é superior ao tempo máximo de rotor bloqueado. Baseado nos resultados e análise da partida com $J_c = 0.3675\text{kg}\cdot\text{m}^2$, verifica-se que a “soft-starter” apresenta limitações para partida de cargas com inércia superior a máxima inércia externa estabelecida por norma, por potência nominal, para cargas tipo constante. Esta análise é válida apenas para fins de referência da inércia de cargas mecânicas para partida do motor em vazio, porém acoplado mecanicamente a carga. Com esta análise é possível estimar o comportamento dinâmico do motor para partida onde existem ambos conjugado resistente aplicado e inércia de valor considerável.

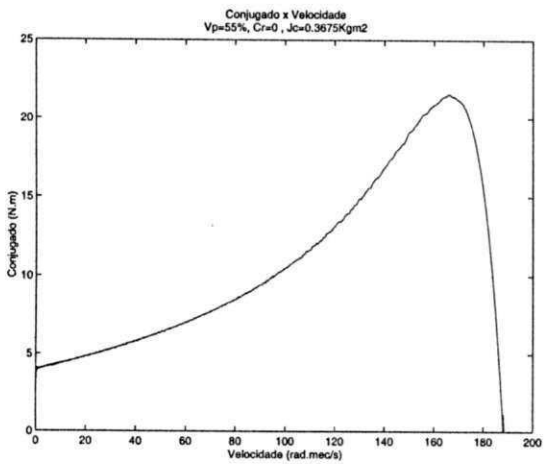


(a) Velocidade

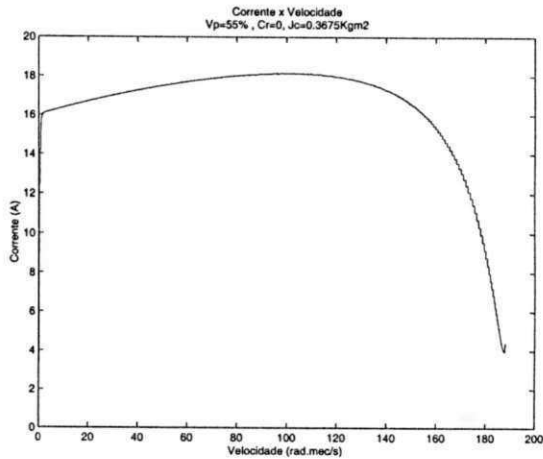


(b) Conjugado

Figura 3.20: Velocidade e conjugado: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $V_p=55\%V_n$, $C_r=0$, $t_p=20\text{s}$



(a) Conjugado



(b) Corrente

Figura 3.21: Conjugado e corrente: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $V_p=55\%V_n$, $C_r=0$, $t_p=20\text{s}$

3.6.2 Partida do motor de indução com carga resistente tipo constante $C_r = 50\%C_n$, $J_c = 0.036kgm^2$, $V_p = 70\%V_n$

Para a condição de carga resistente tipo constante $C_r = 50\%C_n$ a partida do motor de indução passa a ser bastante complexa. Para tensões iniciais de partida V_p inferiores a 68% da tensão nominal não é possível efetuar a partida do motor, em função das elevadas correntes e permanência do motor na condição de rotor bloqueado. O tempo de aceleração do motor ultrapassa o tempo máximo de rotor bloqueado a quente do motor. A partir deste valor de tensão, ou seja, $V_p > 68\%V_n$ já é possível efetuar a partida do motor para esta condição de carga.

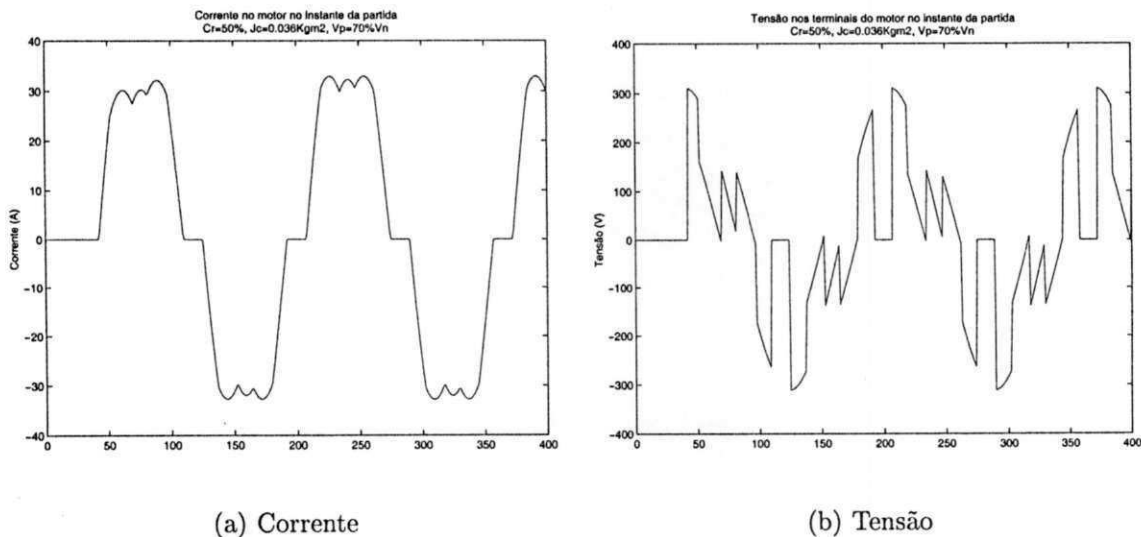


Figura 3.22: Formas de onda: $J_c=0.036kgm^2$, $V_p=70\%V_n$, $C_r=50\%C_n$, $t_p=20s$

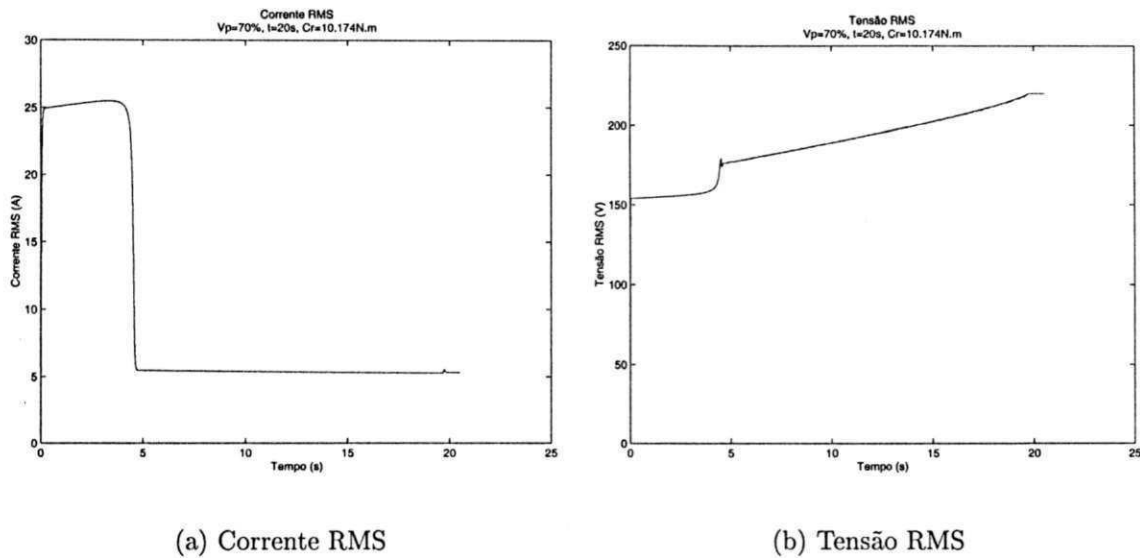


Figura 3.23: Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036kgm^2$, $V_p=70\%V_n$, $C_r=50\%C_n$, $t_p=20s$

Na figura 3.23 tem-se o perfil da corrente durante a partida. Verifica-se que, embora com uma tensão inicial de partida elevada, ou seja $V_p = 70\%V_n$, o perfil da corrente ainda é satisfatório se comparado ao perfil de um partida direta. A corrente, neste caso, atinge um valor máximo aproximado de 3 vezes o valor da corrente nominal. O que representa um ganho, em termos do perfil de corrente, quando comparado a 7.5 vezes a corrente nominal na partida direta. Baseado nos resultados obtidos para $C_r = 50\%C_n$ e em diversas simulações, verifica-se que não é possível efetuar a partida do motor de indução com a “soft-starter” para aplicações com cargas tipo constante com $C_r = 75\%C_n$ e $C_r = 100\%C_n$ do conjugado nominal do motor.

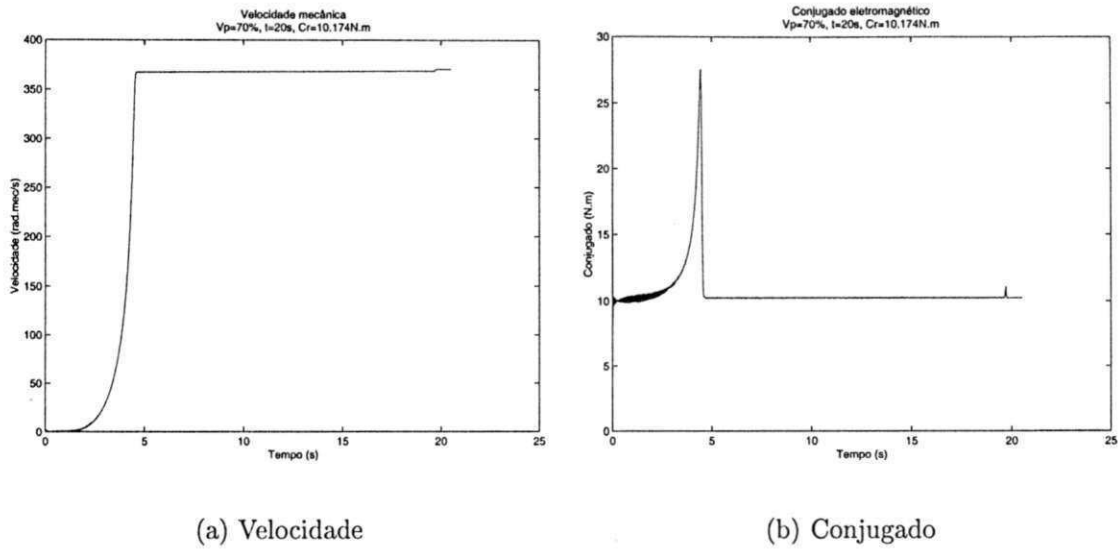


Figura 3.24: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=70\%V_n$, $Cr=50\%C_n$, $t_p=20\text{s}$

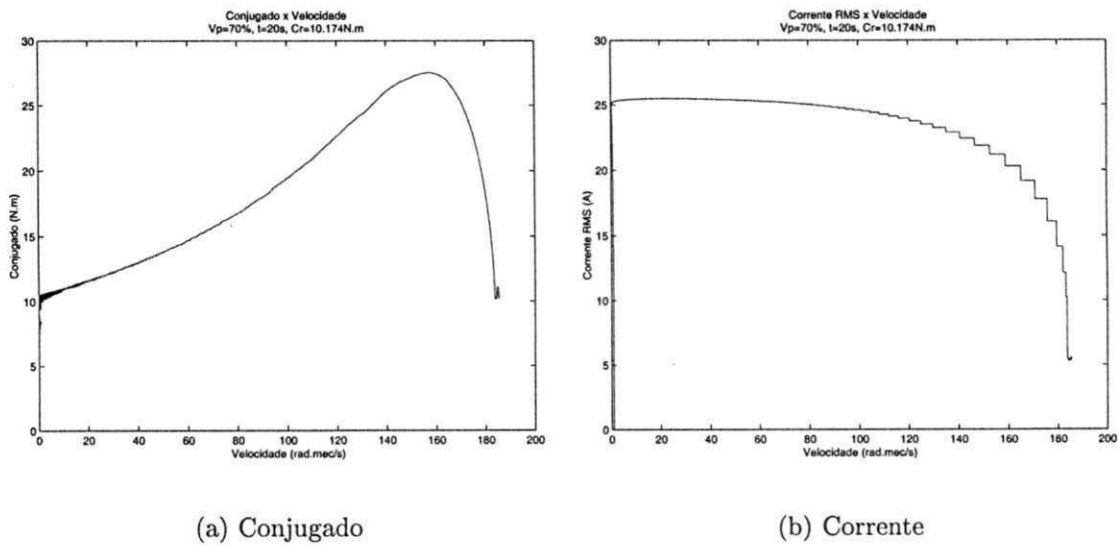


Figura 3.25: Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=70\%V_n$, $Cr=50\%C_n$, $t_p=20\text{s}$

3.6.3 Partida do motor de indução com a carga utilizada na plataforma experimental

A curva de carga experimental, Conjugado resistente x Velocidade, foi obtida a partir de medições de tensão e corrente no banco de resistências colocado como carga no gerador CC da plataforma experimental. A partir dessas medições e das equações do gerador CC, a curva de carga foi determinada e aplicada no programa de simulação, Apêndice C. O objetivo dessa simulação é obter uma análise comparativa entre os resultados do programa desenvolvido e os resultados da operação do equipamento em tempo real. Tensão inicial $V_p = 25\%V_n$ e $t_p = 20s$. Condição de carga obtida para $I_{exc} = 2A$.

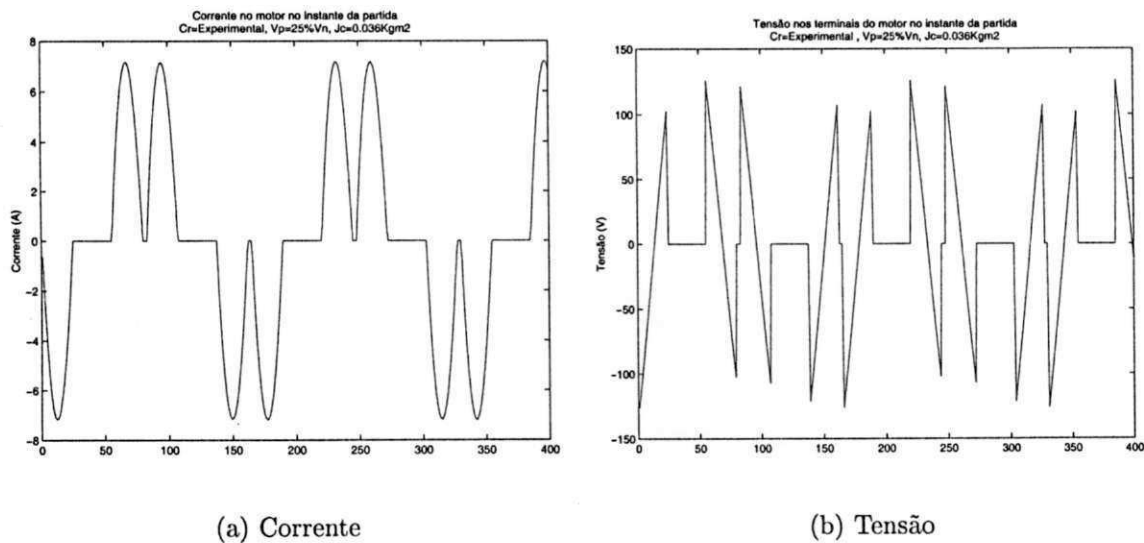
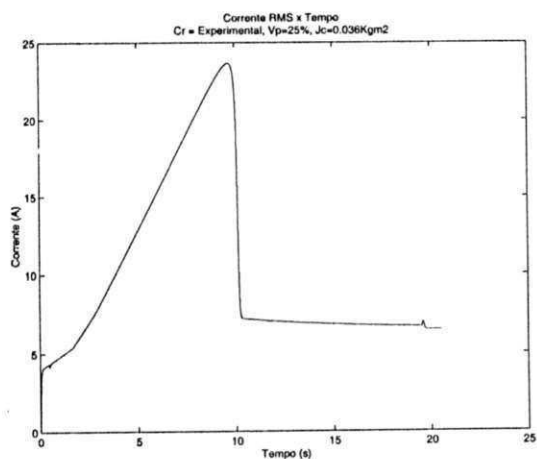
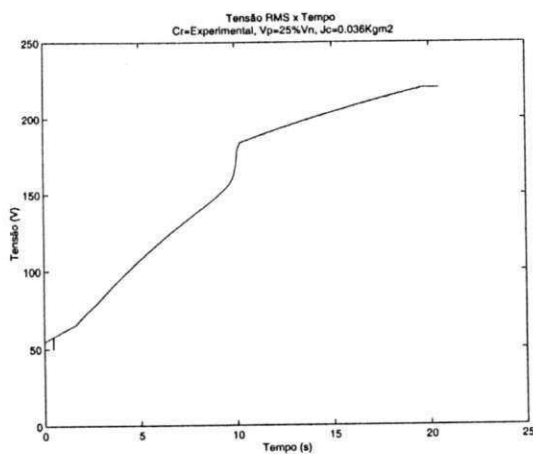


Figura 3.26: Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$

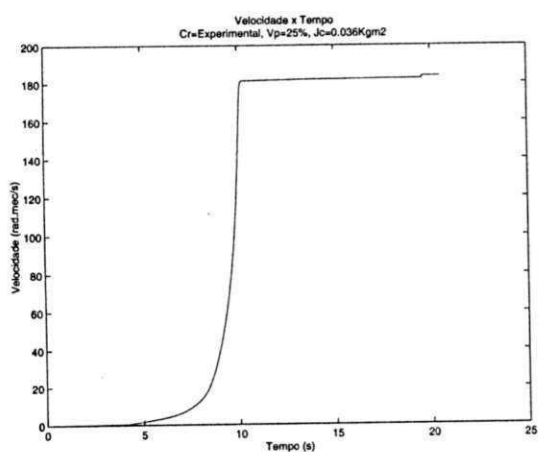


(a) Corrente RMS

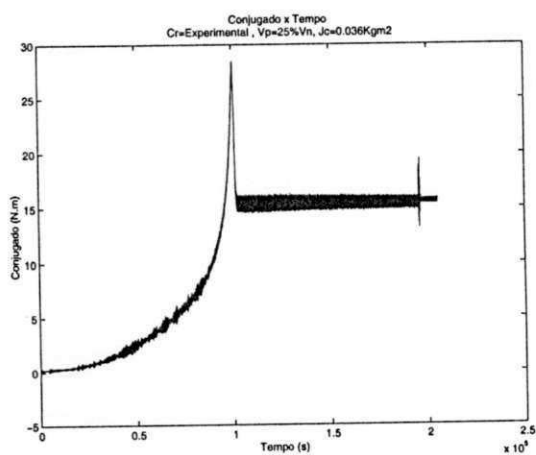


(b) Tensão RMS

Figura 3.27: Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$



(a) Velocidade



(b) Conjugado

Figura 3.28: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$

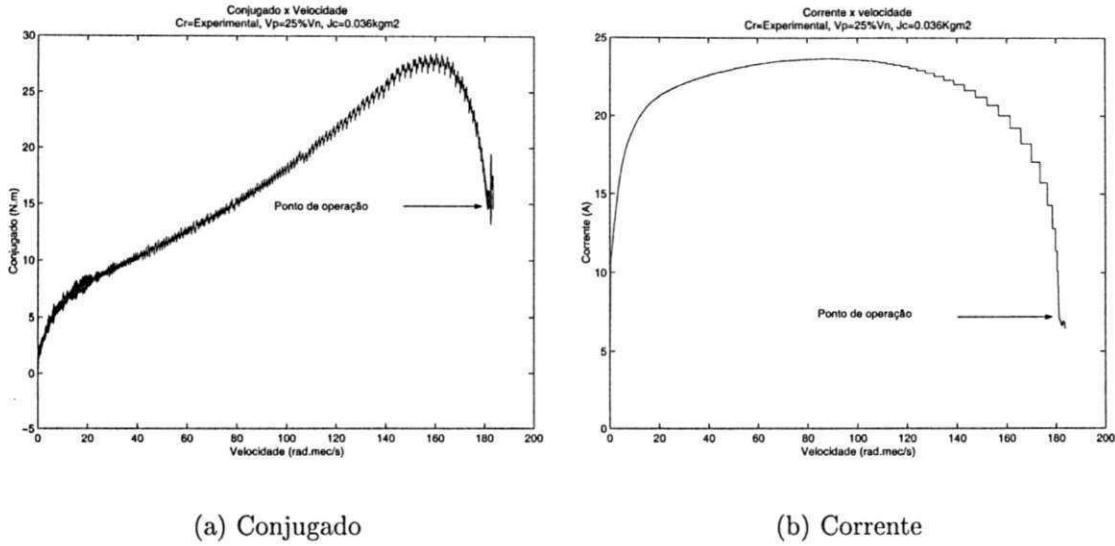


Figura 3.29: Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$

3.7 Análise dos resultados

O tempo de aceleração (t_a) é utilizado como um parâmetro de análise da partida, pois permite verificar se o motor consegue acionar a carga mecânica dentro dos limites de estabilidade térmica do motor. Uma vez que o limite de estabilidade térmica do motor é definido pelo tempo de rotor bloqueado a quente (t_{rb}), este é tomado como referência nessa análise de resultados. Segundo orientações do fabricante de motores elétricos, o ideal é que o tempo de aceleração seja sempre muito menor que o tempo de rotor bloqueado. Porém, quando isso não é possível, deve-se procurar obedecer a seguinte relação

$$t_a < 0.8t_{rb} \quad (3.13)$$

Onde t_{rb} é o tempo máximo de rotor bloqueado a quente informado pelo fabricante do motor e regulamentado pela norma NBR 7094 [2].

Outro fator de análise da partida é a verificação do perfil de corrente associado às limitações térmicas da “soft-starter” estabelecidas pelo fabricante, são elas:

- Limite da Soft-Starter (Ciclo de partida):

$$3xI_{nom_soft} \text{ por } 30s \text{ a cada } 6 \text{ minutos} \quad (3.14)$$

- Energia dissipada:

$$P_{td} = I^2t \text{ (} A^2.s \text{)} \quad (3.15)$$

Uma vez que a “soft-starter” é especificada através de sua corrente nominal, o tempo de aceleração juntamente com o perfil de corrente RMS na partida, são os fatores determinantes da capacidade de partida.

Baseado nesses fatores verifica-se que o motor de indução apresenta bom desempenho na partida em vazio quando acoplado a cargas cuja inércia externa total (acoplamento + carga), não é superior a máxima inércia externa total estabelecida por norma para partida com cargas tipo constante (Neste caso $J_c = 0.3675kgm^2$). A partir desse valor, o tempo de aceleração é próximo, e às vezes, bem superior ao tempo de rotor bloqueado, limitando o uso da soft-starter. Para cargas tipo conjugado constante, o uso da soft-starter é limitado à partida de motores com cargas superiores a 50% da nominal. Para $C_r > 50\%C_n$, tem-se $t_a > t_{rb}$. Através dos resultados das figuras 3.23, 3.24 e 3.25 verifica-se que a “soft-starter” é adequada para partida de motores com cargas tipo conjugado quadrático, desde que essas cargas não sejam associadas a altas inércias. Isso fica claro através das simulações com a carga resistente obtida da plataforma experimental, já que esta tem perfil aproximadamente quadrático. Assim, é quase sempre possível a utilização da “soft-starter” para motores com cargas resistentes desta natureza.

