

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**ESTUDO DA PARTIDA DE MOTOR DE INDUÇÃO DE GRANDE PORTE EM  
AMBIENTE DE REDE ELÉTRICA FRACA**

**PAULO JOSÉ STIVAL COELHO**

**UBERLÂNDIA  
SETEMBRO - 2018**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO DA PARTIDA DE MOTOR DE INDUÇÃO DE GRANDE PORTE EM**  
**AMBIENTE DE REDE ELÉTRICA FRACA**

Dissertação apresentada por **Paulo José Stival Coelho** à Universidade Federal de Uberlândia - UFU, como parte dos requisitos para a obtenção do **título de Mestre em Ciências**.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade, (UFU) - Orientador.

Prof. Dr. Augusto W. Fleury Veloso da Silveira, (UFU).

Prof. Dr. Victor Regis Bernardeli, (IFG).

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

---

C672e  
2018      Coelho, Paulo José Stival, 1987-  
Estudo da partida de motor de indução de grande porte em ambiente  
de rede elétrica fraca [recurso eletrônico] / Paulo José Stival Coelho. -  
2018.

Orientador: Darizon Alves de Andrade.  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
Modo de acesso: Internet.  
Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2018.1221>  
Inclui bibliografia.  
Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. 2. Motores elétricos de indução. 3.  
Conversores de corrente elétrica. 4. Acionamento elétrico. I. Andrade,  
Darizon Alves de, 1956- (Orient.) II. Universidade Federal de  
Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III.  
Título.

---

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro - CRB6/1262

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO DA PARTIDA DE MOTOR DE INDUÇÃO DE GRANDE PORTE EM  
AMBIENTE DE REDE ELÉTRICA FRACA**

Dissertação apresentada por Paulo José Stival Coelho à Universidade Federal de Uberlândia - UFU, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

---

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade  
Orientador

---

Prof. Dr. Alexandre Cardoso  
Coordenador do Programa de Pós-graduação

## DEDICATÓRIA

*Dedico este trabalho a minha família.*

## **AGRADECIMENTOS**

Ao Prof. Dr. **Darizon Alves de Andrade** pela oportunidade, pelos ensinamentos, pelas sugestões, pela compreensão e incentivo dado em todas as etapas do trabalho.

Aos colegas de pós-graduação pelo companheirismo.

A minha família pelo suporte nos momentos difíceis.

## RESUMO

O presente trabalho consiste no estudo de caso da partida de um motor de indução trifásico de 600 CV, utilizado para acionar uma bomba vertical tipo turbina que por sua vez capta águas subterrâneas em um poço profundo. Esta carga apresenta alta inércia e elevado conjugado resistente na partida. A rede de alimentação apresenta baixo nível de curto circuito e como é o caso resulta em elevada queda de tensão durante a partida, disponibilizando baixo nível de tensão nos terminais do motor. Estes aspectos inviabilizam partida direta ou outras técnicas convencionais de partida. Análise de diferentes opções indica a utilização de conversor estático de frequência para uma partida adequada. A modelagem matemática considera todos os elementos elétricos do sistema. O motor de indução é representado pelo modelo dq. São apresentados resultados por meio de simulação computacional que comprovam a viabilidade da solução. Empregando o conversor estático de frequência e a técnica de controle vetorial as limitações impostas pela rede não afetam a partida tornando este tipo de acionamento na solução mais adequada ao caso estudado e sendo assim adotada para a aplicação prática.