3.8 Resultados Experimentais

Foram efetuados experimentos para duas condições de carga distintas e vários valores de tensão de pedestal V_p (tensão inicial). A descrição da plataforma experimental, bem como da imposição da carga mecânica é apresentada no Apêndice C.

3.8.1 Partida com tensão de pedestal $V_p = 25\%V_n$ e condição de carga $I_{exc} = 1.0A$

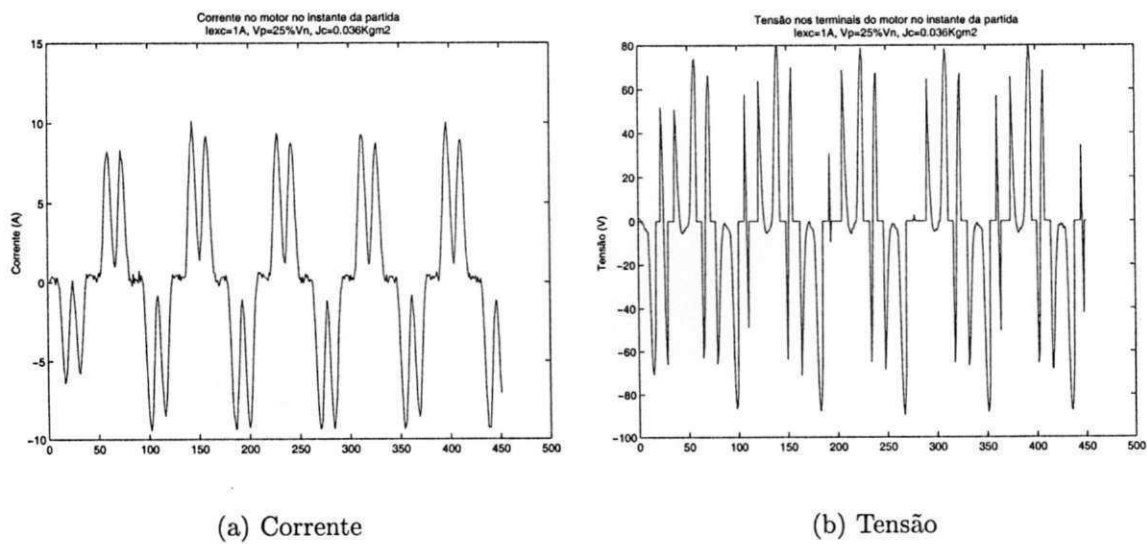
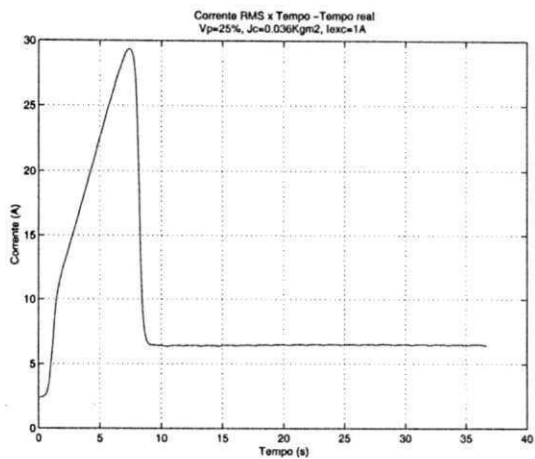
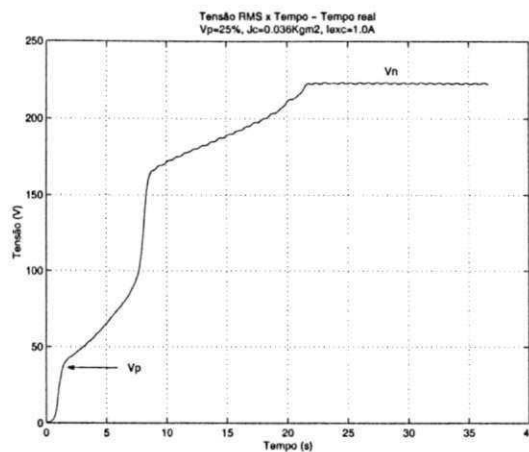


Figura 3.30: Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1A$

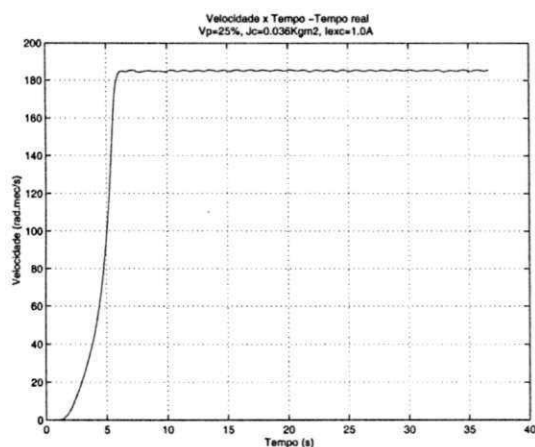


(a) Corrente RMS

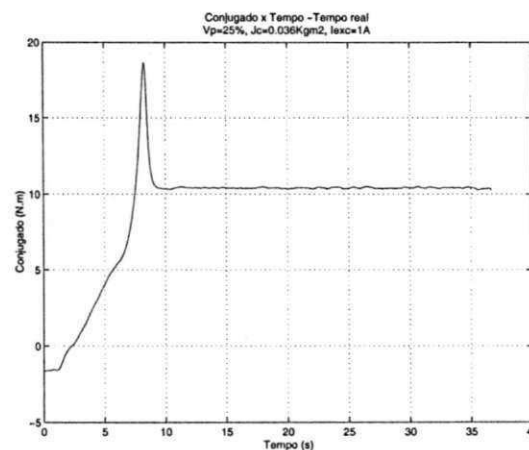


(b) Tensão RMS

Figura 3.31: Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$

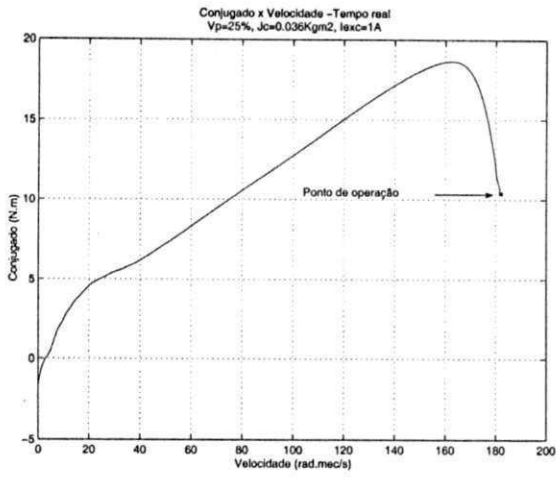


(a) Velocidade

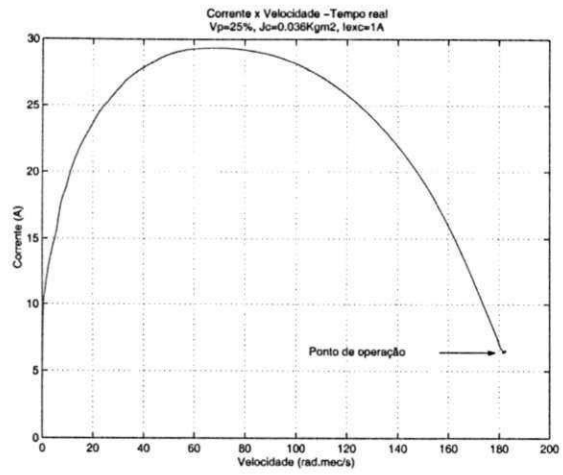


(b) Conjugado

Figura 3.32: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$



(a) Conjugado



(b) Corrente

Figura 3.33: Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$

3.8.2 Partida com tensão de pedestal $V_p = 35\%V_n$ e condição de carga $I_{exc} = 1.0A$

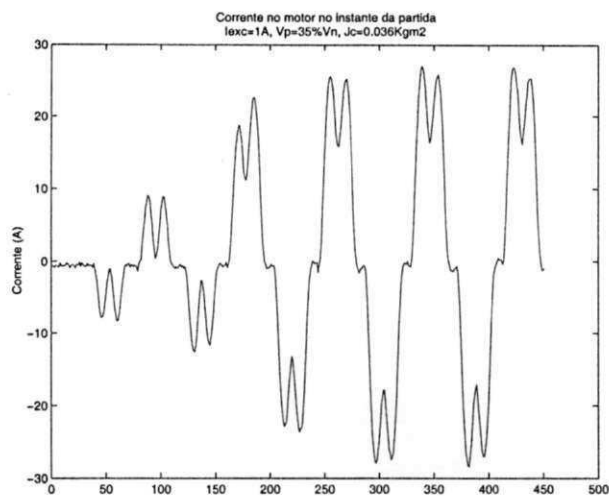
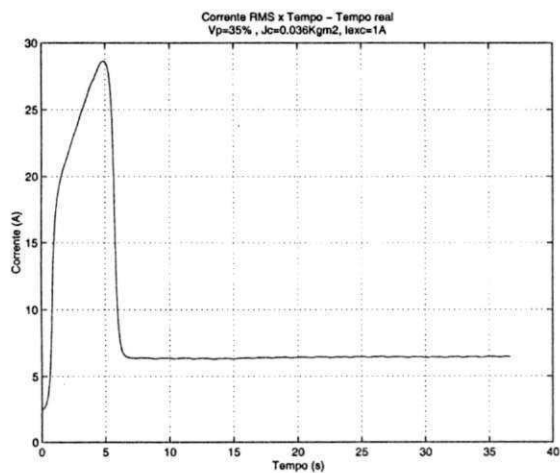
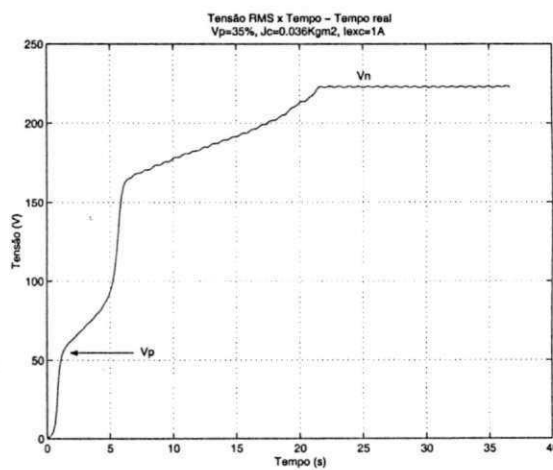


Figura 3.34: Forma de onda: $J_c=0.036kgm^2$, $V_p=35\%V_n$, $t_p=20s$, $I_{exc}=1A$

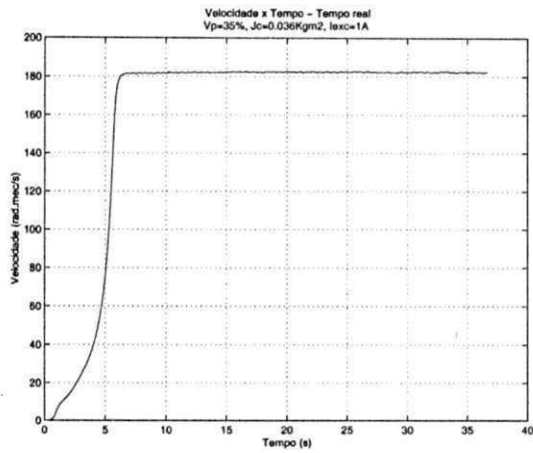


(a) Corrente RMS

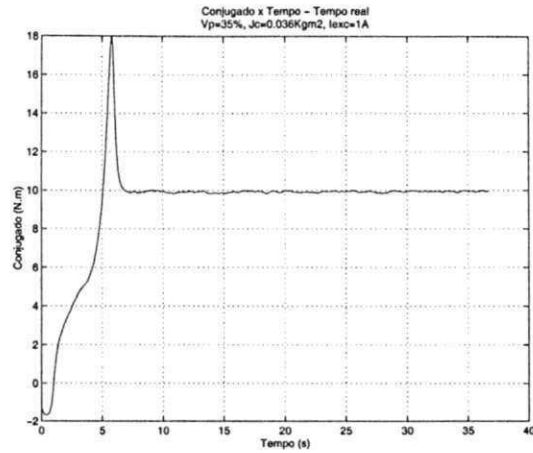


(b) Tensão RMS

Figura 3.35: Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036kgm^2$, $V_p=35\%V_n$, $t_p=20s$, $I_{exc}=1A$

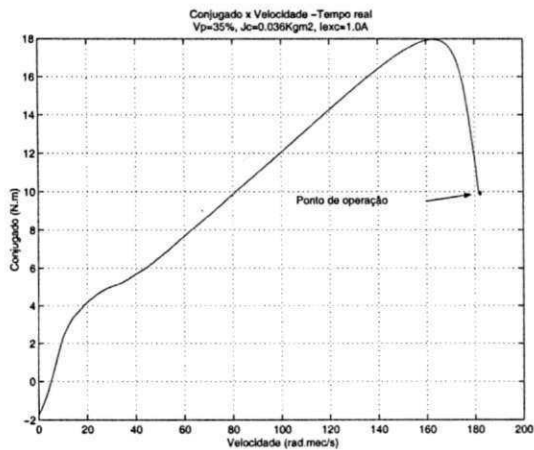


(a) Velocidade

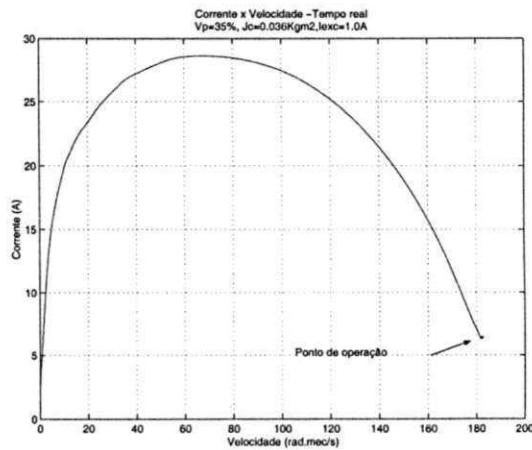


(b) Conjugado

Figura 3.36: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$



(a) Conjugado



(b) Corrente

Figura 3.37: Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$

3.8.3 Partida com tensão de pedestal $V_p = 25\%V_n$ e condição de carga $I_{exc} = 2.0A$

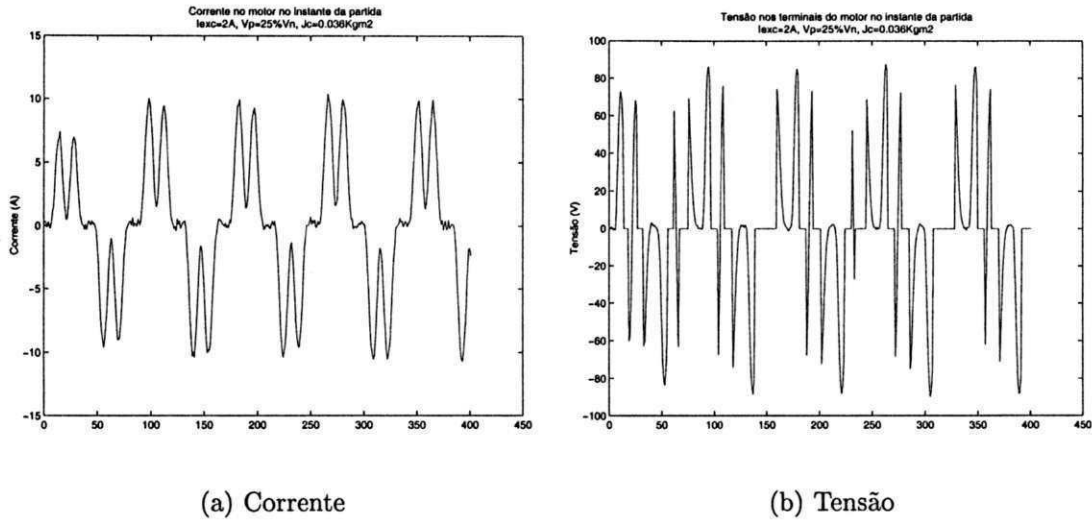


Figura 3.38: Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2A$

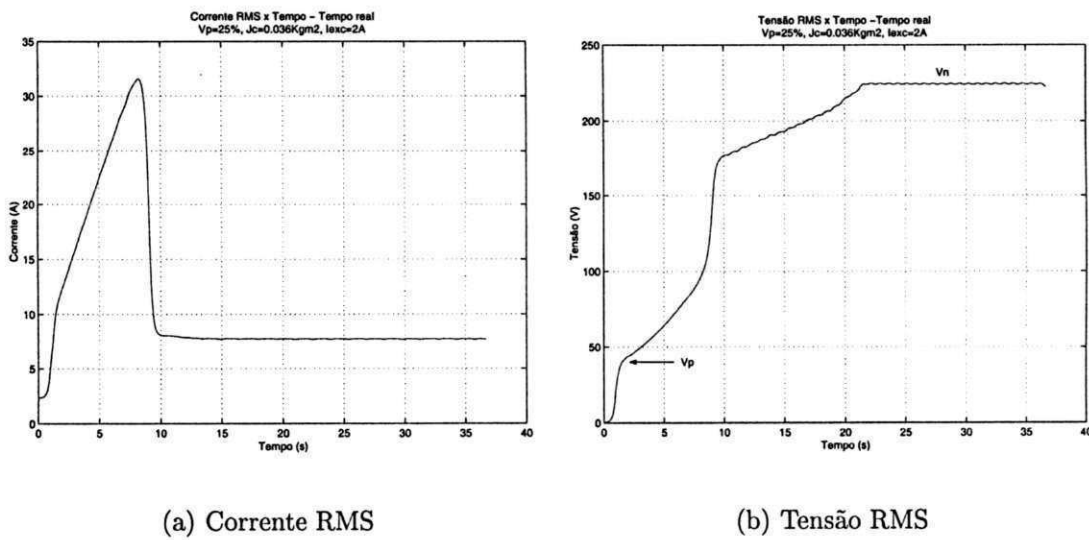
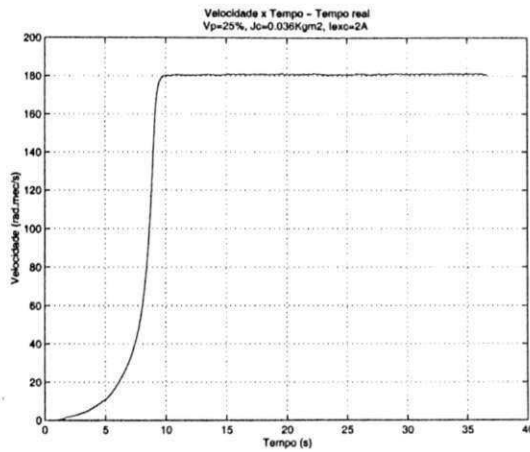
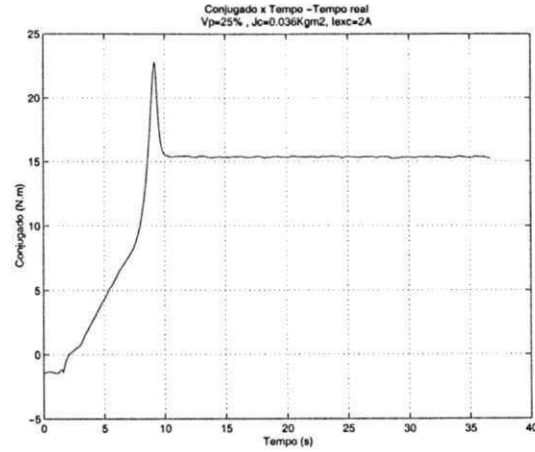


Figura 3.39: Corrente e tensão RMS: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2A$

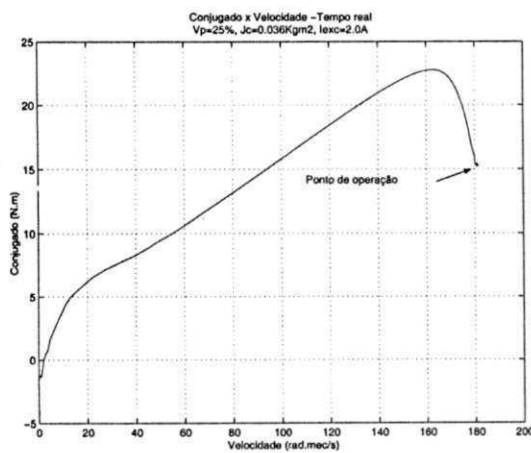


(a) Velocidade

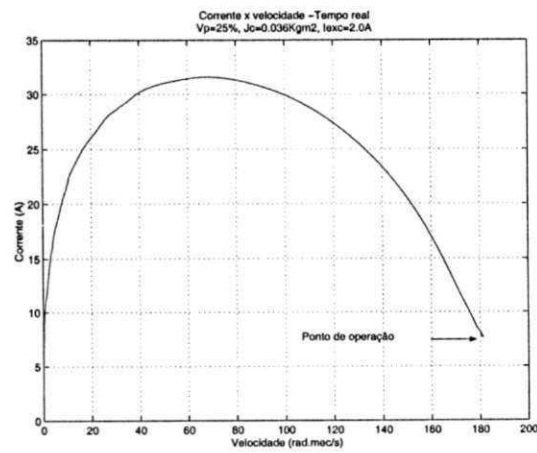


(b) Conjugado

Figura 3.40: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2A$



(a) Conjugado



(b) Corrente

Figura 3.41: Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=25\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2A$

3.8.4 Partida com tensão de pedestal $V_p = 35\%V_n$ e condição de carga $I_{exc} = 2.0A$

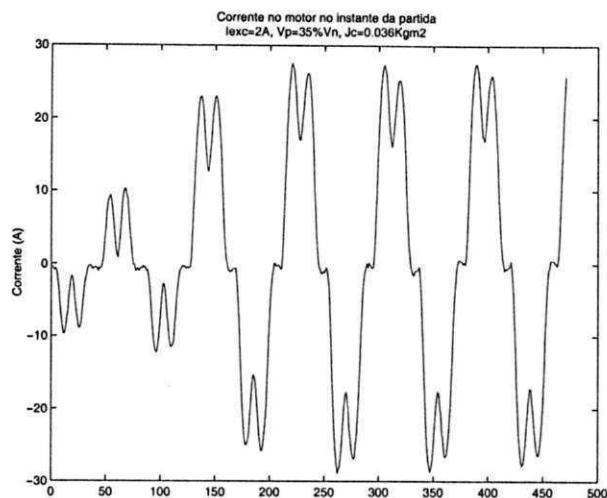
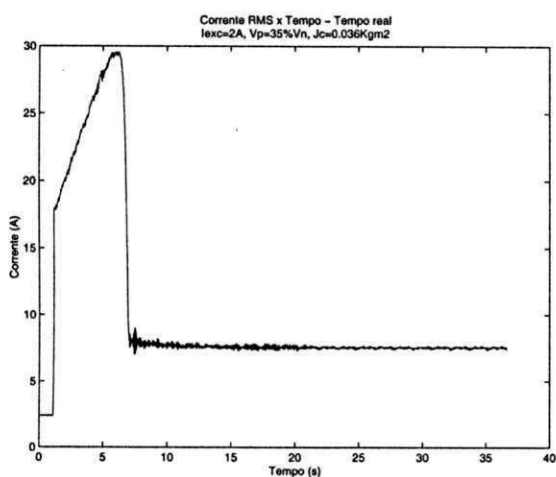
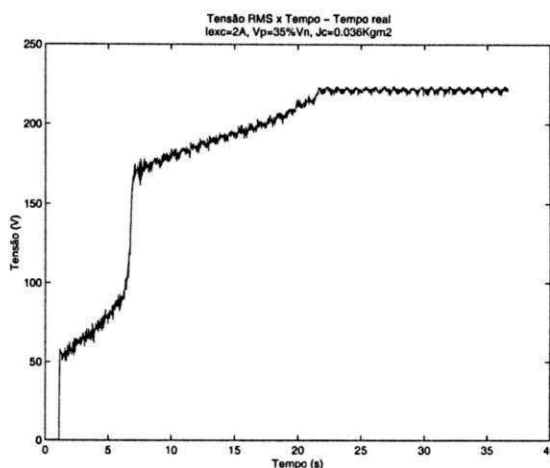


Figura 3.42: Forma de onda: J_c=0.036kgm², V_p=35%V_n, t_p=20s, I_{exc}=2A

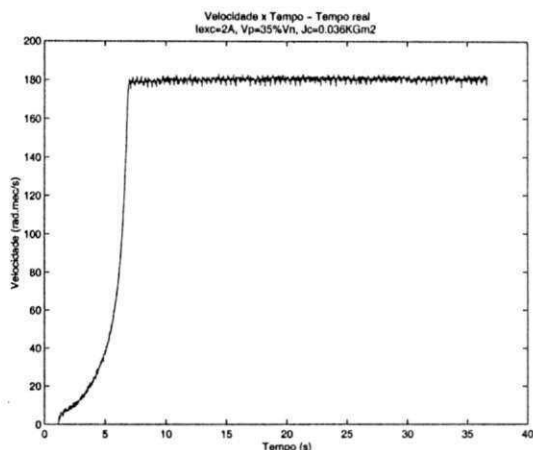


(a) Corrente RMS

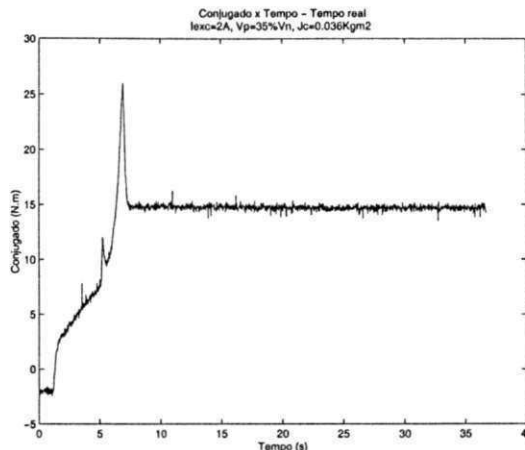


(b) Tensão RMS

Figura 3.43: Corrente e tensão RMS: J_c=0.036kgm², V_p=35%V_n, t_p=20s, I_{exc}=2A

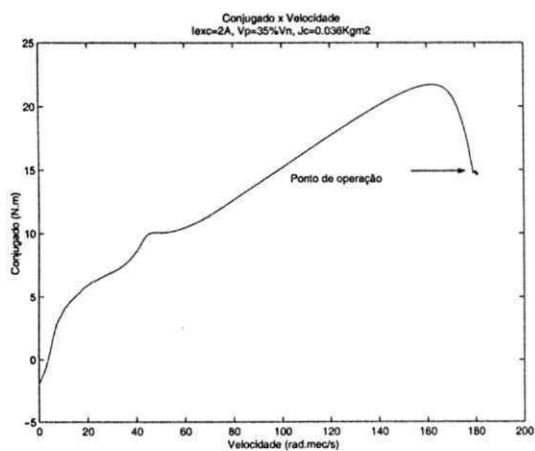


(a) Velocidade

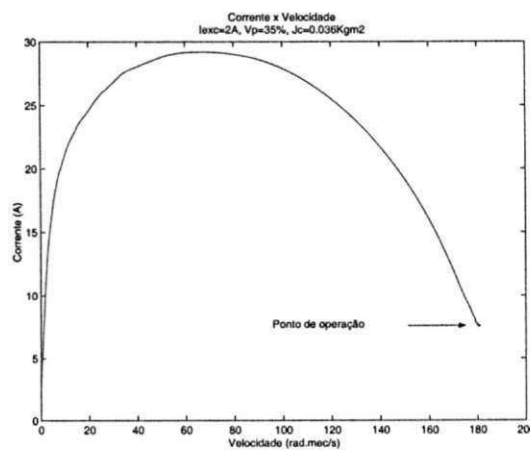


(b) Conjugado

Figura 3.44: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$



(a) Conjugado



(b) Corrente

Figura 3.45: Conjugado e corrente: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $V_p=35\%V_n$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$

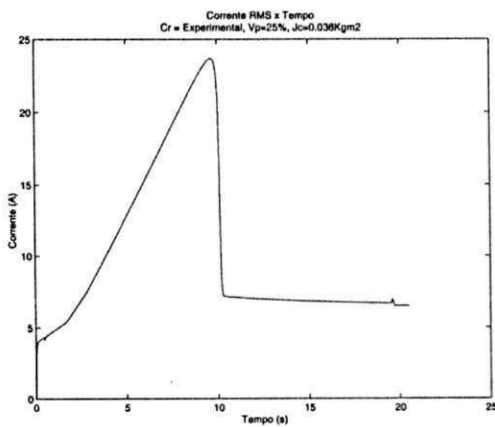
3.8.5 Análise dos resultados

Analisando as curvas experimentais obtidas com a “soft-starter”, para a primeira condição de carga, verifica-se que o motor apresenta um perfil de corrente em rampa com valores máximos aproximados em 3.5 vezes o valor da corrente nominal do motor e que o tempo de aceleração não é praticamente alterado para as partidas com $V_p = 25\%V_n$ e $V_p = 35\%V_n$, figuras 3.31, 3.32, 3.35 e 3.36. Para a segunda condição de carga tem-se que o tempo de aceleração se aproxima do tempo de rotor bloqueado ($t_a \sim 9s$), para $V_p = 25\%V_n$ e a corrente atinge valor máximo em torno de 4 vezes o valor da corrente nominal do motor. Para a partida com $V_p = 35\%V_n$ tem-se uma redução no tempo de aceleração para aproximadamente 6 segundos e corrente em torno de 3.8 vezes a corrente nominal do motor, figuras 3.39, 3.40, 3.43 e 3.44. Em todos os experimentos efetuados para $V_p = 25\%V_n$ e $V_p = 35\%V_n$ verifica-se um erro acentuado entre a tensão RMS real fornecida no instante da partida e a tensão selecionada pelo usuário. Esse fato pode ser visualizado, por exemplo, através da figura 3.43(b), onde a tensão inicialmente selecionada é $V_p = 35\%V_n$ (77V) e a tensão RMS real fornecida é de aproximadamente 52V.

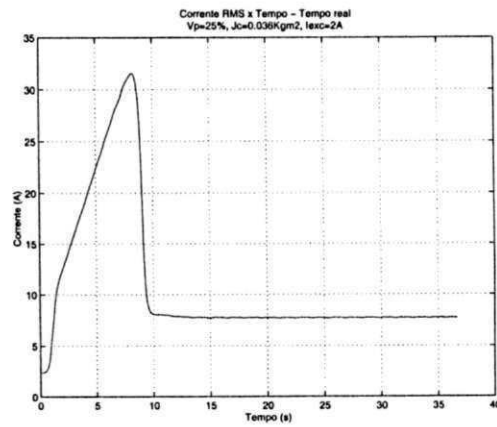
3.9 Análise Comparativa: Resultados Experimentais e Simulação

A seguinte análise comparativa tem como principal objetivo validar o programa de simulação desenvolvido para operação do motor de indução acionado pela “soft-starter”. Essa análise faz-se necessária uma vez que existem algumas condições de operação que só podem ser analisadas por simulação, sendo inviável uma análise experimental em função de impossibilidades técnicas e custos elevados.

- Perfil da corrente RMS : $I_{exc} = 2A$, $V_p = 25\%V_n$, $t_p = 20s$



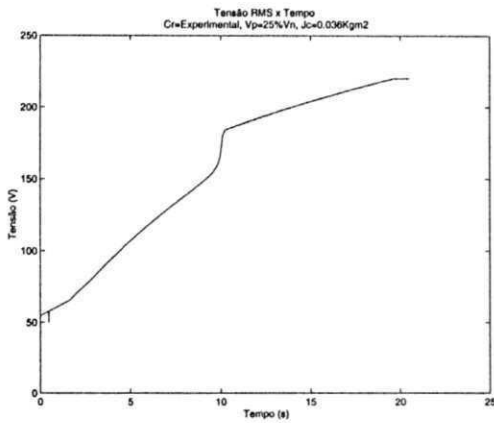
(a) Simulação



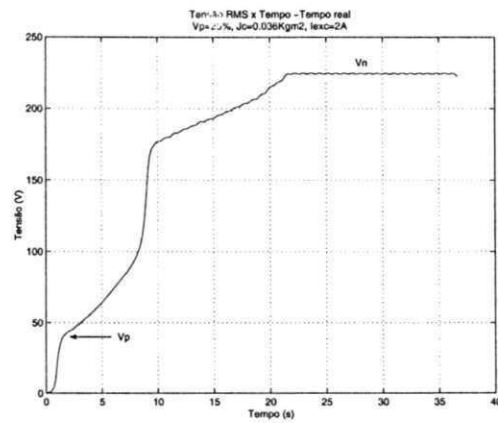
(b) Experimental

Figura 3.46: Corrente RMS no motor durante a partida

- Perfil da tensão RMS : $I_{exc} = 2A, V_p = 25\%V_n, t_p = 20s$



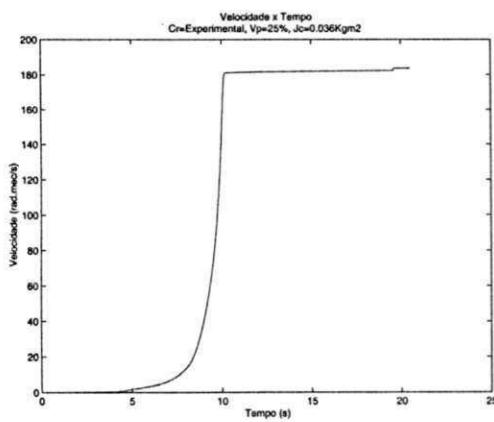
(a) Simulação



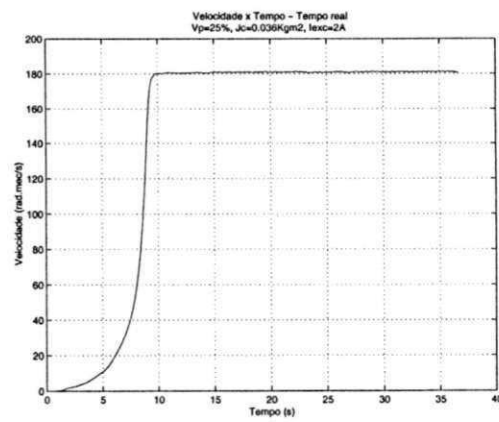
(b) Experimental

Figura 3.47: Tensão RMS no motor durante a partida

- Perfil da velocidade : $I_{exc} = 2A, V_p = 25\%V_n, t_p = 20s$



(a) Simulação



(b) Experimental

Figura 3.48: Velocidade do motor durante a partida

- Perfil do conjugado : $I_{exc} = 2A$, $V_p = 25\%V_n$, $t_p = 20s$

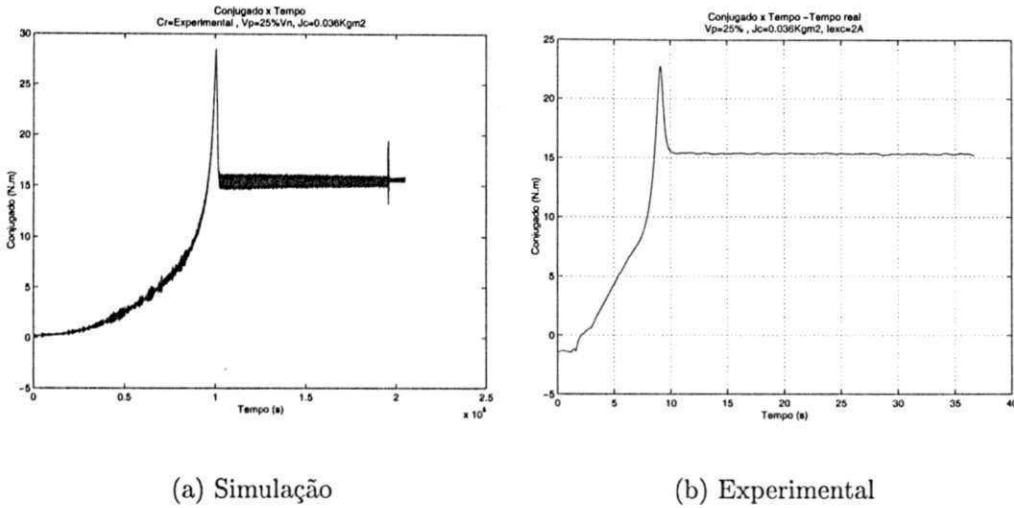


Figura 3.49: Conjugado desenvolvido pelo motor durante a partida

Analisando as curvas da corrente RMS no motor durante a partida, figura 3.46(a) e figura 3.46(b), verifica-se que os perfis da corrente RMS por simulação e experimental são bastante semelhantes, verificand0-se apenas uma pequena diferença em relação ao valor máximo da corrente durante a partida. Na curva da corrente RMS da figura 3.46(b), tem-se que a corrente máxima é de aproximadamente 32A, enquanto na figura 3.46(a), tem-se um valor máximo em torno de 24A. Essa diferença é decorrente da estratégia de controle do ângulo de disparo utilizada pelo fabricante. A estratégia de controle desenvolvida e utilizada neste trabalho leva a um perfil de tensão RMS mais suave que o perfil de tensão RMS obtido pelo fabricante experimentalmente, o que reflete diretamente no comportamento da corrente. Na figura 3.47(a) tem-se o perfil da tensão RMS por simulação para a mesma condição de carga. Verifica-se que esta é mais suave que o perfil de tensão RMS experimental apresentado na figura 3.47(b). A taxa de crescimento da tensão, por simulação, é menor que a verificada experimentalmente, resultando num melhor comportamento da corrente. Em relação a tensão de pedestal V_p , verifica-se um erro acentuado entre o valor selecionado pelo usuário e o real aplicado ao motor para o caso experimental, figura 3.47(b). Já na simulação, constata-se um erro quase desprezível em relação a tensão selecionada de $V_p = 25\%V_n(55V)$, e a tensão aplicada no instante da partida, figura 3.47(a). Os perfis das curvas de velocidade, figura 3.48, e conjugado, 3.49, são aproximadamente iguais levando a valores muito próximos em regime permanente. Estes resultados comprovam serem os modelos matemáticos empregados e o programa desenvolvido adequados para análise da dinâmica do motor de indução acionado pela “soft-starter”.

Capítulo 4

Inversor de Frequência

4.1 Introdução

O Inversor de Frequência é, na atualidade, o equipamento de tecnologia a estado sólido mais empregado na variação e controle de velocidade de motores elétricos de indução. O seu princípio de funcionamento é fundamentado no fato de que a velocidade do motor de indução, sob condições normais de operação, é determinada pela frequência da fonte de alimentação [39]. Com base neste princípio, os inversores de frequência controlam a velocidade através da variação e controle da frequência fornecida ao motor de indução. Embora, a princípio, sejam destinados à variação e controle de velocidade, também podem ser empregados para efetuar uma partida suave dos motores de indução.

Em geral existem dois tipos básicos de inversores, os quais possuem características e funcionamento distintos. O inversor fonte de tensão (VSI) e o inversor fonte de corrente (CSI). A maioria dos inversores de frequência para aplicações industriais são do tipo fonte de tensão (VSI), modulados por largura de pulso (PWM) [11]. Neste trabalho é realizado um estudo da dinâmica do motor de indução acionado por um inversor de frequência tipo VSI modulado por largura de pulso (PWM). Os inversores modulados por largura de pulsos podem ser classificados como inversores convencionais, ou de controle escalar, e inversores de controle vetorial [34]. Os inversores de frequência de controle escalar são os mais largamente empregados, em função do custo reduzido comparados aos inversores de controle vetorial, e são normalmente empregados em aplicações que não requerem precisão de velocidade e nem de torque [34]. Estes variam a velocidade do motor através do controle da amplitude da tensão e da frequência fornecidas ao motor de forma a obter uma relação V/f aproximadamente constante numa ampla faixa de velocidade. Já os inversores de controle vetorial são utilizados em aplicações que exigem alto desempenho, precisão, regulação e

controle de torque numa extensa faixa de operação. Neste trabalho é estudada e analisada a operação do motor de indução acionado por inversor de frequência tipo VSI modulado por largura de pulso (PWM), com controle escalar. Na figura 4.1 tem-se o diagrama de blocos simplificado do inversor de frequência.

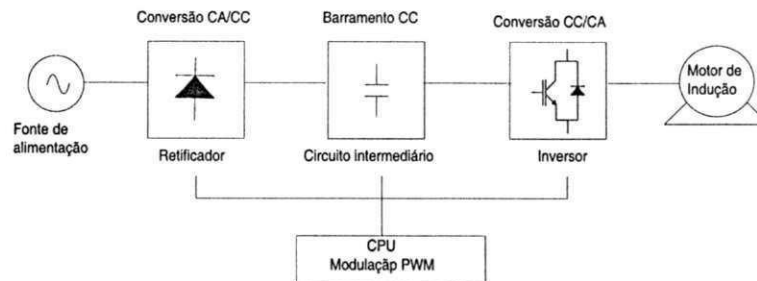


Figura 4.1: Diagrama de Blocos do Inversor de Frequência

Na figura 4.1 identifica-se três etapas de funcionamento do inversor de frequência : um módulo de conversão CA/CC (Retificador) ; Circuito intermediário(Barramento CC); e um modulo de conversão CC/CA. O conversor CC/CA é conhecido como inversor [45]. A função do inversor é mudar uma tensão de entrada CC para uma tensão de saída CA simétrica de amplitude e frequência desejadas. A forma de onda de saída de um inversor ideal é senoidal. Porém, na prática, as formas de onda de saída do inversor são não-senoidais com conteúdo de harmônicas.

A modulação por largura de pulsos (PWM) é hoje a tecnologia mais empregada em inversores de frequência de baixa tensão (600V nominal). O inversor de frequência é caracterizado pela forma de onda de saída chaveada, aproximadamente senoidal, de frequência e tensão RMS variáveis. O crescente desenvolvimento da eletrônica de potência tem possibilitado o aumento da frequência de chaveamento e melhoria do desempenho dos inversores PWM. Frequências de chaveamento de 2 a 20kHz já são comuns em inversores com tecnologia a IGBT.

4.2 Motor de indução acionado por inversor de frequência.

Existem diferenças significativas entre aplicações de motores operando com fonte de tensão senoidal e motores operando com inversores de frequência. Essas diferenças se estabelecem porque o inversor de frequência altera as características de operação do motor de indução. O desempenho de um motor de indução acionado por um inversor de frequência é diferente

do desempenho do motor acionado por fonte de tensão senoidal em $60Hz$. Isto é mais evidente durante a partida e aceleração do motor através das curvas Conjugado x Rotação e Corrente x Rotação [14].

As curvas características do conjugado e corrente, típicas de uma partida direta com fonte de tensão senoidal nominal, são apresentadas no Apêndice B. A corrente inicial de partida do motor de indução com fonte de tensão senoidal nominal, é de 6 a 10 vezes o valor da corrente nominal. Durante a aceleração do motor, desde o repouso até o valor máximo de conjugado, a corrente permanece com valores elevados, próximo ao seu valor máximo. A corrente em seguida diminui rapidamente enquanto o motor continua a acelerar até o conjugado de saída do motor atingir o valor do conjugado nominal da carga. Esta corrente inicial de partida produz conjugado de partida e de aceleração de valores elevados. O conjugado de partida pode atingir valores de até 300% do valor do conjugado nominal, dependendo da categoria do motor considerado. Já a corrente de um motor partindo com um inversor de frequência é usualmente limitada a 150% da corrente nominal do inversor. Esta limitação de corrente pode produzir uma correspondente limitação do conjugado [50]. Dessa forma, uma carga que facilmente parte com uma fonte de tensão senoidal pode apresentar dificuldades para efetuar a partida com o uso do inversor de frequência [50]. O uso do inversor de frequência elimina os picos de corrente e os impactos mecânicos provocados pelos elevados conjugados de partida associados a partida direta com fonte senoidal nominal. Assim, pode-se dizer que o uso do inversor de frequência possibilita uma partida suave dos motores de indução.

Na figura 4.2 é apresentada uma família de curvas do Conjugado x Escorregamento baseadas em mudanças na frequência e na tensão aplicadas ao motor de indução. Os parâmetros e as especificações gerais do motor são apresentados no Apêndice B. A relação V/f é considerada constante nas frequências abaixo de $60Hz$.