**Palavras Chaves:** Motor de indução trifásico, Rede fraca, Queda de tensão, Conversor estático de frequência.

## ABSTRACT

This work presents a case study of starting a 600 HP three-phase induction motor employed to drive a vertical turbine pump that is used to take underground water in a deep well. The load shows high inertia and high breakaway torque. The grid provide a low short circuit capacity and how is the case a high voltage drop during the starting, given low level voltage at motor's terminals. Those aspects make unworkable the direct on line starting and other kind of convetional starting techniques. The analysis of diferent options indicates the use of variable frequency drive to a proper starting. The mathematical modeling considerates all of system's electric elements. The induction motor is represented by dq model. The results are presented by a computational simulation that prove how feasible is the solution. Employing the variable frequency drive and the vector control technique the limitation imposed by the weak grid do not afect the motor starting making this kind of drive the more suitable solution for the case study and therefore adopt for the practical aplication.

**Keywords:** Three-phase induction motor, Weak grid, Voltage drop, Variable frequency drive.



## SUMÁRIO

1	Introdução .....	18
2	Máquinas de Indução Trifásicas (MIT) .....	21
2.1	Introdução (considerações iniciais) .....	21
2.2	Construção .....	21
2.3	Princípio de operação .....	23
2.4	Circuito Equivalente do MIT .....	25
2.5	Modelo dinâmico do MIT .....	28
2.5.1	Modelo bifásico do MIT .....	28
2.5.2	Transformação de modelo trifásico para bifásico .....	32
2.5.3	Frames de referência para modelos do MIT .....	33
2.5.4	Conjugado eletromagnético .....	34
2.5.5	Equações usando fluxos concatenados do MIT .....	35
2.5.6	Circuito equivalente para o modelo dinâmico .....	36
3	Características de acionamento do MIT .....	39
3.1	Introdução (considerações iniciais) .....	39
3.2	Características de aceleração de cargas industriais .....	39
3.3	Características de aceleração do MIT .....	42
3.4	Momento de inércia .....	43
3.5	Métodos de acionamento do MIT .....	45
3.5.1	Softstarter .....	45
3.5.2	Inversor de frequência .....	47
3.5.2.1	<i>Controle escalar</i> .....	47
3.5.2.2	<i>Controle vetorial</i> .....	48
3.5.2.3	<i>Recomendações para aplicação de inversores de frequência</i> .....	50
4	Materiais e Métodos .....	53
4.1	Introdução (considerações iniciais) .....	53
4.2	Sistema mecânico do bombeamento .....	53
4.2.1	Características construtivas .....	54
4.2.2	Características operacionais .....	57
4.2.3	Conjugado resistente de partida e momento inércia .....	57
4.3	Sistema elétrico do bombeamento .....	59

4.3.1	Características elétricas .....	60
4.3.2	Acionamento elétrico atual .....	60
4.4	Problemas identificados com acionamento atual .....	61
4.5	Método para definir tipo de partida mais adequada para o MIT .....	64
4.6	Simulações computacionais .....	66
4.7	Estimando parâmetros do MIT estudado .....	70
5	Resultados .....	72
5.1	Introdução (considerações iniciais) .....	72
5.2	Simulações computacionais .....	72
5.2.1	Partida direta .....	72
5.2.2	Simulação de partida com inversor de frequência .....	75
6	Discussão.....	78
6.1	Partida direta .....	78
6.2	Partida com inversor de frequência.....	79
7	Conclusão .....	81
8	Referências .....	82
	APÊNDICE A.....	87
	(A1) MODELO DO SISTEMA ELÉTRICO ESTUDADO MODELADO NO <i>SIMPOWERSYSTEM</i> DO <i>MATLAB</i> PARTIDA DIRETA .....	87
	(A2) MODELO DO SISTEMA ELÉTRICO ESTUDADO MODELADO NO <i>SIMPOWERSYSTEM</i> DO <i>MATLAB</i> PARTIDA COM inversor de frequência .....	88
	(A3) MODELO DO CONTROLE POR FLUXO ORIENTADO INDIRETO MODELADO NO <i>SIMPOWERSYSTEM</i> DO <i>MATLAB</i> .....	89
	(A4) MODELO DO CONTROLE POR FLUXO ORIENTADO INDIRETO MODELADO NO <i>SIMPOWERSYSTEM</i> DO <i>MATLAB</i> .....	90