As figuras 4.2(a) e 4.2(b) mostram que a medida em que a frequência aumenta, a partir de $1Hz$, o conjugado de saída também aumenta. Analisando de forma inversa tem-se que a medida em que a frequência é reduzida e a relação V/f é mantida constante, o conjugado de saída também é reduzido. Esta redução ocorre tanto para o conjugado de partida quanto para o conjugado máximo. Essas reduções na curva de conjugado comprometem o conjugado de aceleração, e portanto o desempenho do motor nas baixas frequências. Como mostrado na figura 4.2(a) o conjugado máximo decresce e o escorregamento, tomando-se um valor de conjugado constante, aumenta enquanto a frequência é reduzida, mantendo-se V/f constante. Isto ocorre como um resultado da queda de tensão na resistência estática e indutância de dispersão reduzindo a tensão ativa disponível no entreferro do motor. Esta

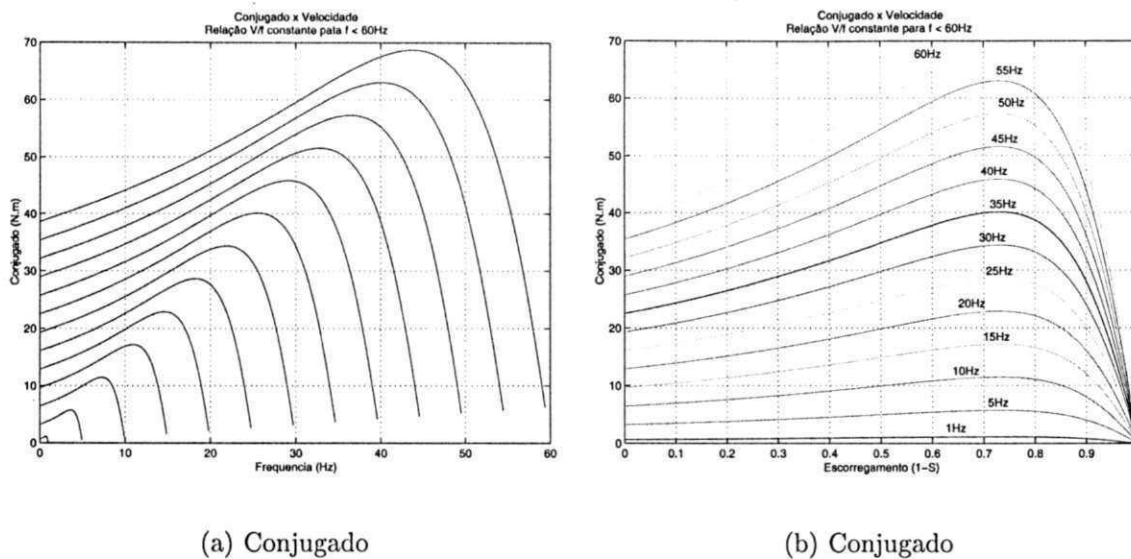


Figura 4.2: Curvas do Conjugado x Velocidade

tensão ativa no entreferro determina a relação torque/amp para o motor. Para compensar a queda de tensão estatórica uma tensão boost é normalmente usada nas frequências abaixo de 15Hz [14].

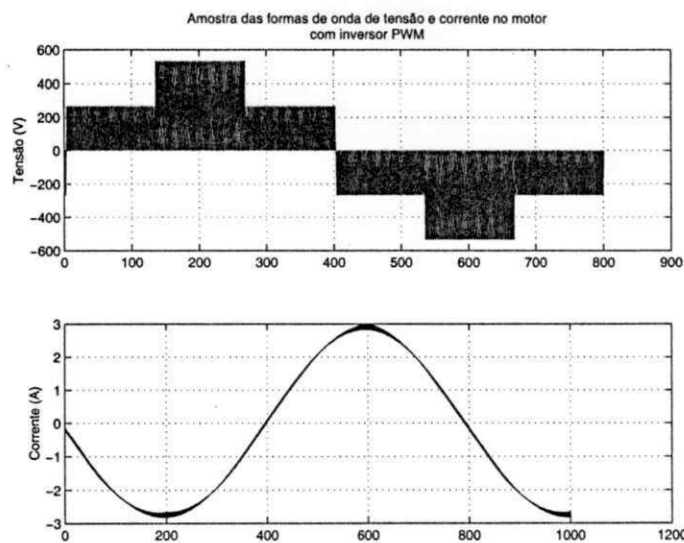


Figura 4.3: Formas de onda de tensão e corrente com inversor PWM

As formas de onda da tensão e corrente associadas a um inversor modulado por largura de pulsos (PWM) podem ser visualizadas através da figura 4.3.

4.3 Acionamento do motor de indução com inversor de frequência

Existem diferenças significativas entre a operação de motores de indução com fonte de tensão senoidal e a operação de motores com inversor de frequência. Essas diferenças são mais acentuadas em relação a temperatura de operação, redução do conjugado e sistema de isolamento do motor. As harmônicas geradas pelo inversor de frequência e a operação em baixas velocidades, com carga tipo constante, são fatores determinantes para o aumento da temperatura de operação. Quando o motor é acionado por um inversor de frequência a isolamento do motor é submetida a um esforço elétrico adicional, quando comparada com a operação com fonte senoidal. A isolamento do motor é submetida a picos de tensão, cujas magnitudes dependem da frequência da portadora, do uso de filtros e do comprimento dos cabos de alimentação entre o motor e o inversor [40]. Dessa forma, alguns pontos precisam ser analisados de forma mais criteriosa para garantir o sucesso da aplicação.

4.3.1 Tipo de carga mecânica a ser acionada pelo motor de indução

Na aplicação de inversores de frequência a primeira consideração importante é o tipo de carga mecânica a ser acionada pelo motor e suas características. As principais informações sobre a carga são: a curva do conjugado resistente em função da velocidade; e o momento de inércia. Uma classificação dos tipo de cargas é apresentada no Capítulo 1. A equação 4.1 mostra a relação entre potência e conjugado para um sistema dotado de movimento rotacional [56].

$$P = C.\omega \quad (4.1)$$

Na qual:

- $P \Rightarrow$ Potência desenvolvida
- $C \Rightarrow$ Conjugado desenvolvido
- $\omega \Rightarrow$ Velocidade angular de movimento
- P em *watts*, C em *N.m*, e ω em *rad/s*

A classificação das cargas mecânicas é baseada na relação entre conjugado requerido e velocidade. A partir da equação 4.1 verifica-se que a condição de partida mais severa para o motor é para cargas tipo conjugado constante, onde a potência desenvolvida cresce com

a velocidade. Uma vez que o inversor de frequência altera as características de operação do motor, figura 4.2, a garantia do sucesso da aplicação depende do conhecimento específico da carga. O momento de inércia da carga é um dado importante, pois este afeta o tempo de aceleração do motor. A norma NBR 7094 [2] estabelece os valores máximos de inércia externos, por potência nominal do motor, que o motor deve suportar sob tensão e frequência nominais. A norma não especifica as condições para operação com tensão e frequência variáveis, o que requer estudo preliminar da aplicação.

4.3.2 Isolação do enrolamento estático

A isolação do enrolamento do motor é normalmente classificada de acordo com sua capacidade térmica. O teste de qualificação da isolação é efetuado mediante amostra, a qual é submetida, entre outros, a esforços térmicos e mecânicos. As normas limitam as características elétricas a 60Hz e 600V RMS CA . Porém, não especificam o máximo transitório de tensão repetitivo (V_m), a frequência de chaveamento (kHz) e a taxa de elevação (dv/dt) que o enrolamento pode seguramente suportar e ainda manter a expectativa de sua vida útil. A taxa de elevação da tensão é um parâmetro muito importante na determinação da integridade do sistema de isolação do motor. Esta determina a amplitude da tensão no motor e a distribuição de tensão nas bobinas do enrolamento estático [38]. A deterioração do material isolante devido à esforços elétricos é ocasionada pelo gradiente de tensão no material. O gradiente de tensão não acarretará nenhum desgaste se a tensão de ruptura do material e os limites de temperatura não forem excedidos.

Os inversores PWM produzem formas de onda de tensão não senoidais. As ondas de tensão são formadas a partir de um trem de pulsos de altura igual a tensão do barramento DC e largura modulada para formar a ondas de tensão aproximadamente senoidais. O inversores enviam esses pulsos de saída na mesma taxa da frequência da portadora. Com o advento do IGBT, as frequências das portadoras variam de 2kHz a 20kHz . Isto significa que o controle que opera com uma frequência da portadora de 20kHz envia 20.000 pulsos por segundo. Em geral, as frequências de portadoras mais elevadas melhoram a forma de onda de corrente no motor. As formas de onda de tensão e corrente do inversor PWM são mostradas na figura 4.3. Frequências de portadoras elevadas resultam numa redução do ruído e aquecimento do motor. A redução do aquecimento do motor ocorre como resultado do menor conteúdo de harmônicas. Entretanto estudos têm mostrado que o ganho, sob a perspectiva térmica, é muito pequeno para frequências acima de 3kHz [40]. Em contrapartida, frequências de portadoras elevadas resultam em ondas de tensão de elevados dv/dt , os quais impõe um esforço de tensão adicional nos enrolamentos do motor.

Esse esforço adicional de tensão pode atingir valores superiores aos normalizados para os quais os motores são normalmente fabricados.

4.3.3 Temperatura de operação

Um fator de grande importância a ser considerado na operação do motor de indução acionado pelo inversor de frequência é o limite de temperatura de operação do motor. Na norma NBR 7094 [2] tem-se a classificação térmica dos motores de indução e os limites de elevação de temperatura. Os limites de elevação de temperatura são estabelecidos para operação do motor de indução sob condições nominais de tensão, frequência e potência. Quando o motor é acionado pelo inversor de frequência as condições de operação são alteradas, e portanto não correspondem as condições nominais. O inversor de frequência produz um aquecimento adicional no motor de indução que pode, a depender das condições de operação, exceder o limite térmico para o qual o motor é normalmente fabricado. O aquecimento adicional é proveniente do conteúdo de harmônicas geradas pelo inversor de frequência e pela operação do motor em baixas velocidades. Na operação em baixas velocidades a capacidade de refrigeração e conseqüentemente a dissipação do calor é reduzida. A classificação térmica de motores elétricos pode ser encontrada na Norma NBR 7094 [2], bem como no Catálogo Geral de Motores Elétrico WEG [43].

4.3.4 Comprimento dos cabos de alimentação do motor

O advento dos inversores de frequência PWM com IGBT tem melhorado o desempenho desses inversores, porém as altas taxas de elevação da tensão (dv/dt), de $6.000V/\mu s$ (típicas de inversores a IGBT), têm apresentado efeitos adversos na isolação do motor e contribuído para a presença de corrente nos rolamentos [30], [29], [28], [14]. Estudos têm mostrado que o comprimento dos cabos de alimentação entre o motor e o inversor contribui para o aumento das sobretensões e esforço sobre a isolação do motor. Este fator é decorrente da natureza do cabo, no que se refere a indutância de dispersão distribuída e da capacitância de acoplamento (L-C) [30]. Em adição, a reflexão de tensão é uma função do tempo de elevação dos pulsos de saída do inversor e do comprimento dos cabos, onde estes se comportam como uma linha de transmissão para os pulsos de saída do inversor [29]. Para melhor compreensão da importância do comprimento dos cabos na aplicação com inversores de frequência, este trabalho apresenta um resumo do estudo de Jouanne [28] sobre o efeito do tempo de elevação da tensão (dv/dt), com o comprimento dos cabos de alimentação.

Efeito do tempo de elevação do PWM (dv/dt)

A magnitude da tensão de pico nos terminais do motor, devido às reflexões das ondas de tensão, pode ser determinada a partir da teoria de propagação e análise de reflexão de ondas. O tempo (t_t em μs), para os pulsos de saída do inversor viajar, a partir dos terminais do inversor até os terminais do motor, pode ser expressado por:

$$t_t = \frac{l_c}{v} \quad (\mu s) \quad (4.2)$$

Onde v é a velocidade do pulso dado por

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}} \quad (m/\mu s) \quad (4.3)$$

- l_c = Comprimento do cabo em metros (m)
- L_c = Indutância por metro
- C_c = Capacitância por metro
- t_t = Tempo do pulso transitar uma vez no comprimento do cabo

Após o tempo t_t , o pulso de saída do inversor viajando no cabo será refeletida nos terminais do motor, e a onda refletida resultante viajando em direção ao inversor terá uma amplitude de:

$$V_t(t_t) = \frac{t_t V_{dc} \Gamma_L}{t_r} \quad \text{para } t_t < t_r \quad (4.4)$$

e

$$V_t(t_t) = V_{dc} \Gamma_L \quad \text{para } t_t \geq t_r \quad (4.5)$$

Onde

- V_{dc} = Tensão do barramento DC
- Γ_L = Coeficiente de reflexão da carga (tipicamente em torno de 0,9 para motores menores que 20CV) [28]
- t_r = Tempo de elevação do pulso de saída do inversor (μs)

A partir da expressão 4.5 verifica-se que para $t_t \geq t_r$, o tempo de elevação (t_r ou dv/dt), deixa de ser um parâmetro na equação da tensão refletida.

A onda viajante no sentido do inversor será refletida da mesma maneira, porém como uma função do coeficiente de reflexão do inversor (fonte) Γ_s . O coeficiente de reflexão da fonte pode ser definido como [28]:

$$\Gamma_s = \frac{R_s - Z_0}{R_s + Z_0} \quad (4.6)$$

Onde R_s é a resistência da fonte e Z_0 é a impedância característica do cabo (impedância de surto), dada por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \quad (4.7)$$

A partir de 4.6, pode ser visto que para uma fonte de baixa impedância, tem-se que Γ_s se aproximará de -1 . Dessa forma, a onda resutante refletida viajante em direção ao motor terá amplitude negativa. Após três transições no cabo, o aumento da tensão nos terminais do motor será reduzido pela onda refletida negativa, após ter viajado de volta e chegado aos terminais do motor. Baseada nessa análise, a tensão de pico pode ser calculada pela determinação da tensão total devido às reflexões nos terminais do motor, a partir das equações 4.4, 4.5, após três transições no cabo, adicionada a esta, a tensão do barramento DC, V_{dc} . Dessa forma, as equações para a tensão total de pico resultante são dadas por:

$$\text{Tensão de pico F-F} = \frac{3l_c V_{dc} \Gamma_L}{vt_r} + V_{dc} \quad \text{para } t_t < t_r/3 \quad (4.8)$$

e

$$\text{Tensão de pico F-F} = V_{dc} \Gamma_L + V_{dc} \quad \text{para } t_t \geq t_r/3 \quad (4.9)$$

Na figura 4.4 tem-se uma representação da variação da tensão de pico nos terminais do motor em função do tempo de subida do pulso de saída do inversor. Nesta simulação é considerado um cabo de 20m de comprimento, cujos parâmetros são:

- Seção : 14AWG
- $L_c = 1.1811^{-6} H/m$
- $C_c = 0.0328^{-9} F/m$

O coeficiente de reflexão da carga considerado é $\Gamma_L = 0.9$, uma vez que o motor sob análise é de 5CV, conforme especificações constantes no Apêndice B. Na figura 4.5 tem-se a variação da tensão de pico nos terminais do motor em função do tempo de subida do pulso na saída do inversor para vários comprimentos de cabo.

Nas figuras 4.6 e 4.7 tem-se a variação de pico nos terminais do motor em função do comprimento do cabo de alimentação. Na figura 4.6 é apresentada a curva considerando

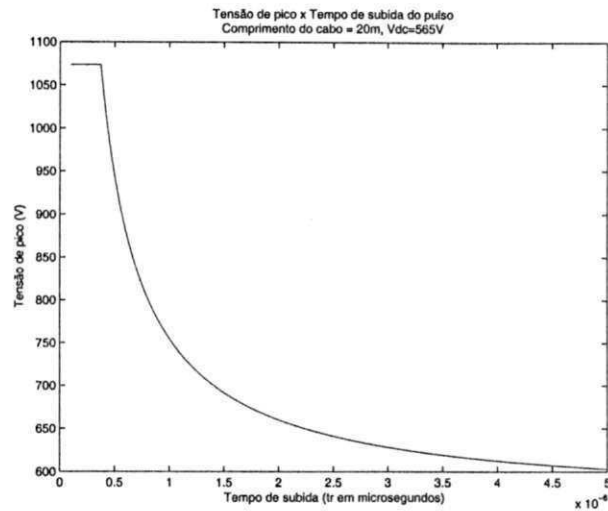


Figura 4.4: Tensão de pico nos terminais em função do tempo de elevação do pulso para um cabo de 20 m.

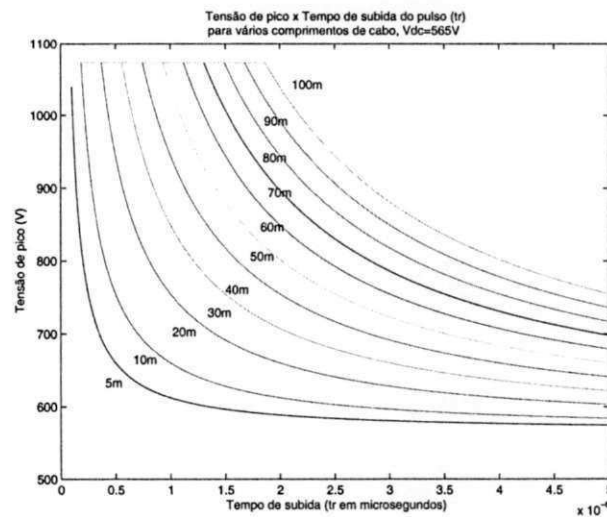


Figura 4.5: Tensão de pico nos terminais do motor em função do tempo de elevação do pulso de saída do inversor para diversos comprimentos de cabo.

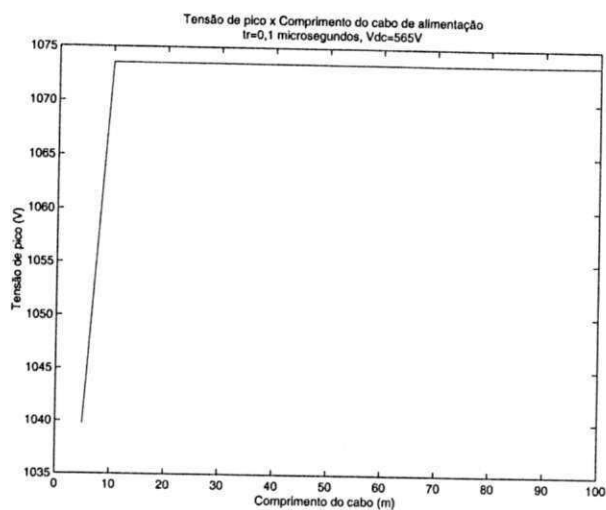


Figura 4.6: Tensão de pico nos terminais em função do comprimento do cabo para $t_r=0,1$ microsegundos.

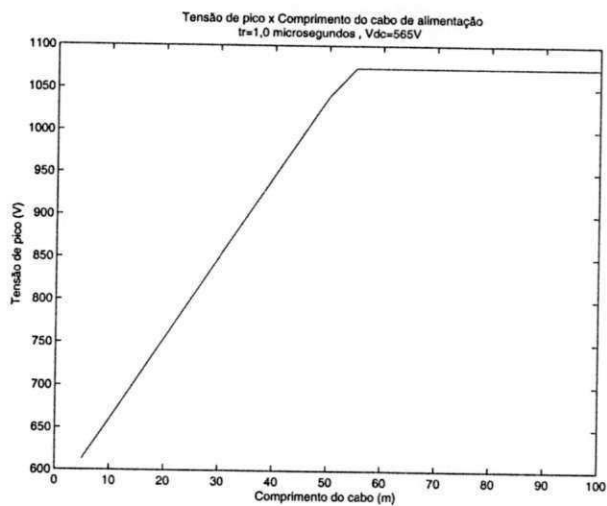


Figura 4.7: Tensão de pico nos terminais em função do comprimento do cabo para $t_r=1,0$ microsegundos.

um inversor PWM a IGBT ($t_r = 0.1\mu s$). Na figura 4.7 tem-se a curva para um inversor PWM a tiristor ($1\mu s$).

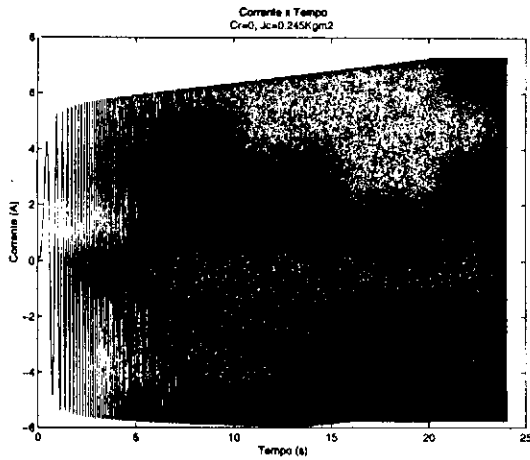
Analisando as figuras 4.4, 4.5, 4.6 e 4.7, verifica-se que a tensão de pico nos terminais do motor pode atingir valores de até aproximadamente 2 vezes a amplitude da tensão no barramento CC. Constata-se que o valor da tensão nos terminais do motor aumenta a medida em que o comprimento do cabo é aumentado. Os valores de tensão aumentam a medida em que o tempo de subida do pulso de saída do inversor é reduzido. Dessa forma, pode-se concluir que o comprimento do cabo de alimentação e a frequência da portadora do inversor PWM são pontos importantes a serem considerados numa aplicação, uma vez que a isolação do motor submetida à um esforço elétrico adicional, para o qual o motor pode não ter sido fabricado.

4.4 Simulação dinâmica do motor de indução durante a partida

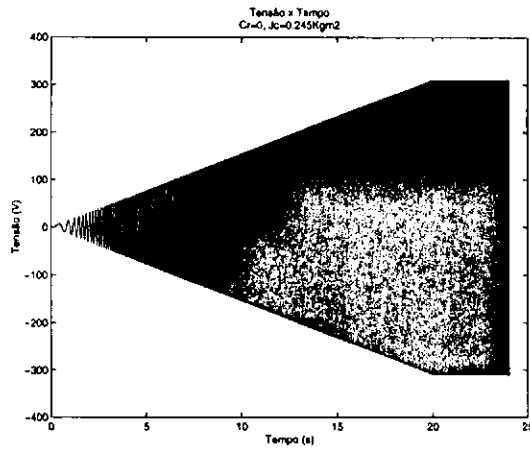
As simulações apresentadas nesta etapa do trabalho tem por objetivo analisar a dinâmica do motor de indução durante a partida com o inversor de frequência. Na sequência, estes resultados serão tomados como base para analisar-se a dinâmica do mesmo motor, agora acionado pela “soft-starter”. Dessa forma, as condições de carga e o tempo de partida são os mesmos considerados nas simulações com a “soft-starter”.

4.4.1 Partida do motor de indução em vazio

Partida em vazio com carga mecânica acoplada de média inércia: $J_c = 0.245 \text{kgm}^2$, $t_p = 20 \text{s}$

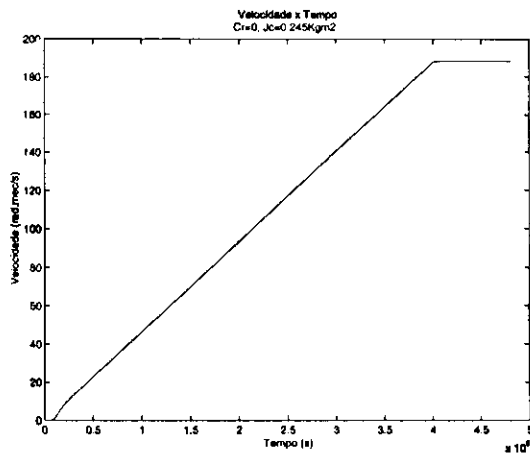


(a) Corrente

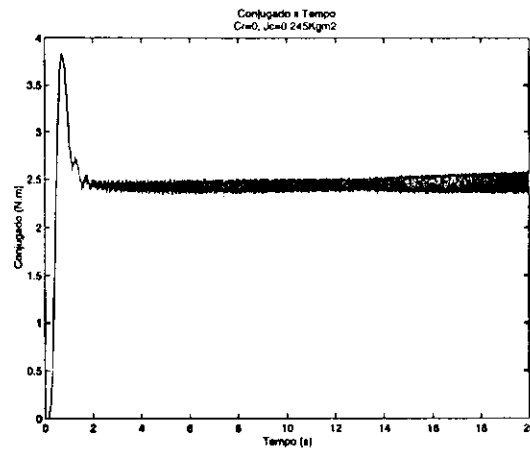


(b) Tensão

Figura 4.8: Formas de onda: $J_c=0.245 \text{kgm}^2$, $t_p=20 \text{s}$, $Cr=0$



(a) Velocidade



(b) Conjugado

Figura 4.9: Velocidade e conjugado: $J_c=0.245 \text{kgm}^2$, $t_p=20 \text{s}$, $Cr=0$

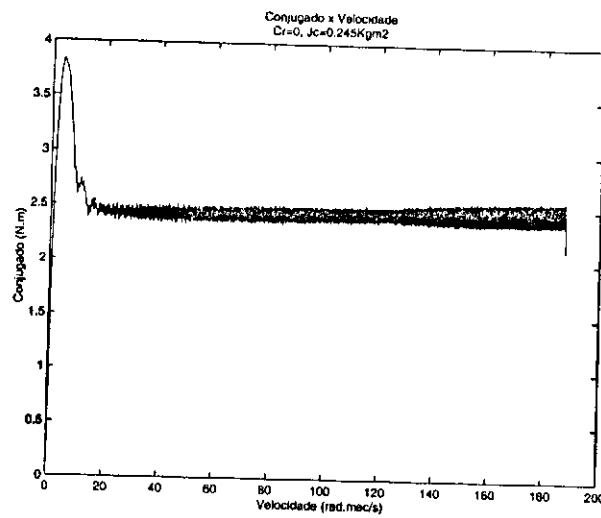
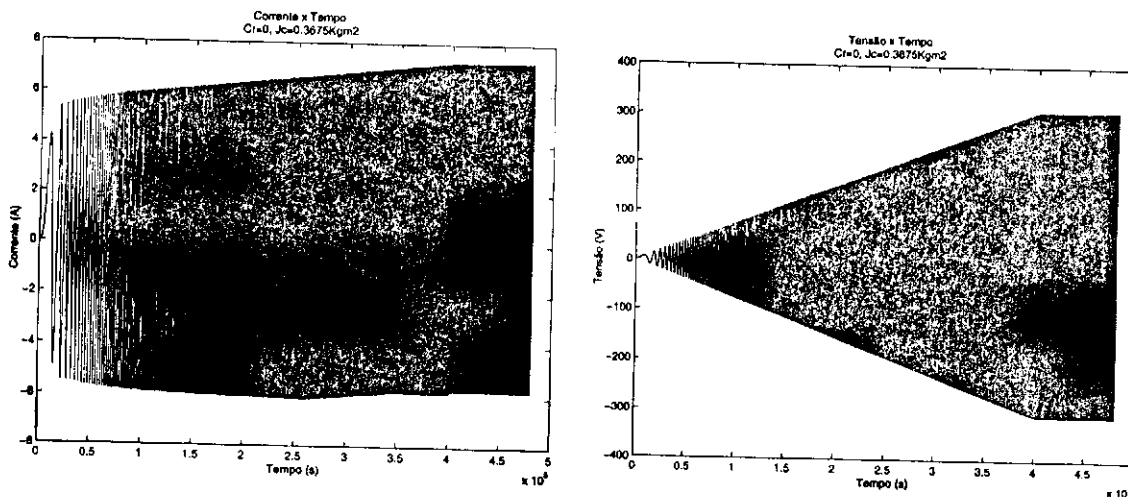


Figura 4.10: Conjugado x Velocidade: $J_c=0.0245\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $Cr=0$

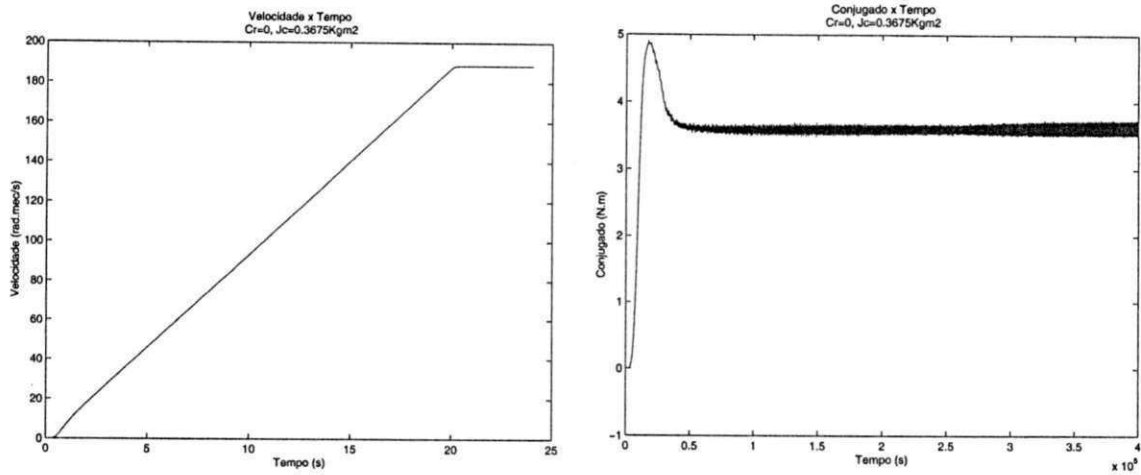
Partida em vazio com carga mecânica acoplada de alta inércia: $J_c = 0.3675\text{kgm}^2$, $t_p = 20\text{s}$



(a) Corrente

(b) Tensão

Figura 4.11: Formas de onda: $J_c=0.3675\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $Cr=0$



(a) Velocidade

(b) Conjugado

Figura 4.12: Velocidade e conjugado: $Jc=0.3675kgm^2, tp=20s, Cr=0$

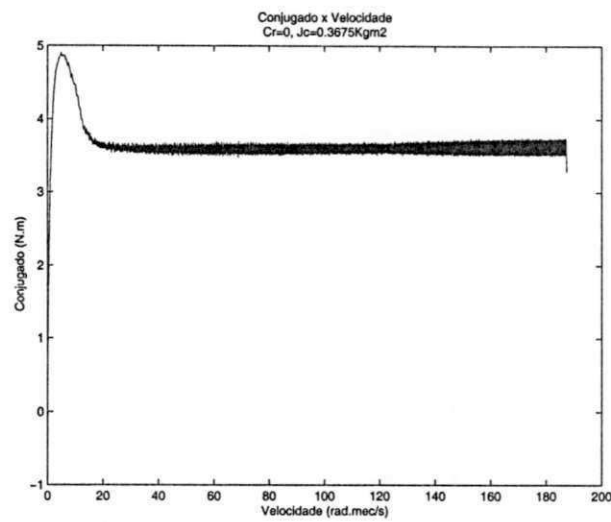


Figura 4.13: Conjugado x Velocidade: $Jc=0.3675kgm^2, tp=20s, Cr=0$

4.4.2 Partida do motor de indução com carga resistente tipo constante $C_r = 50\%C_n$, $J_c = 0.036\text{kgm}^2$

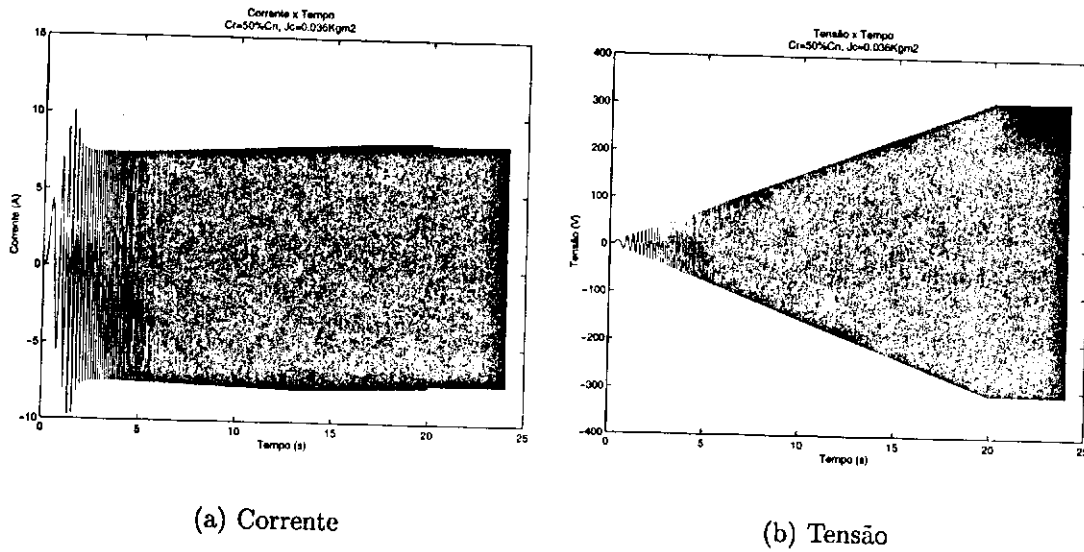


Figura 4.14: Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=50\%C_n$

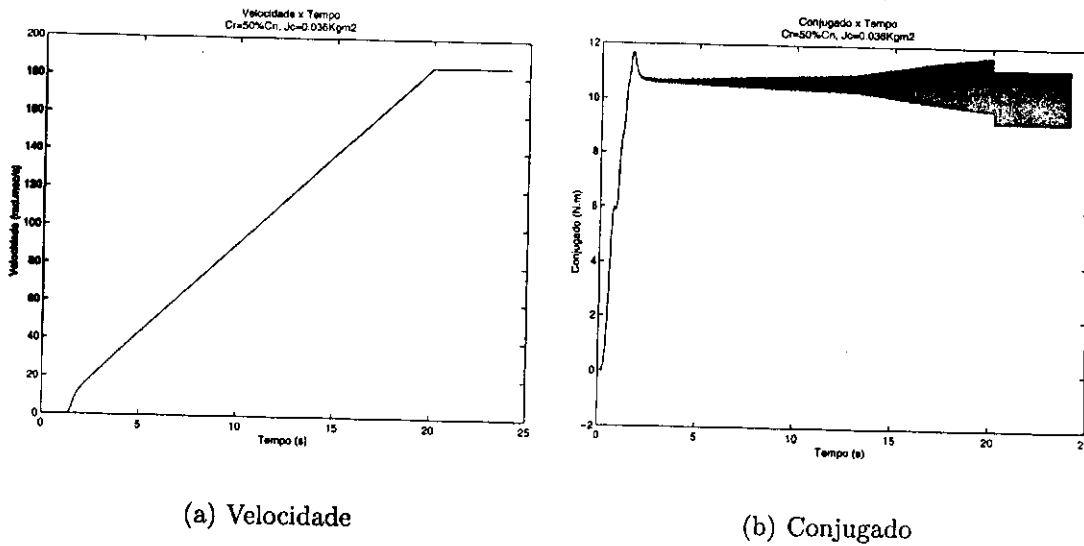


Figura 4.15: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $C_r=50\%C_n$

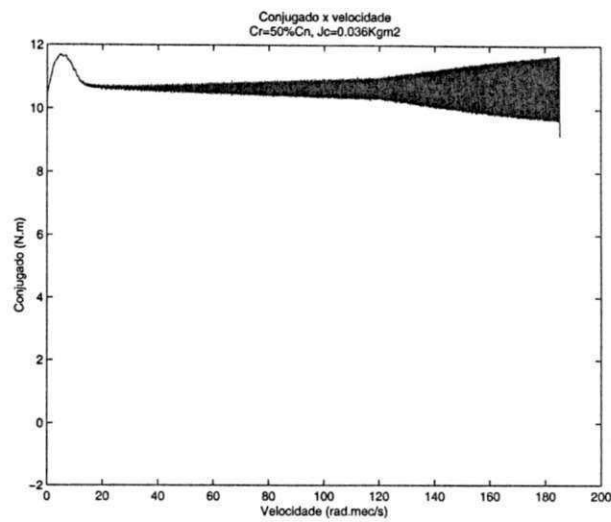


Figura 4.16: Conjugado x Velocidade: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $Cr=50\%C_n$

4.4.3 Partida do motor de indução com a carga utilizada na plataforma experimental: $J_c = 0.036\text{kgm}^2$, $t_p = 20\text{s}$, $I_{exc} = 2\text{A}$

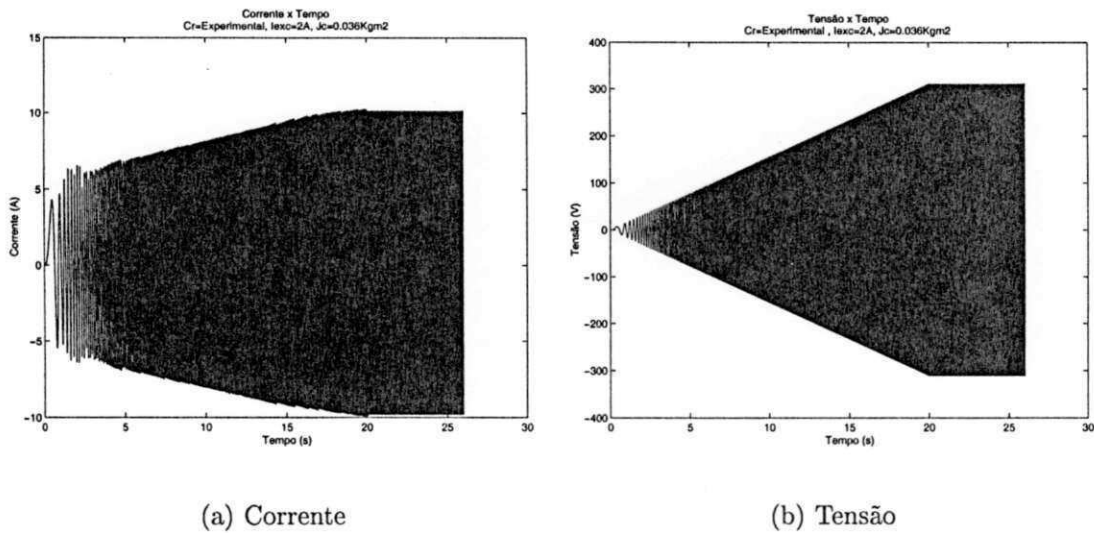
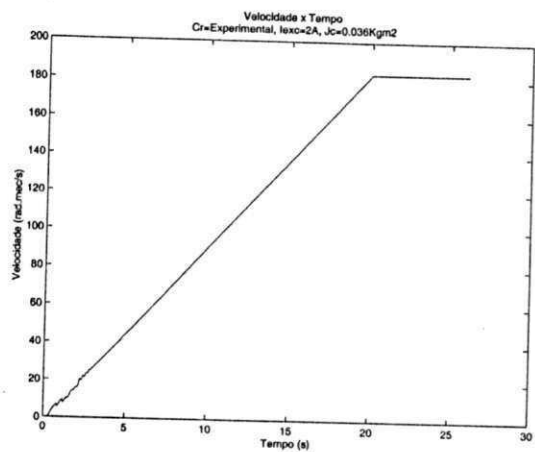
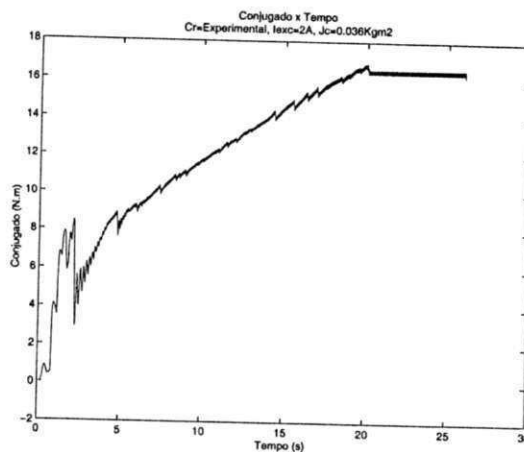


Figura 4.17: Formas de onda: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$



(a) Velocidade



(b) Conjugado

Figura 4.18: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$

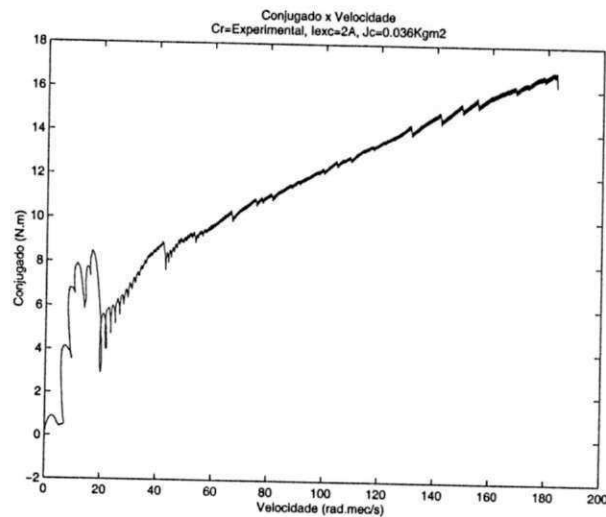


Figura 4.19: Conjugado x Velocidade: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$

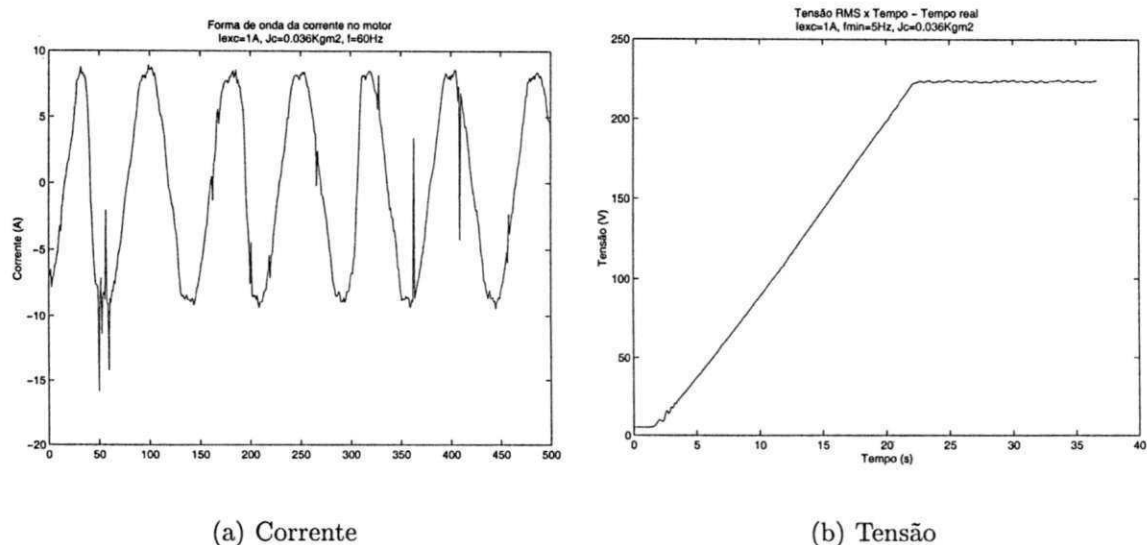
4.5 Análise dos resultados

O perfil de corrente durante a partida é aqui utilizado como fator de análise da capacidade de partida do motor de indução acionado pelo inversor de frequência. O perfil de corrente é uma ferramenta de análise segura, uma vez que as limitações dos inversores de frequência, durante a partida, são associadas à uma limitação de corrente de 150% da corrente nominal do inversor. É esta limitação de corrente que produz limitação no conjugado do motor acionado pelo inversor [50]. O perfil de corrente também fornece informações quanto aos limites térmicos do motor, uma vez que a capacidade térmica do motor, durante a partida, pode ser determinada a partir do tempo de rotor bloqueado a quente e da corrente desenvolvida. Baseado nessas informações, verifica-se que para as condições de partida em vazio com média e alta inércia, figuras 4.8 e 4.11, o motor apresenta boa dinâmica, bom perfil de corrente, sendo o inversor favorável para essas condições de operação. Para a partida com cargas tipo constante de conjugado resistente de até 50% da capacidade nominal, com baixa inércia, a partida do motor de indução com o inversor é sempre possível, apresentando bom desempenho e perfil de corrente satisfatório. Para cargas de conjugado resistente superior a 50% do conjugado nominal associadas a valores de inércia consideráveis, há necessidade de um estudo específico da aplicação, não sendo possível prever, no momento, a dinâmica e a capacidade de partida do motor. Com base nos resultados apresentados nas figuras 4.17, 4.18 e 4.19, verifica-se que o inversor de frequência é indicado para partida de motores de indução com cargas mecânicas de conjugado resistente tipo quadrático, exceto nos casos de cargas de alta inércia, apresentando bom desempenho e perfil de corrente durante a partida.

4.6 Resultados Experimentais

A descrição da plataforma experimental, bem como da imposição da carga mecânica é apresentada no Apêndice C.