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 Motor de indução Trifásico .....	22
Figura 2.2 Onda de fluxo girante do MIT .....	24
Figura 2.3 Circuito equivalente gaiola simples .....	25
Figura 2.4 circuito equivalente gaiola dupla .....	26
Figura 2.5 circuito equivalente com variação dos parâmetros rotor .....	26
Figura 2.6 Modelo Bifásico .....	29
Figura 2.7 Modelo Trifásico/Bifásico .....	32
Figura 2.8 Circuito equivalente modelo dinâmico na referência arbitrária .....	37
Figura 2.9 Circuito equivalente modelo dinâmico do MIT dupla gaiola .....	38
Figura 3.1 Carga Constante .....	40
Figura 3.2 Carga Linear .....	40
Figura 3.3 Carga Quadrática .....	41
Figura 3.4 Carga Inversa .....	41
Figura 3.5 Curva de conjugado motor de 20 HP 4 polos .....	42
Figura 3.6 <i>Softstarter</i> Semicondutores .....	46
Figura 3.7 Rampa de tensão .....	46
Figura 3.8 inversor de frequência Semicondutores .....	47
Figura 3.9 Fluxograma do controle do campo rotórico .....	50
Figura 4.1 - Sistema bombeamento poços profundos. ....	53
Figura 4.2 Tubos da coluna .....	54
Figura 4.3 Eixos .....	55
Figura 4.4 Mancal de deslizamento .....	55
Figura 4.5 Caixa de rolamentos .....	56
Figura 4.6 Motor de indução Trifásico 600 HP .....	56
Figura 4.7 Diagrama unifilar .....	59
Figura 4.8 <i>Softstarter</i> .....	61
Figura 4.9 Coordenograma .....	63
Figura 4.10 Corrente e tensão durante partida .....	63
Figura 4.11 Simpowersystem: MIT dupla gaiola .....	67
Figura 4.12 Simpowersystem: Concessionária .....	67
Figura 4.13 Simpowersystem: Transformador .....	68
Figura 5.1 Partida direta sem carga .....	72

Figura 5.2 Partida direta 50% de carga.....	73
Figura 5.3 Partida direta 70% de carga.....	74
Figura 5.4 Quedas de tensão.....	75
Figura 5.5 Partida com inversor de frequência 50% de carga.....	76
Figura 5.6 Partida com inversor de frequência 100% de carga.....	77

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 Parâmetros softstarter .....	62
Tabela 4.2 Dados do Motor Estudado .....	71
Tabela 4.3 Parâmetros do motor estudado .....	71

## LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

$C$	Conjugado do motor
$C_0$	Conjugado resistente no momento da partida $\omega=0$
$C_{ace}$	Conjugado de aceleração
$C_{carga}$	Conjugado resistente da carga
$C_e$	Conjugado eletromagnético
$C_m$	Conjugado máximo do motor
$C_n$	Conjugado nominal do motor
$C_p$	Conjugado do motor no momento da partida $\omega=0$
$f$	Frequência da rede
$GD^2$	Impulso de inércia
$g_r$	Fator de variação da resistência do rotor
$g_x$	Fator de variação da reatância do rotor
$H$	Constante de inércia
$i$	Vetor correntes
$I_a$	Corrente de armadura
$I_f$	Corrente de campo
$I_2$	Corrente rotórica
$I_0$	Corrente de sequência zero
$i_{0s}$	Corrente de sequência zero do estator
$i_{0r}$	Corrente de sequência zero do rotor
$i_{abc}$	Correntes sistema abc
$i_{as}$	Corrente do estator da fase a
$i_{bs}$	Corrente do estator da fase b
$i_{cs}$	Corrente do estator da fase c
$i_{dq0}$	Correntes sistema dq0
$i_{dr1}$	Corrente de eixo d do rotor gaiola interna referido ao estator
$i_{dr2}$	Corrente de eixo d do rotor gaiola externa referido ao estator
$i_{dr}$	Corrente de eixo d do rotor referido ao estator