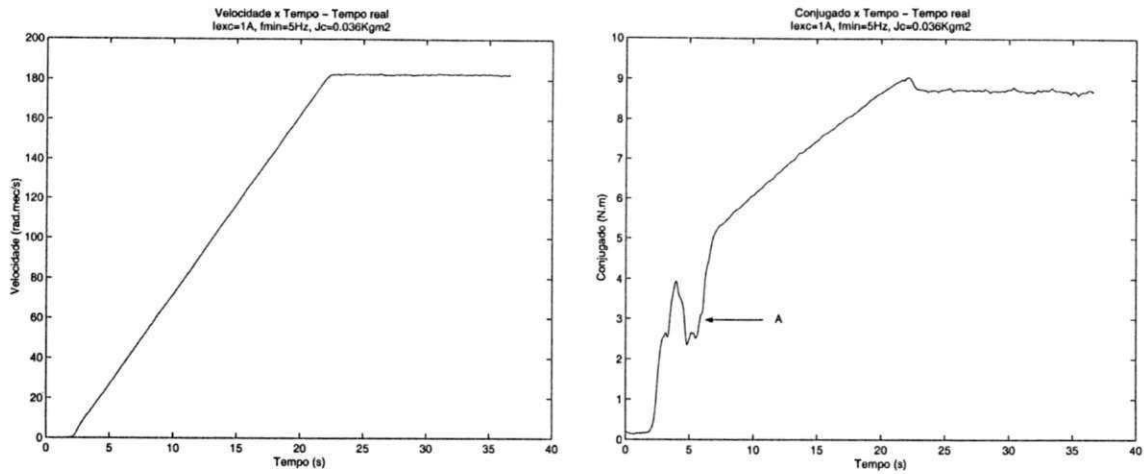
4.6.1 Partida com condição de carga $I_{exc} = 1.0A$, $t_p = 20s$



(a) Corrente

(b) Tensão

Figura 4.20: Corrente no primeiro instante da partida: $J_c=0.036kg\cdot m^2$, $t_p=20s$, $I_{exc}=1A$



(a) Velocidade

(b) Conjugado

Figura 4.21: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$

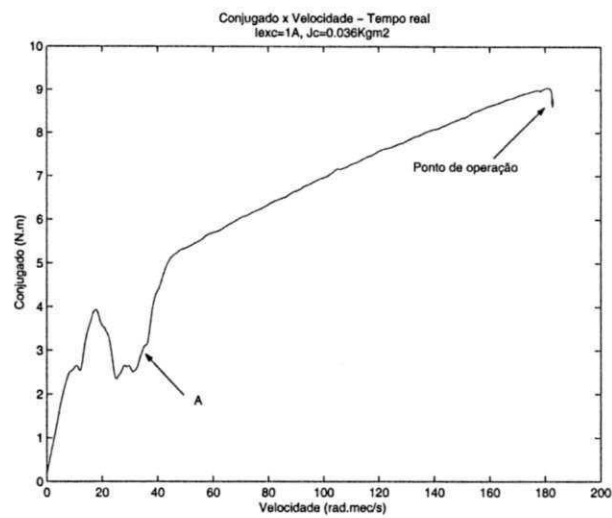
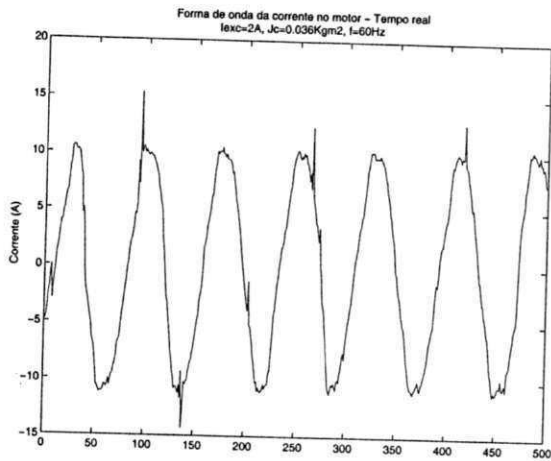
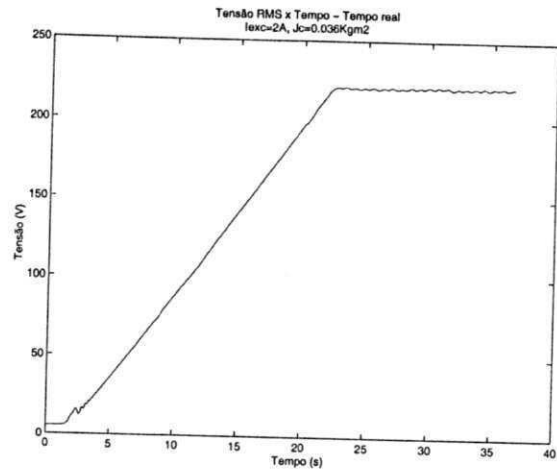


Figura 4.22: Conjugado x Velocidade: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=1\text{A}$

4.6.2 Partida com condição de carga $I_{exc} = 2.0\text{A}$, $t_p = 20\text{s}$

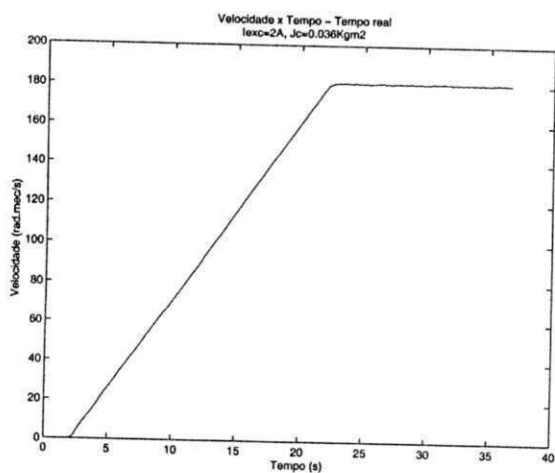


(a) Corrente

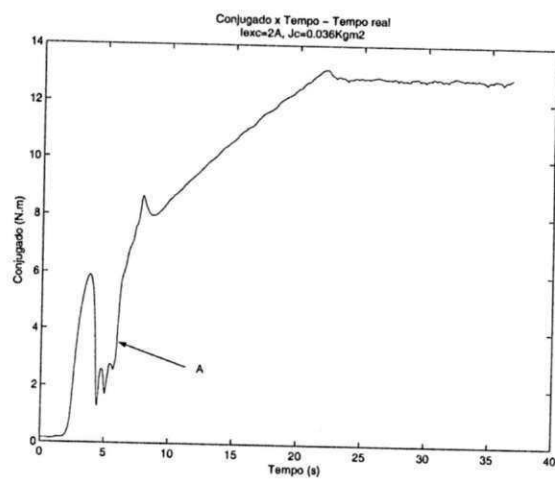


(b) Tensão

Figura 4.23: Corrente no primeiro instante da partida: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$



(a) Velocidade



(b) Conjugado

Figura 4.24: Velocidade e conjugado: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$

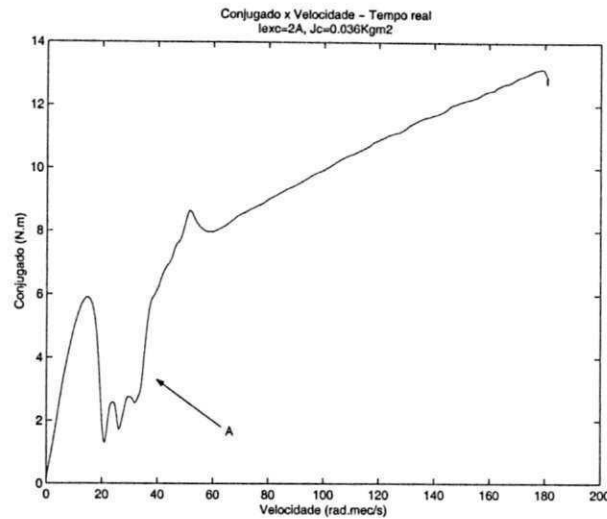


Figura 4.25: Conjugado x velocidade: $J_c=0.036\text{kgm}^2$, $t_p=20\text{s}$, $I_{exc}=2\text{A}$

4.6.3 Análise dos resultados

Analisando os resultados obtidos na partida com o inversor de frequência verifica-se um comportamento dinâmico do motor de indução bastante distinto do obtido na partida com a “soft-starter”. As curvas de conjugado são mais suaves e os perfis de corrente mostram valores bem inferiores aos apresentados com a “soft-starter”. Os pontos indicados com a letra “A” nas curvas de conjugado devem ser desconsiderados por serem decorrentes de problemas nas medições na plataforma experimental. O problema nas medições é basicamente decorrente de dois fatores: sensibilidade do torquímetro à vibrações mecânicas; e interferência elétrica ocasionada pelas harmônicas geradas pelo inversor de frequência. A solução para a sensibilidade à vibrações seria a utilização de um sistema de medição de conjugado através de uma célula de carga, a qual não estaria diretamente acoplada aos eixos do motor de indução e do gerador cc, sendo portanto, mais robusta à vibrações mecânicas. Em relação à interferência elétrica, a solução seria a utilização de filtros de linha associados à uma total isolamento elétrica da alimentação do torquímetro em relação ao sistema de aquisição de dados em tempo real.

Capítulo 5

Análise de Harmônicas

5.1 Introdução

O preço do extensivo uso de dispositivos de eletrônica de potência tem se tornado bastante claro: "poluição" nos sistemas elétricos por injeção de harmônicas. De acordo o Instituto de Pesquisa de Eletrônica de Potência (EPRI) estima-se que, na atualidade, 60% de todo o fluxo de potência elétrica esteja sendo efetuado através de dispositivos eletrônicos [54]. Harmônicas também são geradas por transformadores, motores e retificadores. Os sistemas podem funcionar adequadamente na presença de quantidades limitadas de harmônicas. Problemas de origem localizada, por exemplo grandes consumidores industriais, são de fácil solução, porém o aumento significativo de consumidores com dependência de equipamentos com dispositivos não lineares tem aumentado e agravado os problemas decorrentes da presença das harmônicas e tornado os sistemas elétricos complexos e de difícil solução. As harmônicas em sistemas de potência podem ser a fonte de uma variedade de efeitos indesejáveis, por exemplo: interferência de sinais, sobretensões, perdas de dados, aquecimento, mal funcionamento e danos à equipamentos. Harmônicas podem causar aquecimento em transformadores e capacitores resultando numa redução da vida útil ou falha dos mesmos. Em motores elétricos as harmônicas podem causar aquecimento no rotor e um conjugado resultante pulsante resultando num aquecimento excessivo do motor e redução da eficiência. Na IEEE Std 519-1992 [1] tem-se, de forma mais específica, os efeitos das harmônicas nos sistemas elétricos.

O maior efeito das harmônicas de tensão e corrente em máquinas de indução e síncronas é o sobreaquecimento devido as perdas no ferro e no cobre nas frequências das harmônicas [1]. As componentes de harmônicas afetam a eficiência da máquina e podem também afetar o desenvolvimento do conjugado. Num motor elétrico as harmônicas de corrente podem au-

mentar a emissão de ruído audível se comparado com a excitação senoidal. As harmônicas também podem produzir uma distribuição de fluxo resultante no entreferro, o qual pode causar ou intensificar o fenômeno conhecido como "resistência a partir suavemente" (Cogging) ou "escorregamento muito elevado" (Crawling), nos motores de indução [1]. Pares de harmônicas, tais como 5ª e 7ª harmônicas, têm o potencial de criar oscilações mecânicas em combinações tipo turbina-geradores ou sistemas motor-carga. As oscilações mecânicas ocorrem quando oscilações no conjugado, causadas pela interação entre harmônicas de corrente e o campo magnético da frequência fundamental, excitam uma frequência ressonante mecânica. Outro ponto importante que tem sido analisado por pesquisadores é o fluxo das harmônicas de corrente no rotor. O fluxo de cada corrente no estator produzirá uma força magnetomotriz no entreferro que induzirá um fluxo de corrente no rotor da máquina. As características das harmônicas podem ser definidas como sendo uma sequência positiva ou negativa e a rotação da harmônica terá, dessa forma, o mesmo sentido ou o sentido contrário em relação à rotação do rotor. A harmônica de 5ª ordem terá uma rotação contrária à rotação do eixo (sequência negativa), assim uma harmônica de corrente será induzida no rotor com uma frequência correspondente a diferença entre a frequência rotacional no entreferro da fundamental e a harmônica de 5ª ordem, resultando numa harmônica de 6ª ordem no rotor. A harmônica de 7ª ordem terá uma rotação no mesmo sentido da rotação do eixo (sequência positiva), uma harmônica de corrente será induzida no rotor com uma frequência correspondente a diferença entre a frequência rotacional no entreferro da fundamental e a harmônica de 7ª ordem, isto é, harmônica de 6ª ordem. Assim, para fins de análise do aquecimento no rotor, as harmônicas de 5ª e 7ª ordem no estator combinam para produzir harmônicas de 6ª ordem no rotor. As harmônicas de 11ª e 13ª atuam da mesma forma produzindo harmônicas de corrente de 12ª ordem no rotor, e assim sucessivamente para harmônicas de ordem superior [1]. Dessa forma, os dois pontos mais importantes para análise do efeito das harmônicas no rotor são:

- Aquecimento no rotor
- Pulsação ou redução do conjugado

Dependendo do tipo do rotor o aquecimento gerado pode ser tolerado. As perdas no estator geralmente são de mais interesse que as perdas no ferro. Em resumo, o resultado de todos os efeitos das harmônicas é uma redução na eficiência e na vida útil do motor. O fator de redução é dependente do conteúdo de harmônicas encontradas, mas o aquecimento proveniente das harmônicas tipicamente reduz o desempenho do motor em 90-95% do valor esperado com a aplicação de ondas senoidais puras [1]. De acordo com essa análise,

verifica-se que as harmônicas também podem causar um conjugado de saída pulsante. Isto pode afetar a qualidade do conjugado produzido para motores que têm cargas sensíveis a essas variações. Em muitos casos, onde cargas de alta inércia estão acopladas aos eixos dos motores, as harmônicas podem provocar ressonância mecânica. As oscilações mecânicas resultantes podem causar fadiga em eixos e desgaste acelerado de eixos e partes mecânicas conectadas. Diante dos possíveis problemas decorrentes dos efeitos das harmônicas, faz-se necessário uma análise de harmônicas para operação do motor de indução acionado pela "soft-starter" e Inversor de frequência, em diferentes condições de operação. Como ferramentas de análise são determinados e apresentados: espectro das harmônicas de corrente; e o fator de distorção total das harmônicas de tensão (THD).

- Fator de distorção total das harmônicas de tensão (THD) : determinado a partir da expressão [1],

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (5.1)$$

5.2 Análise de harmônicas dos resultados experimentais: Partida com soft-Starter

Estudos preliminares mostram que o conteúdo de harmônicas gerado pelo controlador CA é variável com o ângulo de disparo α dos tiristores [23], bem como com as condições de carga. Durante a partida do motor de indução com a "soft-starter" o ângulo de disparo dos tiristores é decrementado, a partir de um ângulo inicial α_i , até um ângulo final α_f , correspondente a região de operação sob tensão nominal. Para cada ângulo de disparo α tem-se uma forma de onda de tensão e corrente diferente associada à condição do disparo. Dessa forma, não se tem um sinal periódico durante toda a partida, mas sim, periódico por alguns ciclos. Em consequência, a análise das harmônicas é feita em intervalos de tempo, espaçados em relação ao tempo total de partida, de forma que é possível observar o comportamento das harmônicas geradas e como as mesmas variam de acordo com o ângulo de disparo. O seguinte procedimento foi adotado para análise de harmônicas durante a partida do motor de indução: Durante o tempo de partida são extraídas cinco amostras de períodos, espaçadas igualmente dentro do intervalo de tempo de partida selecionado. A análise dos sinais é feita através dos recursos do Matlab utilizando a FFT (Fast Fourier Transform).

- Condições de partida: condição de carga $I_{exc} = 2A$, tensão de pedestal $V_p = 25\%V_n$ e tempo de partida de 20 segundos.

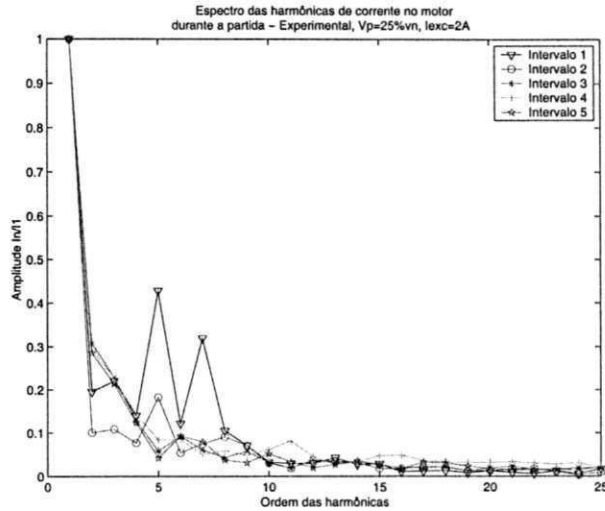


Figura 5.1: Espectro das harmônicas de corrente no motor durante a partida

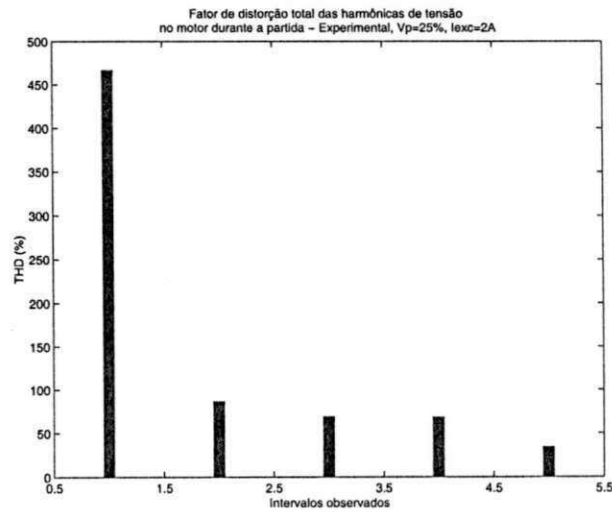


Figura 5.2: Análise das harmônicas de tensão no motor durante a partida - Fator de distorção total

5.3 Análise de harmônicas dos resultados experimentais: Partida com inversor de frequência

- Condições de partida : condição de carga: condição de carga $I_{exc} = 2A$, tempo de partida 20 segundos.

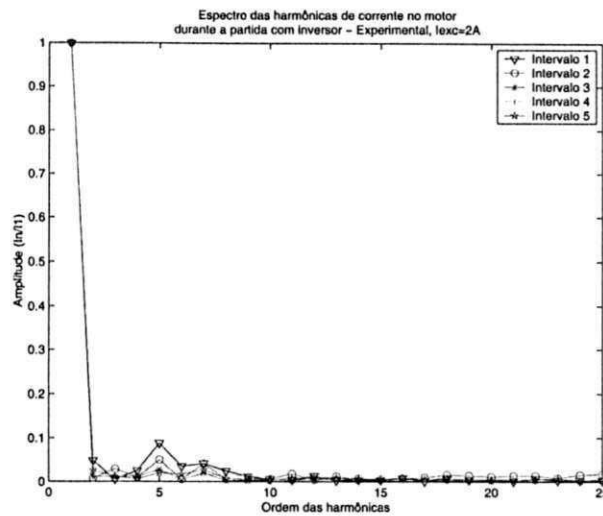


Figura 5.3: Espectro das harmônicas de corrente no motor durante a partida

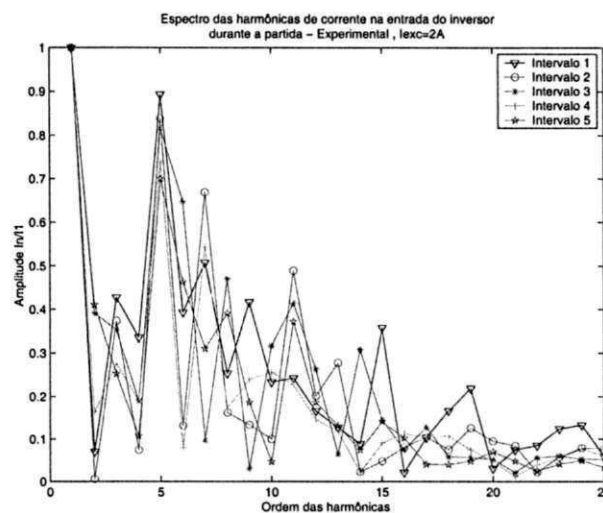


Figura 5.4: Espectro das harmônicas de corrente de linha na entrada do inversor durante a partida

5.4 Análise dos resultados

Analisando o gráfico do espectro das harmônicas de corrente no motor durante a partida com a “soft-starter”, figura 5.1, verifica-se que o espectro das harmônicas é composto por harmônicas de ordem par e ímpar, porém as harmônicas de ordem ímpar são predominantes destacando-se as de ordem 5, 7, 9 e 11 com maiores amplitudes. O maior conteúdo de harmônicas é verificado nos instantes iniciais da partida, intervalos 1 e 2. O intervalo 1 corresponde ao instante inicial e o intervalo 2 é correspondente a um tempo de aproximada-

mente 5 segundos após a partida. A figura 5.2 mostra o fator de distorção total da tensão no motor para o mesmo tempo de partida. Verifica-se um elevado fator de distorção nos instantes iniciais, porém apresenta redução significativa a medida em que o motor acelera e se aproxima do final do tempo de partida (Intervalo 5).

A análise das harmônicas de corrente geradas pelo inversor de frequência são efetuadas sobre a corrente no motor de indução e sobre a corrente da rede de alimentação na entrada do inversor. A figura 5.3 mostra que o espectro das harmônicas de corrente no motor contém harmônicas de ordem par e ímpar, porém de amplitudes bem inferiores comparadas ao espectro das harmônicas na partida com a soft-starter. As harmônicas mais significativas são as de 5 e 7 ordens, as quais apresentam maior amplitude nos instantes iniciais de partida (Intervalos 1 e 2). Já o espectro das harmônicas de corrente na rede é composto por um elevado conteúdo de harmônicas, sendo as harmônicas de 3, 5, 7, 11, e 13 ordens as mais significativas. As amplitudes são mais acentuadas no primeiro intervalo analisado (Intervalo 1), porém não se verifica redução significativa das amplitudes das harmônicas ao longo do tempo de partida, sendo portanto aleatória entre os intervalos observados. A análise de harmônicas na partida com o inversor de frequência foi efetuada com o inversor operando na frequência de $5kHz$.

Capítulo 6

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões

O desenvolvimento tecnológico na área de acionamentos estáticos para motores de indução tem sido determinante para expansão das áreas de aplicação dos motores de indução. O uso de acionamentos estáticos tipo chave de partida estática (soft-starter), na partida dos motores de indução representa uma melhoria no desempenho do sistema elétrico e na dinâmica do motor de indução quando comparado aos acionamentos convencionais tipo chave estrela-triângulo e compensadora. O inversor de frequência, embora direcionado para o controle e variação de velocidade, pode ser usado para efetuar a partida dos motores de indução. Fazendo-se uma análise comparativa do desempenho e da dinâmica dos dois tipos de acionamentos estáticos mais empregados na indústria pode-se dizer que: para aplicações com cargas mecânicas de baixa inércia, onde a maior exigência é quanto a máxima redução de impactos e oscilações mecânicas, o inversor de frequência, embora de custo mais elevado, é mais adequado; para aplicações onde pequenas oscilações e impactos mecânicos são permitidos, sendo respeitadas as limitações de carga, inércia e tempo de aceleração apresentadas no Capítulo 3, a “soft-starter ” pode seguramente ser empregada; para aplicações onde a maior exigência é a máxima redução de corrente possível durante a partida, o inversor de frequência é mais adequado, uma vez que os valores de corrente de partida são sempre superiores com o uso da “soft-starter”; para aplicações com cargas tipo conjugado constante associadas a cargas de média e alta inércia, o conhecimento do valor da inércia e da curva de conjugado resistente (Conjugado x velocidade), é fundamental para análise e sucesso da aplicação; para aplicações com cargas tipo conjugado quadrático e de baixa inércia, ambos

os acionamentos, “soft-starter e inversor de frequência”, podem ser aplicados respeitadas as capacidades e limitações térmicas especificadas pelos fabricantes; para aplicações com cargas de conjugado quadrático e de média e alta inércia, ambos os acionamentos podem ser aplicados mediante estudo prévio específico da aplicação, respeitanto-se as limitações térmicas dos acionamentos e do motor e as capacidades dos equipamentos especificadas pelos fabricantes.