$i_{drr}$	Corrente de eixo d do rotor
$i_{ds}$	Corrente de eixo d do estator
$i_{qr}$	Corrente de eixo q do rotor referido ao estator
$i_{qrr}$	Corrente de eixo q do rotor
$i_{qs}$	Corrente de eixo q do estator
$i_{\alpha}$	Corrente $\alpha$ do enrolamento do rotor
$i_{\beta}$	Corrente $\beta$ do enrolamento do rotor
$J$	Momento de inércia
$J_c$	Momento de inércia da carga
$J_e$	Momento de inércia da carga referida ao eixo do motor
$K_1, K_2$	Constantes que dependem do projeto e material do motor
$K_{cc}$	Constante da máquina de corrente contínua
$K_c$	Constante que depende da carga
$L_{dd}$	Auto indutância de eixo d do estator
$L_{dq}$	Indutância mútua entre eixos d e q devido a corrente de eixo q
$L_{d\alpha}$	Indutância mútua entre eixos d e $\alpha$ devido a corrente de eixo $\alpha$
$L_{d\beta}$	Indutância mútua entre eixos d e $\beta$ devido a corrente de eixo $\beta$
$L_{qd}$	Indutância mútua entre eixos d e q devido a corrente de eixo d
$L_{qq}$	Auto indutância de eixo q do estator
$L_{q\alpha}$	Indutância mútua entre eixos q e $\alpha$ devido a corrente de eixo $\alpha$
$L_{q\beta}$	Indutância mútua entre eixos q e $\beta$ devido a corrente de eixo $\beta$
$L_m$	Indutância de magnetização
$L_{lr}$	Indutância de dispersão do rotor referida ao estator
$L_{lr1}$	Indutância de dispersão do rotor dupla gaiola interna
$L_{lr2}$	Indutância de dispersão do rotor dupla gaiola externa
$L_{ls}$	Indutância de dispersão do estator
$L_r$	Indutância do rotor referida ao estator
$L_{rr}$	Indutância do rotor
$L_s$	Indutância do estator
$L_{sr}$	Indutância mútua entre estator e rotor
$L_{\alpha d}$	Indutância mútua entre eixos d e $\alpha$ devido a corrente de eixo d

$L_{\alpha q}$	Indutância mútua entre eixos q e $\alpha$ devido a corrente de eixo q
$L_{\alpha\alpha}$	Auto indutância $\alpha$ do enrolamento do rotor
$L_{\alpha\beta}$	Indutância mútua entre eixos $\alpha$ e $\beta$ devido a corrente de eixo $\beta$
$L_{\beta d}$	Indutância mútua entre eixos d e $\beta$ devido a corrente de eixo d
$L_{\beta q}$	Indutância mútua entre eixos q e $\beta$ devido a corrente de eixo q
$L_{\beta\alpha}$	Indutância mútua entre eixos $\alpha$ e $\beta$ devido a corrente de eixo $\alpha$
$L_{\beta\beta}$	Auto indutância $\beta$ do enrolamento do rotor
$M_{ir}$	Matriz indutâncias e resistências
M	Massa do elemento cilíndrico
MIT	Motor de Indução Trifásico
MRAC	<i>Model Reference Adaptive Control</i>
N	Rotação em RPM
$N_c$	Rotação da carga em RPM
$N_m$	Rotação do motor em RPM
p	Número de polos
P	Vetor potências
Pb	Potência de base
R	Raio do elemento cilíndrico
$R_1$	Resistência do rotor dupla gaiola interna
$R_2$	Resistência do rotor dupla gaiola externa
$R_c$	Resistência das perdas no ferro e mecânicas
$R_d$	Resistência de eixo d do estator
$R_q$	Resistência de eixo q do estator
$R_r$	Resistência do rotor referida ao estator
$R_m$	Resistência do rotor na velocidade nominal
$R_{rp}$	Resistência do rotor na partida
$R_{rr}$	Resistência do enrolamento rotor
$R_s$	Resistência do Estator
$R_\alpha$	Reatância eixo $\alpha$ do enrolamento do rotor
$R_\beta$	Reatância eixo $\beta$ do enrolamento do rotor