Os resultados experimentais comprovaram e validaram os programas de simulação desenvolvidos e apresentados nas figuras 3.26, 3.27, 3.28, 4.17, 4.18 e 4.19. O programa de simulação desenvolvido e utilizado apresentou resultados muito próximos da situação real obtida na plataforma experimental. Com esse resultado, o programa pode ser largamente empregado para fins didáticos, treinamento, marketing e departamento de vendas técnicas dos fabricantes. O programa considera o tipo de carga mecânica a ser acionada pelo motor, a inércia da carga e disponibiliza seleção da tensão de pedestal e do tempo de partida. O método desenvolvido e utilizado para determinação dos ângulos de disparo dos tiristores, conforme tensão de pedestal selecionada, apresentou resultados satisfatórios e com erros desprezíveis. O método de determinação do ângulo de disparo desenvolvido mostrou resultados bem melhores e mais precisos se comparados com o atualmente empregado pelo fabricante, tendo sido comprovado na parte experimental em medições em tempo real.

A especificação e aplicação de “soft-starter” e inversor de frequência requer o conhecimento e estudo prévio da carga mecânica a ser acionada. Baseado em estudos apresentados na revisão bibliográfica, verifica-se que o uso de motor de indução “standard” para aplicações com inversores de frequência deve ser evitado, devendo-se sempre recorrer a motores que possuam características e classe de isolamento especiais e nunca inferior a Classe F. O uso de motores sem características específicas e adequadas para o uso com inversor de frequência pode levar a falhas prematuras e redução da vida útil do motor.

A análise de harmônicas apresentada no Capítulo 5 mostra que se considerarmos as harmônicas geradas pelos equipamentos (Soft-Starter e Inversor), vistas pelo motor de indução, essas são mais críticas quando o motor é acionado pela “soft-Starter”. O espectro de harmônicas geradas, pode provocar aquecimento adicional no motor para tempos de partida elevados. Se a análise de harmônicas é efetuada e vista considerando a rede de alimentação, essa torna-se mais crítica na partida com o inversor de frequência. Dessa forma, a utilização de filtros e ações corretivas para esses problemas devem ser feitos baseados nos objetivos que se deseja alcançar.

Baseado nos resultados experimentais e simulações pode-se estabelecer a seguinte análise comparativa da partida do motor de indução acionado pela “soft-starter” e inversor de

frequência:

Soft-Starter x Inversor de Frequência

- Aplicações com cargas mecânicas de baixa inércia, cuja exigência é a máxima redução dos impactos mecânicos e oscilações \implies INVERSOR
- Aplicações com cargas mecânicas de baixa inércia onde pequenas oscilações e impactos mecânicos são permitidos \implies SOFT-STARTER
- Aplicações onde a exigência é a máxima redução possível da corrente durante a partida \implies INVERSOR
- Aplicações com cargas tipo conjugado resistente constante de baixa, média ou alta inércia \implies INVERSOR, mediante um estudo específico das características da carga
- Aplicações com cargas tipo conjugado resistente constante inferiores a nominal do motor e de baixa inércia \implies SOFT-STARTER pode ser empregada desde que a carga seja inferior a 50% da nominal do motor
- Aplicações com cargas tipo conjugado quadrático e de baixa inércia \implies SOFT-STARTER E INVERSOR
- Aplicações com cargas tipo conjugado quadrático de média e alta inércia \implies SOFT-STARTER E INVERSOR, mediante estudo específico da carga
- Aplicações com partidas em vazio de cargas de baixa e média inércia \implies SOFT-STARTER E INVERSOR

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Dentre os trabalhos futuros que podem seguir a linha de pesquisa desenvolvida nessa dissertação tem-se:

- Análise durante a partida, em tempo real, em diversas condições de carga tipo conjugado resistente constante e diferentes valores de inércia de carga
- Estudo de estratégias de controle dos ângulos de disparo dos tiristores, de forma a se obter melhoria no perfil da tensão RMS fornecida ao motor e redução nas oscilações do conjugado

- Estudo de estratégias de controle dos ângulos de disparo que melhorem o perfil da tensão RMS aplicada e reduza as oscilações no conjugado
- Melhorias no programa de simulação da soft-starter de forma a se obter um software de estudo de aplicações
- Estudo para implementação de uma rotina de estimação de parâmetros e aplicação do algoritmo de determinação do ângulo de disparo, utilizando os recursos já disponíveis no equipamento, de forma a obter melhorias no desempenho

Apêndice A

Expressões da tensão e corrente para uma carga tipo RL

A fonte de potência do circuito da figura 3.6 é trifásica, com tensões senoidais, balanceadas e impedância e igual a zero. Dessa forma, tem-se :

$$\begin{aligned}v_a &= V_m \sin(\omega t) \\v_b &= V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\v_c &= V_m \sin(\omega t - 4\pi/3)\end{aligned}\tag{A.1}$$

A.1 Expressões da tensão e corrente na carga - Modo de operação 2/3

A tensão na carga $v_0(\omega t)$, na fase R, durante as diferentes zonas de condução, dentro de um meio-ciclo da tensão da fonte pode ser expressada por

$$v_0(\omega t) = \begin{array}{lll}v_a(\omega t) & \alpha & \leq \omega t \leq \alpha + \theta - 2\pi/3 \\v_{ab}(\omega t)/2 & \alpha + \theta - 2\pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \pi/3 \\v_a(\omega t) & \alpha + \pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \theta - \pi/3 \\v_{ac}(\omega t)/2 & \alpha + \theta - \pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + 2\pi/3 \\v_a(\omega t) & \alpha + 2\pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \theta \\0 & \alpha + \theta & \leq \omega t \leq \alpha + \pi\end{array}\tag{A.2}$$

Onde

$$v_{ab}(\omega t) = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + \pi/6)\tag{A.3}$$

$$v_{ac}(\omega t) = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t - \pi/6)$$

e $v_0(\omega t)$ é a tensão instantânea na carga.

As soluções correspondentes para as correntes nas diferentes zonas de condução são

$$i_x(\omega t) = \begin{array}{lll} i_1(\omega t) & \alpha & \leq \omega t \leq \alpha + \theta - 2\pi/3 \\ i_2(\omega t) & \alpha + \theta - 2\pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \pi/3 \\ i_3(\omega t) & \alpha + \pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \theta - \pi/3 \\ i_4(\omega t) & \alpha + \theta - \pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + 2\pi/3 \\ i_5(\omega t) & \alpha + 2\pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \theta \\ 0 & \alpha + \theta & \leq \omega t \leq \alpha + \pi \end{array} \quad (\text{A.4})$$

Onde

$$\begin{aligned} i_1(\omega t) &= I_m[\sin(\omega t - \phi) + A_1 e^{\rho \omega t}] \\ i_2(\omega t) &= I_m[(\sqrt{3}/2) \sin(\omega t + \pi/6 - \phi) + A_2 e^{\rho \omega t}] \\ i_3(\omega t) &= I_m[\sin(\omega t - \phi) + A_3 e^{\rho \omega t}] \\ i_4(\omega t) &= I_m[(\sqrt{3}/2) \sin(\omega t - \pi/6 - \phi) + A_4 e^{\rho \omega t}] \\ i_5(\omega t) &= I_m[\sin(\omega t - \phi) + A_5 e^{\rho \omega t}] \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

e

$$\begin{aligned} \rho &= -(R/X) \\ I_m &= (V_m/Z) \\ Z &= (R^2 + X^2)^{1/2} = \text{Impedância da carga na frequência fundamental} \\ \phi &= \tan^{-1}(X/R) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

$A_1 - A_5$ são dados por

$$\begin{aligned} A_1 &= -\sin(\alpha - \phi)e^{-\rho\alpha} \\ A_2 &= A_1 - \frac{1}{2} \sin(\alpha + \theta - \phi)e^{-\rho(\alpha + \theta - 2\pi/3)} \\ A_3 &= A_2 - \frac{1}{2} \sin(\alpha - \phi)e^{-\rho(\alpha + \pi/3)} \\ A_4 &= A_3 + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \theta - \phi)e^{-\rho(\alpha + \theta - \pi/3)} \\ A_5 &= A_4 + \frac{1}{2} \sin(\alpha - \phi)e^{-\rho(\alpha + 2\pi/3)} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Considerando a condição de contorno final onde $i_5(\omega t) = 0$, em $\omega t = \alpha + \theta$, então

$$i_5(\alpha + \theta) = 0 = I_m[\sin(\alpha + \theta - \phi) + A_5 e^{-\rho(\alpha + \theta)}]$$

Agrupando os termos e simplificando, tem-se:

$$\sin(\alpha + \theta - \phi) = A \sin(\alpha - \phi) e^{-\rho(\pi - \theta)} \quad (\text{A.8})$$

Onde

$$A = (2e^{\rho\pi} + e^{2\rho\pi/3} - e^{\rho\pi/3}) / (2 - e^{2\rho\pi/3} + e^{\rho\pi/3}) \quad (\text{A.9})$$

A.2 Expressões da tensão e corrente na carga - Modo de operação 0/2

A tensão na carga, na fase R, neste modo de operação é:

$$v_0(\omega t) = \begin{array}{lll} v_{ab}(\omega t)/2 & \alpha & \leq \omega t \leq \alpha + \theta/2 \\ 0 & \alpha + \theta/2 & \leq \omega t \leq \alpha + \pi/3 \\ v_{ac}(\omega t)/2 & \alpha + \pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \theta/2 + \pi/3 \\ 0 & \alpha + \theta/2 + \pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \pi \end{array} \quad (\text{A.10})$$

A solução correspondente para a corrente é

$$i_0(\omega t) = \begin{array}{lll} i_1(\omega t) & \alpha & \leq \omega t \leq \alpha + \theta/2 \\ 0 & \alpha + \theta/2 & \leq \omega t \leq \alpha + \pi/3 \\ i_2(\omega t) & \alpha + \pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \theta/2 + \pi/3 \\ 0 & \alpha + \theta/2 + \pi/3 & \leq \omega t \leq \alpha + \pi \end{array} \quad (\text{A.11})$$

Onde

$$\begin{aligned} i_1(\omega t) &= (\sqrt{3}/2) I_m [\sin(\omega t + \pi/6 - \phi) + A_1 e^{\rho\omega t}] \\ i_2(\omega t) &= (\sqrt{3}/2) I_m [\sin(\omega t - \pi/6 - \phi) + A_2 e^{\rho\omega t}] \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

A_1 e A_2 são dados por:

$$\begin{aligned} A_1 &= -\sin(\alpha + \pi/6 - \phi) e^{-\rho(\alpha + \pi/3)} \\ A_2 &= -\sin(\alpha + \pi/6 - \phi) e^{-\rho(\alpha + \pi/3)} \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Substituindo-se as condições de contorno finais da corrente

$$i_1 = 0 \text{ em } \omega t = \alpha + \theta/2$$

e

$$i_2 = 0 \text{ em } \omega t = \alpha + \theta/2 + \pi/3$$

na equação A.12, tem-se

$$\sin(\alpha + \theta/2 - \phi + \pi/6) = \sin(\alpha - \phi + \pi/6)e^{\rho\theta/2} \quad (\text{A.14})$$

Apêndice B

Operação do Motor de Indução com Fonte de Tensão Senoidal

B.1 Características de operação do motor de indução

As características de operação mais comumente utilizadas para análise dinâmica do motor de indução desde a partida até a velocidade nominal são as curvas do conjugado eletromagnético em função da velocidade (Conjugado x Rotação) e corrente em função da velocidade (Corrente x Rotação), as quais são normalizadas considerando o motor de indução alimentado por fonte senoidal trifásica equilibrada [2]. Outros critérios de desempenho também são empregados: a eficiência, o fator de potência, o conjugado de partida, a corrente de partida e o conjugado máximo (Pull-out) [49].

B.1.1 Curvas características do motor de indução utilizado na parte experimental

Na parte experimental deste trabalho utiliza-se um motor de indução trifásico de 5CV, 4 pólos, da linha Alto Rendimento Plus de fabricação WEG INDÚSTRIAS S.A - MOTORES, cujos parâmetros e especificações gerais são:

Parâmetros do motor de indução referidos ao estator (dados fornecidos pelo fabricante):

- $R_1 = 1.1555\Omega$: resistência estatórica
- $R_2 = 1.1148\Omega$: resistência rotórica
- $R_{ef} = 795.55\Omega$: resistência do ferro

- $X_1 = 2.0482\Omega$: reatância estatórica
- $X_2 = 1.9854\Omega$: reatância rotórica
- $X_m = 52.9741\Omega$: reatância de magnetização

Especificações gerais :

Potência	5HP-cv
Potência	3.7kW
Carga	100L
Polaridade	4
Rotação nominal	1730 rpm
Tensão nominal	220/380V
Corrente nominal	13.5/7.82A
Fator de serviço	1.15
Classe de isolamento	B
Categoria	N
Conj. nominal	2.07kgf.m
Conj.máximo	300%
Conj.partida	300%
I_p/I_n	7.5
Escorregamento	3.89%
Corrente a vazio	6.00/3.47A
Tempo máximo de rotor travado à quente	10s
Momento de inércia	0.01072 kg.m ²

As curvas características foram obtidas através de simulação, considerando o motor de indução alimentado por fonte trifásica senoidal nominal e equilibrada, em diversas condições de carga. As cargas utilizadas são do tipo conjugado resistente constante, tomadas como percentuais do conjugado nominal do motor.

- Curvas características para partida e operação do motor de indução em vazio ($C_m = 0$).
- Curvas características para partida e operação do motor de indução com 50% do conjugado nominal de carga ($C_m = 10.174N.m$)

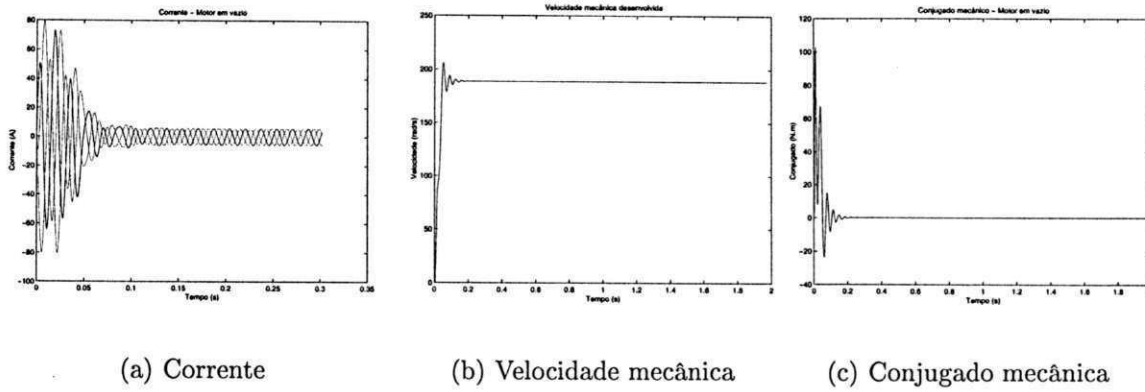


Figura B.1: Curvas características para partida e operação em vazio ($C_m = 0$).

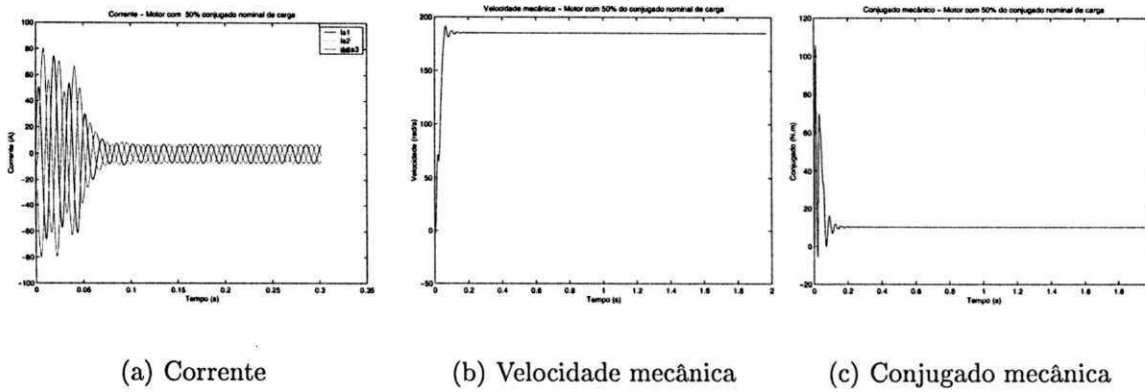


Figura B.2: Curvas características para partida e operação com 50% de carga ($C_m = 10.174 N.m$).

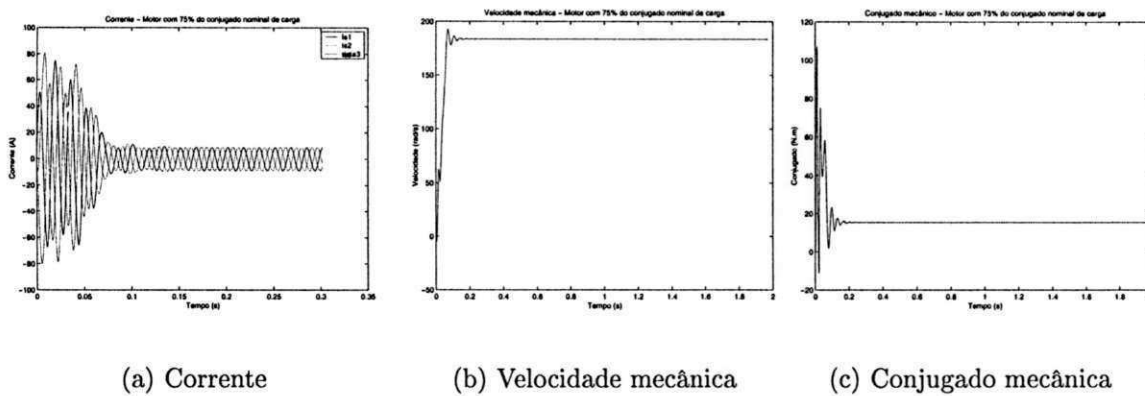


Figura B.3: Curvas características para partida e operação com 75% de carga ($C_m = 15.261 N.m$).

- Curvas características para partida e operação do motor de indução com 75% do conjugado nominal de carga ($C_m = 15.261N.m$)
- Curvas características para partida e operação do motor de indução com 100% do conjugado nominal de carga ($C_m = 20.348N.m$)

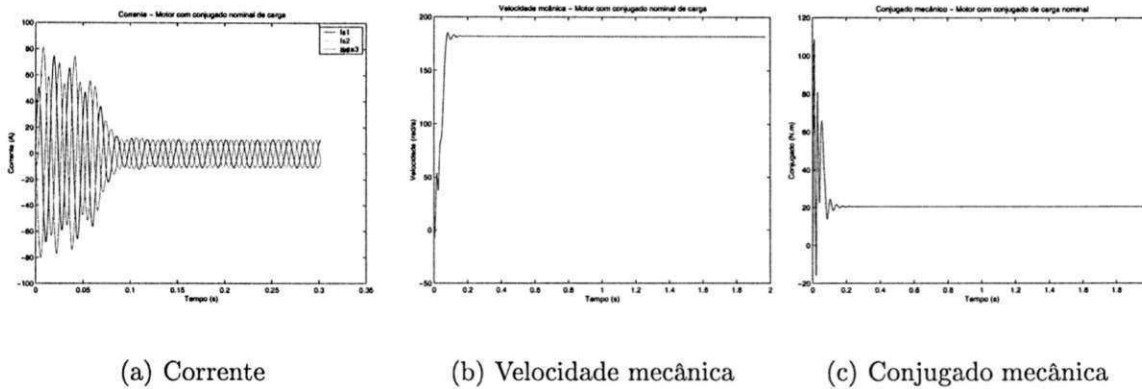
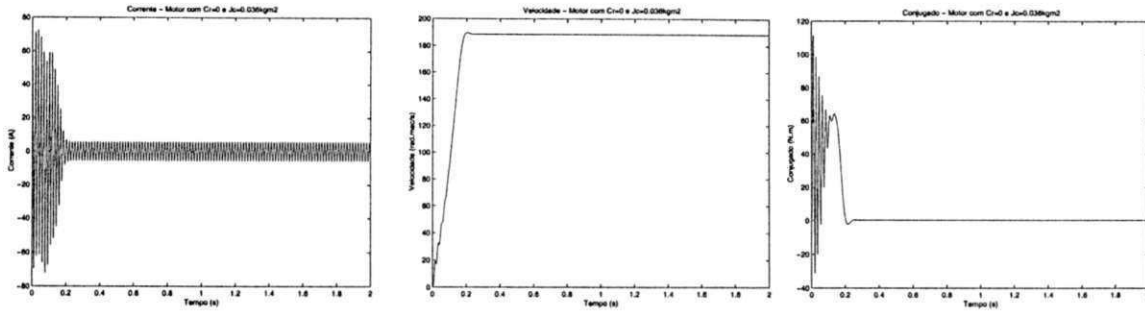


Figura B.4: Curvas características para partida e operação com 100% de carga ($C_m = 20.348N.m$).

Analisando-se as curvas características do motor de indução, corrente e conjugado eletromagnético, verifica-se que, durante a partida, a corrente no motor atinge valores elevados da ordem de 7.5 vezes o valor da corrente nominal, e que estes valores independem da partida ser efetuada com o motor em vazio ou com carga nominal, ver figuras B.1(a), B.2(a), B.3(a) e B.4(a). A diferença verificada, para as diversas condições de carga, está no tempo em que a corrente se mantém elevada. Comportamento semelhante é constatado na curva do conjugado eletromagnético. Este atinge, na partida, valores elevados na ordem de 3 vezes o conjugado nominal, ver figuras B.1(c), B.2(c), B.3(c) e B.4(c).

Curvas características da partida do motor de indução considerando diferentes valores de momento de inércia para o sistema Motor x Carga.

- Curvas características para partida do motor de indução em vazio, porém com o motor acoplado a uma carga mecânica com momento de inércia $J_c = 0.036Kg.m^2$.
- Curvas características para partida do motor de indução em vazio, porém com o motor acoplado a uma carga mecânica com momento de inércia $J_c = 0.735Kg.m^2$.

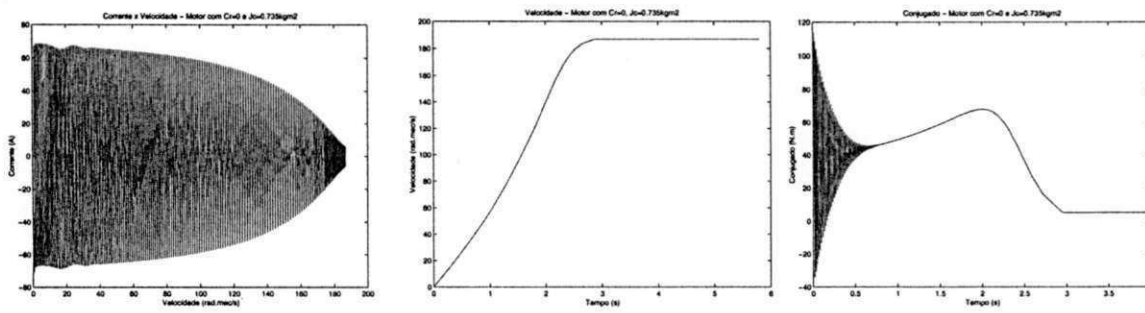


(a) Corrente

(b) Velocidade mecânica

(c) Conjugado mecânica

Figura B.5: Curvas características

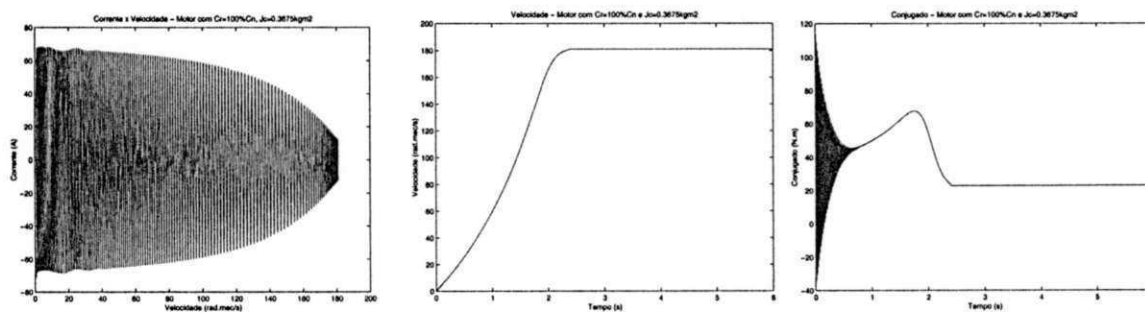


(a) Corrente

(b) Velocidade mecânica

(c) Conjugado mecânica

Figura B.6: Curvas características



(a) Corrente

(b) Velocidade mecânica

(c) Conjugado mecânica

Figura B.7: Curvas características

- Curvas características para partida do motor de indução com carga resistente tipo constante $C_r = 20.348 N.m$ e momento de inércia $J_c = 0.3675 Kg.m^2$.

Uma análise sucinta, para entendimento das elevadas corrente e conjugado eletromagnético durante a partida do motor de indução, pode ser feita através do circuito equivalente do motor de indução em regime permanente. Tomando-se as tensões, correntes e impedâncias do rotor equivalente, referidos ao estator, obtém-se o circuito equivalente, por fase, para o motor de indução com rotor gaiola simples mostrado na figura B.8. É utilizado um circuito equivalente aproximado, onde a resistência de magnetização R_m é omitida [48].

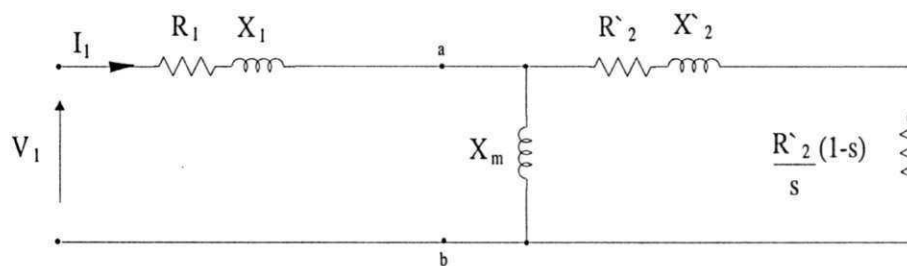


Figura B.8: Circuito Equivalente do Motor de Indução

A partir do circuito equivalente aproximado, pode-se obter a impedância total vista pela fonte V_1 :

$$Z_1 = R_1 + jX_1 + \frac{jX_m[\frac{R'_2}{s} + jX'_2]}{\frac{R'_2}{s} + j(X_m + X'_2)} \quad (B.1)$$

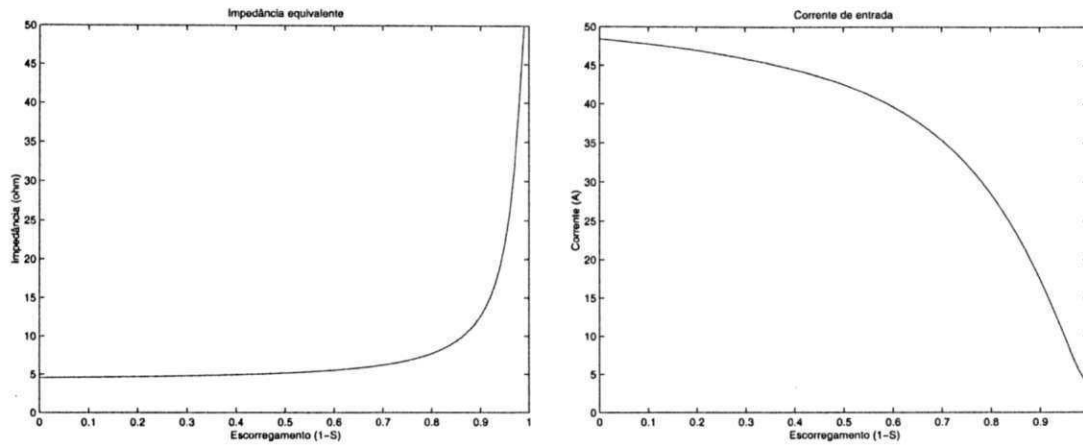
O módulo da corrente de entrada I_1 pode ser determinada usando a relação :

$$|I_1| = \frac{|V_1|}{|Z_1|} \quad (B.2)$$

A partir dessa relação pode-se estabelecer valores aproximados para a impedância total e para a corrente em função do escorregamento, figuras B.9. Uma análise da variação da impedância equivalente em função do escorregamento possibilita uma visualização do comportamento da corrente.

Analisando as figuras B.9(a) e B.9(b), verifica-se um aumento significativo no valor da impedância total na região próximo ao escorregamento nominal (de 4 a 5 vezes o valor da impedância total para $s = 1$), o que justifica as reduções nos valores de corrente quando o motor atinge aproximadamente 90% da rotação nominal.

Análise similar pode ser feita para se explicar o comportamento do conjugado eletromagnético, uma vez que este é resultante da interação entre as correntes estatóricas e rotóricas. Na figura B.10 é apresentado um perfil da curva do conjugado eletromagnético em função do



(a) Impedância Equivalente e

(b) Corrente de entrada

Figura B.9: Curvas da Impedância Equivalente e da Corrente em função do Escorregamento (Conjugado x Rotação), obtido a partir do circuito equivalente em regime permanente.

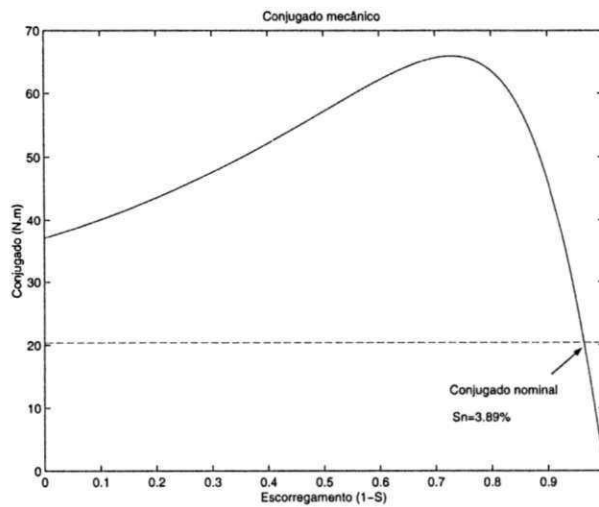


Figura B.10: Curva de conjugado a partir do circuito equivalente em regime permanente

Apêndice C

Descrição da Plataforma Experimental-Curva de carga

Na figura C.1 tem-se um diagrama de blocos da plataforma experimental utilizada neste trabalho.

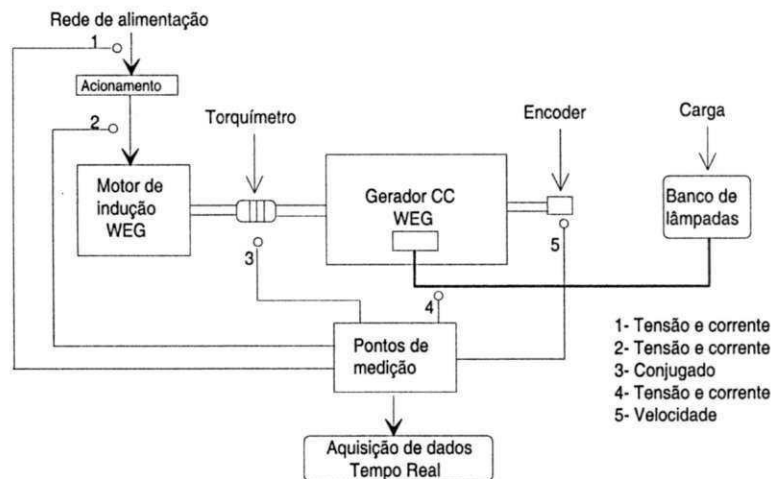


Figura C.1: Diagrama de blocos da plataforma experimental

A plataforma é composta por:

- Motor de indução trifásico de 5CV, 4 pólos da linha Alto Rendimento Plus, fabricação WEG INDÚSTRIAS LTDA-MOTORES, cujas características e especificações gerais são apresentadas no Apêndice B.
- Gerador CC de 10kW para operação como dinamômetro
- Torquímetro acoplado entre o motor de indução e o gerador CC

- Chave de partida estática (soft-starter) de 16A, fabricação WEG AUTOMAÇÃO LTDA, modelo SSW-04.16/220-440V (Acionamento)
- Inversor de frequência, fabricação WEG AUTOMAÇÃO LTDA, modelo CFW-07.9,3/3AC-380-480V (Acionamento)
- Sistema de aquisição de dados em tempo real

A plataforma experimental, nesta etapa do trabalho, só permite a realização de experimentos com duas condições de carga distintas. A restrição deve-se ao fato da carga resultante, a ser aplicada ao motor de indução, ser condicionada a velocidade desenvolvida pelo motor de indução, bem como pelo máximo banco de lâmpadas disponível.

O motor de indução é conectado mecanicamente ao gerador CC através de um torquímetro. Nos terminais de armadura do gerador CC é ligado (eletricamente), um banco de lâmpadas incandescentes para impor condição de carga mecânica ao motor de indução. A tensão de armadura do gerador CC é, portanto, dependente da velocidade do motor de indução, o que impede a imposição de carga resistente tipo constante. As duas condições de carga distintas são obtidas através da distinção da corrente de excitação do campo do gerador CC. Dessa forma, obtém-se a primeira condição de carga considerando e mantendo a corrente de excitação do campo do gerador CC constante e igual a 1A ($I_{exc} = 1A$) e a segunda condição de carga considerando e mantendo a corrente de excitação do campo do gerador CC igual a 2A ($I_{exc} = 2A$). As cargas mecânicas aplicadas possuem perfis semelhantes as cargas tipo conjugado quadrático, sendo portanto, condicionadas a velocidade desenvolvida pelo motor de indução. Para $I_{exc} = 1A$ obtém-se um valor de conjugado resistente, na velocidade nominal do motor, igual a aproximadamente $10N.m$. Para $I_{exc} = 2A$ obtém-se um valor de conjugado resistente, na velocidade nominal do motor, igual a aproximadamente $15N.m$.

C.1 Procedimento para levantamento das curvas de cargas mecânicas experimentais

O gerador CC é excitado de forma independente e a corrente de campo é mantida constante em 1A e 2A. Para cada tipo de acionamento (“soft-starter” e inversor de frequência), são efetuadas medições, em tempo real, de corrente e tensão de saídas do gerador CC, velocidade, imposta pelo motor de indução, e conjugado resultante. A partir das expressões

de regime permanente da máquina CC

$$E_a = K\Phi_e\omega_m \quad (C.1)$$

$$C_e = K\Phi_e I_a \quad (C.2)$$

é determinado um valor aproximado para $K\Phi_e$. $K\Phi_e$ é considerado constante, já que a corrente de campo é mantida constante durante todo o experimento. A validade do valor calculado para $K\Phi_e$ é verificada através da expressão do conjugado, equação C.2, que então é comparada com o conjugado medido em tempo real.

A carga colocada no gerador CC é composta por lâmpadas incandescentes. Dessa forma, faz-se necessário levantar o perfil da resistência da carga, uma vez que esta é variável com a condição de aquecimento do filamento. O perfil da resistência é levantado a partir das medições, em tempo real, da corrente e tensão de armadura do gerador CC.

A partir do perfil da resistência e do valor de $K\Phi_e$ foi implementada, nos programas de simulação, uma rotina para geração do conjugado resistente da carga. O valor da tensão é determinado a partir da velocidade ω_m e da equação C.1. O valor da corrente é determinado a partir dos valores de tensão e resistência. Dessa forma, obtém-se a curva de conjugado resistente da carga a partir do valor da corrente e da equação C.2.

O procedimento para levantamento da carga experimental é efetuado para cada condição de excitação do campo do gerador CC (1A e 2A), bem como para cada condição de partida com a “soft-starter” e inversor de frequência.

Bibliografia

- [1] IEEE Std 519-1992. *Guide for Harmonics Control and Reactive Compensation of Static Power Converters, IEEE 519*. IEEE, 1996.
- [2] ABNT-NBR 7094. *Máquinas elétricas girantes-Motores de indução-Especificação*. ABNT- Associação Brasileira de Normas Técnicas, Brasil, 1996.
- [3] A.E.Fitzgerald, Jr. Charles Kingsley, e Stephen D.Umans. *Electric Machinery*. McGraw-Hill, Singapore, 1992.
- [4] WEG Automaç ao LTDA. *Chaves de Partida Estáticas*. WEG, Jaraguá do Sul-SC, 1997.
- [5] R. E. Bedford e Vilas D. Nene. Voltage Control of the Three-Phase Induction Motor by Thyristor Switching: a Time-Domain Analysis. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, 6(-):553-562, Nov/Dec 1970.
- [6] F. Blaabjerg, J. K. Pederson, S. Rise, e H. Hansen. A Comparative Study of Energy Saving Benefits in Softstarters for Three-phase Induction Motors. *IEEE*, pp. 367-374, - 1995.
- [7] F. Blaabjerg, J. K. Pederson, S. Rise, H. Hansen, e Andrzej M. Trzynadlowski. Can Soft-Starters Help Save Energy. *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 56-66, September/October 1997.
- [8] Austin H. Bonnett. Analysis of the Impact of Pulse-Width Modulated Inverter Voltage Waveforms on AC Induction Motors. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 32(2):386-392, March/April 1996.
- [9] Austin H. Bonnett. Available Insulation Systems for PWM Inverter-Fed Motors. *IEEE Industry Applications Magazine*, (-):14-26, January/February 1998.

- [10] Austin H. Bonnett. Understanding Motor Shaft Failures. *IEEE Industry Applications Magazine*, -(-):25–41, September/October 1999.
- [11] Bimal K Bose. *Power Eletronics and Variable Frequency Drives*. IEEE PRESS, New York - USA, 1997.
- [12] Mario C.Contin e Hugo G.G. Mello. *Tensão induzida(Corrente) no eixo dos motores de indução trifásicos*, volume xx. Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento de Produto - WEG, Jaraguá do Sul-SC, xx edition, 1999.
- [13] Germund Dahlquist e Ake Bjorck. *Numerical Methods*. Prentice-Hall, Inc., USA, 1974.
- [14] Roger H. Daugherty e Carl H. Wennerstrom. Need for Industry Standards for ac Induction Motors Intended for Use with Adjustable-Frequency Controllers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(6):1175–1185, November/December 1991.
- [15] D.Busse, Jay E.R.Kerkman, D.Schlegel, e Gary Skibinsk. Characteristics of Shaft Voltage and Bearing Currents. *IEEE Industry Applications Magazine*, 12(2):21–32, november/december 1977.
- [16] Centro de Treinamento WEG. *Inversor de Frequência DT-2*. WEG, Jaraguá do Sul-SC, 1997.
- [17] Centro de Treinamento WEG. *Soft-Starters DT-2*. WEG, Jaraguá do Sul-SC, 1997.
- [18] D.P.Connors e Dennis A.Jarc. Application Considerations for AC Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 19(3):455–460, May/June 1983.
- [19] Doyle F.Busse, Jay M.Erdman, Davi W.Schlegel, , e Gary L.Skibinski. The Effects of PWM Voltage Source Inverters on the Mechanical Performance of Rolling Bearings. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(2):567–575, March/April 1997.
- [20] Paul T. Finlayson. Output Filters for PWM Drives With Induction Motors. *IEEE Industry Applications Magazine*, -(-):46–52, january/february 1998.
- [21] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., e A. Kusko. *Máquinas Elétricas*. McGraw-Hill, Brasil, 1975.
- [22] David Gritter, Dora Wang, e Thomas G. Habetler. Soft Starter inside Delta Motor Modeling and Its Control. *IAS*, -(-):1137–1141, - 2000.

- [23] S. A. Hamed e B. J. Chalmers. New Method of Analysis and Performance Prediction for Thyristor Voltage-Controlled RL Loads. *IEEE PROCEEDINGS*, 134(6):339-347, november 1987.
- [24] Herbert N. Hickok. Adjustable Speed-A Tool for Saving Energy Losses in Pumps, Fans, Blowers, and Compressors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 21(1):124-136, January/February 1985.
- [25] C. B. Jacobina. *Máquinas Elétricas*, volume xx. Curso de Pós-Graduação em Eng. Elétrica da UFPb, Campina Grande - Pb, xx edition, 1984.
- [26] C.B. Jacobina e A.M.Nogueira Lima. Estratégias de Controle para sistemas de Acionamento com Máquina Assíncrona. In *Revista da Sociedade Brasileira de Automática*, pp. 15-28. SBA - Sociedade Brasileira de Automática, Jan-Abril 1996.
- [27] Archibald J.Macintyre. *Bombas e Instalações de Bombeamento*. Editora Guanabara, Brasil, 1987.
- [28] A.Von Jouanne, Dudi A.Rendusara, Prasad N.Enjeti, e James Will Gray. Filtering Techniques to Minimize the Effect of Long Cable Motor Leads on PWM Inverter-fed AC Motor Drive Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(4):919-926, July/August 1996.
- [29] A.Von Jouanne, P.Enjeti, , e W.Gray. The Effect of Long Cable Motor Leads on PWM Inverter Fed ac Motor Drive Systems. *IEEE APEC Conf.*, -():592-597, - 1995.
- [30] A.Von Jouanne, P.Enjeti, e W.Gray. Application Issues for PWM Adjustable Speed AC Motor Drives. *IEEE Industry Applications Magazine*, -():10-18, September/October 1996.
- [31] Nery O. Júnior e S. E. Nagai. Aspectos a serem considerados na aplicação de Soft-Starters. *Efei - Escola Federal de Itajubá*, pp. 58-66, abril 1996.
- [32] T. A. Lipo. The Analysis of Induction Motors with Voltage Control by Symmetrically Triggered Thyristors. *IEEE Transactions on Power and Systems*, 90(2):515-523, march/april 1971.
- [33] WEG Acionamentos LTDA. *Manual de Chaves de Partida*. WEG, Jaraguá do Sul-SC, 1995.

- [34] WEG Indústrias Ltda. *Módulo 2 - Variação de Velocidade*. WEG, Jaraguá do Sul-SC, 2000.
- [35] Don Macdonald e Will Gray. PWM Drive Related Bearing Failures. *IEEE Industry Applications Magazine*, -():41–47, July/August 1999.
- [36] Michael J. Malfi. Optimum Pole Configuration of Variable Speed AC Induction Motors. *IEEE Industry Applications Magazine*, -():15–20, November/December 1997.
- [37] Nazar H. Malik, S. M. E. Haque, e W. Shepherd. Analysis and Performance of Three-Phase Phase-Controlled Thyristor AC Voltage Controllers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 32(3):192–199, August 1985.
- [38] Les Manz. Motor Insulation System Quality. *IEEE Industry Applications Magazine*, -():51–55, January/February 1997.
- [39] Les Manz e John Oldenkamp. Starting High Inertia Loads on Adjustable Speed Drives. *IEEE Industry Applications Magazine*, -():27–31, january/february 1998.
- [40] Mark M. Hodowanec. Proper Application of Motors Operated on Adjustable Frequency Control. *IEEE Industry Applications Magazine*, -():40–46, September/October 2000.
- [41] N. Mohan. Improvement in Energy Efficiency of Induction Motor by means of Voltage Control. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 99(4):1466–1471, july/aug 1980.
- [42] Boris Mokrytzki. Filters for Adjustable Frequency Drives. *IEEE APEC Conf.*, -():542–548, - 1994.
- [43] WEG MOTORES. *Catálogo Geral Motores elétricos*. WEG MOTORES, Brasil, 2000.
- [44] Derek A. Paice. Induction Motor Speed Control by Stator Voltage Control. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 87(-):585–590, Feb 1968.
- [45] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics*. Prentice Hall, New Jersey, 1993.
- [46] Muhammad H. Rashid. *Eletrônica de Potência*. Makron Books, Brasil, 1999.
- [47] T. M. Rowan e T. A. Lipo. A Quantitative Analysis of Induction Motor Performance Improvement by SCR Voltage Control. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 19(4):545–553, july/aug 1983.

- [48] S.A.Nasar e I.Boldea. *Electric Machines, Steady-State Operation*. Taylor & Francis, USA, 1990.
- [49] S.A.Nasar e L.E.Unnewehr. *Electromechanics and Electric Machines*. John Wiley & Sons, Inc., United States of America, 1983.
- [50] Lawrence A. Saunders e Richard A. Epperly. Applying Adjustable Frequency Controllers to High-Starting-Torque Loads. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(1):68–76, January/February 1995.
- [51] P. C. Sen. *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. John Wiley and Sons, Inc., Singapore, 1989.
- [52] Willian Shepherd. Steady-State Analysis of the Series Resistance-Inductance Circuit Controlled by Silicon Controlled Rectifiers. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, 1(-):259–265, May/June 1965.
- [53] Willian Shepherd. On the Analysis of the Three-Phase Induction Motor with Voltage Control by Thyristor Switching. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, 4(3):304–311, May/June 1968.
- [54] S.L.Clark, P.Famouri, e W.L.Cooley. Elimination of Supply Harmonics. *IEEE Industry Applications Magazine*, -(-):62–67, march/april 1997.
- [55] Gordon R. Slemon. Electrical Machines for Variable-Frequency Drives. In *Proceedings of The IEEE*, pp. 1123–1130, -, August 1994. IEEE.
- [56] Orlando S.Lobosco e J.L.Pereira C.Dias. *Seleção e aplicação de motores elétricos*. McGraw-Hill, Brasil, 1988.
- [57] Greg Stone, Steve Campbell, e Serge Terreault. Inverter-Fed Drives:Which Motor Stators Are at Risk ? *IEEE Industry Applications Magazine*, -(-):17–22, September/October 2000.