S	Escorregamento
SI	Sistema Internacional de unidades
$S_{\text{máx}}$	Escorregamento máximo
$T_{\text{abc}}$	matriz de transformação
$T_e$	Conjugado eletromagnético
TL	Conjugado da carga
VFD	<i>Variable Frequency Drive</i>
V	Vetor tensões
$V_{0r}$	Tensão de sequencia zero rotor
$V_{0s}$	Tensão de sequencia zero estator
$V_{dr}$	Tensão de eixo d do rotor referido ao estator
$V_{ds}$	Tensão de eixo d do estator
$V_{qr}$	Tensão de eixo q do rotor referido ao estator
$V_{qs}$	Tensão de eixo q do estator
$V_s$	Tensão aplicada ao estator
$V_\alpha$	Tensão $\alpha$ do enrolamento do rotor
$V_\beta$	Tensão $\beta$ do enrolamento do rotor
$X_{lr}$	Reatância de dispersão do rotor referido ao estator
$X_{ls}$	Reatância de dispersão do estator
$X_m$	Reatância de magnetização
$X_{rn}$	Reatância do rotor na velocidade nominal
$X_{rp}$	Reatância do rotor na partida
$\theta_c$	Angulo entre eixos a e q
$\theta_r$	Angulo entre eixos $\alpha$ e d
$\omega$	Velocidade angular da referência arbitrária
$\omega_b$	Velocidade angular de base
$\omega_m$	Velocidade angular mecânica do rotor
$\omega_r$	Velocidade angular elétrica do rotor

$\omega_s$	Velocidade angular síncrona
$\psi_{dr}$	Fluxo por segundo de eixo d do rotor em V
$\psi_{ds}$	Fluxo por segundo de eixo d do estator em V
$\psi_{qr}$	Fluxo por segundo de eixo q do rotor em V
$\psi_{qs}$	Fluxo por segundo de eixo q do estator em V
$\lambda_{dr}$	Fluxo de eixo d do rotor em weber-espira
$\lambda_{dr1}$	Fluxo de eixo d do rotor gaiola interna em weber-espira
$\lambda_{dr2}$	Fluxo de eixo d do rotor gaiola externa em weber-espira
$\lambda_{ds}$	Fluxo de eixo d do estator em weber-espira
$\lambda_{qr}$	Fluxo de eixo q do rotor em weber-espira
$\lambda_{qs}$	Fluxo de eixo q do estator em weber-espira
$\Phi_m$	Fluxo de magnetização

## 1 Introdução

O motor de indução trifásico (MIT) é um dos equipamentos mais utilizados na indústria para transformar energia elétrica em energia mecânica. Sabe-se que em muitos dos países industrializados mais de 70% da energia produzida é consumida por motores elétricos [1]. Isto se deve a sua robustez, eficiência e baixo custo. A facilidade do acionamento é também um ponto bastante atrativo do MIT, podendo ser conectado diretamente a rede elétrica ou através de chaves e equipamentos de partida.

A instalação destes equipamentos também é bastante simples, pois qualquer ação necessária para os diferentes acionamentos será realizada nas grandezas elétricas do estator. Bastando instalar equipamento entre terminais do motor e terminais da rede de alimentação.

Apesar do uso em larga escala, os MITs apresentam uma desvantagem devido à alta corrente no momento da partida necessária para retirá-lo da inércia. Esta corrente pode alcançar de seis a dez vezes a corrente nominal do equipamento [2]. Esta característica pode ser bastante prejudicial ao sistema, onde o equipamento está instalado. Durante o momento da partida pode ser verificada uma queda de tensão acentuada no circuito, e em alguns casos a atuação indevida da proteção de sobrecorrente. Uma rede elétrica somente não sofrera os efeitos da partida do motor quando esta apresentar pelo menos um nível de curto circuito seis vezes maior que o nível da corrente de partida motor durante a partida [3]. Portanto estes problemas são amplificados quando o motor está instalado em uma rede fraca ou após um dispositivo que limita a corrente de curto, como por exemplo, um transformador. [4] define como rede fraca aquela com um baixo nível de curto circuito comparada com o tamanho da carga, e desta forma alterações na corrente da carga provocam grandes quedas de tensão.

Outra desvantagem apresentada na partida do MIT é o alto conjugado de partida. O qual provoca uma partida abrupta, podendo assim prejudicar o sistema mecânico em que está inserido o MIT, como no caso de sistemas de bombeamento onde o acionamento deve ser suave. O elevado conjugado de partida resulta não só em uma rápida aceleração, mas também em um grande *stress* para as partes mecânicas do equipamento [5].

Outro problema bastante recorrente na indústria é o dimensionamento de motores com potência acima do necessário. Esta prática é utilizada quando a carga apresenta alta inércia na partida. Não é incomum encontrar motores dimensionados para partida/aceleração de cargas, ao invés de cargas em estado permanente, nas aplicações com alta inércia na partida [6].

Estes problemas podem acarretar perdas financeiras. A falta de energia, variações bruscas de tensão, o *stress* causado nas partes mecânicas e também o dimensionamento de motores acima da potência necessária oneram a produção, manutenção e execução de novos projetos na indústria.

No entanto, essas desvantagens podem ser minimizadas, pois existem várias técnicas empregadas para diminuir a corrente e adequar o conjugado durante a partida. Algumas delas atuam no acionamento do motor como: partida estrela triângulo, partida com chave compensadora, partida com chaves eletrônicas *softstarter* e conversor estático de frequência. Algumas atuam no projeto do motor como o rotor dupla gaiola e rotor de barras profundas, que visam diminuir correntes na partida.

Desta forma, justificam-se os estudos de partidas para motores, sendo que em [7] recomenda-se este tipo de estudo nos casos em que o motor ultrapasse 30% da potência do transformador que o supri, e ultrapasse 15% da potência quando alimentado por gerador.

Visando a solução dos problemas apresentados, este trabalho investiga um sistema real localizado em uma empresa de saneamento que apresenta um conjunto motor e bomba de 600 CV utilizado para captar águas subterrâneas em poços profundos. Atualmente a partida do motor é realizada por um equipamento tipo *softstarter*, que apesar de projetado para reduzir corrente de partida e tornar a aceleração suave, não cumpri estas funções devido às características do sistema mecânico, ou seja, alta inércia e alto conjugado resistente de partida. Sendo a ineficiência deste tipo de acionamento amplificada pelo baixo nível de curto circuito da rede onde o mesmo está instalado o que provoca acentuada queda de tensão. E conforme [8] teoricamente o conjugado do motor reduz com o quadrado da tensão o que também é outro fator prejudicial à partida.

Para estudar esse problema, desenvolveu-se a pesquisa enumerando possíveis soluções e utilizando um método proposto inicialmente em [9], modificado e aplicado em [3] elegeu-se a mais adequada. Analisando resultados e conclusões

de estudos similares [5], [6], [8] e [10] observou-se que a solução adotada neste trabalho corrobora com as demais. Sendo que a nomeada foi o *Variable Frequency Drive* (VFD) ou comercialmente conhecido como inversor de frequência utilizando o controle vetorial para acionar o motor. Apesar de o VFD ser utilizado quase que exclusivamente para controle de velocidade, este equipamento apresenta excelentes características durante a partida do MIT. Principalmente em cargas com alta inércia e elevado conjugado resistente de partida, pode-se utiliza-lo como alternativa de acionamento. A partir destas conclusões empregou se a *toolbox Simpowersystems* do Matlab para simular o sistema e embasar tal definição. Para isto, modelou-se o MIT a carga e o sistema elétrico onde se encontra instalado o conjunto motor bomba. Todos os dados utilizados para modelagem e simulação foram levantados em campo e em catálogos de fabricantes.

Dentro desta perspectiva, o objetivo deste trabalho é analisar o comportamento do sistema elétrico durante a partida do motor de indução trifásico que aciona uma bomba vertical tipo turbina, definir o acionamento mais adequado e apresentar o desempenho deste equipamento perante a carga e o sistema real modelado, para assim, auxiliar na decisão de escolha e de como prosseguir com a aplicação desta solução no sistema real.

Questionamentos como, qual o melhor método de partida, é viável utilizar o inversor de frequência somente para partir o motor, são frequentes entre os engenheiros e profissionais da área de acionamentos. Portanto além do objetivo principal, este trabalho pode ser utilizado como mais uma fonte de informação para ajudar suprir uma carência de informações e estudos sobre o MIT durante a partida em casos reais e práticos.

## 2 Máquinas de Indução Trifásicas (MIT)

### 2.1 Introdução (*considerações iniciais*)

Este capítulo tem o intuito de apresentar a teoria usada como embasamento para modelar e analisar o MIT. Primeiramente apresenta-se um "*background*" quanto a sua construção e princípio de operação, e posteriormente apresentam-se os principais modelos de circuito equivalente para sua análise em estado permanente. Por último apresenta-se o modelo que fundamentado em equações diferenciais é o mais amplamente utilizado para análise e estudos de transitórios e acionamentos elétricos.

### 2.2 Construção

O MIT é composto de estator e rotor, sendo a corrente alternada fornecida diretamente nos terminais do estator, e ao rotor por indução.

O estator é composto de um núcleo magnético construído com finas laminas de aço com ranhuras espaçadas uniformemente para acomodar os enrolamentos trifásicos e estes são normalmente constituídos de condutores de cobre. O núcleo é acomodado em uma carcaça de ferro fundido com aletas para dissipação de calor e caixa para terminais do estator.

O rotor é composto também de um núcleo magnético construído com finas laminas de aço com ranhuras externas a sua geometria cilíndrica. Há dois principais tipos de rotores que são diferenciados por sua construção, um chamado rotor bobinado e o outro gaiola de esquilo.

O rotor bobinado apresenta forma similar ao enrolamento do estator e deve possuir mesma quantidade de pólos. Os terminais do rotor são disponibilizados externamente através de anéis coletores montados no eixo do rotor. Através destes terminais podem-se inserir resistências no circuito do rotor para assim poder deslocar o conjugado máximo para o momento da partida de acordo com a necessidade do acionamento. Modelo que é pouco utilizado na indústria, e isto se deve ao fato de apresentar um elevado custo de aquisição e manutenção e um acionamento relativamente complicado. Portanto este modelo não será abordado no presente trabalho com maiores detalhes.

O rotor gaiola de esquilo (Figura 2.1) é constituído de barras condutoras encaixadas ou moldadas nas ranhuras e que são curto-circuitadas nas extremidades

por anéis condutores, estas barras são comumente fabricadas em alumínio. Este último MIT sendo o mais utilizado na indústria devido ao baixo custo de manutenção e robustez. Existem algumas variações construtivas do MIT gaiola de esquilo, como por exemplo, rotor com barras profundas e rotor gaiola dupla. A vantagem do rotor gaiola dupla é um alto conjugado e baixa corrente na partida, e boa eficiência em estado permanente. Utilizado somente em aplicações específicas devido ao custo elevado quando comparado ao gaiola simples.

O MIT gaiola de esquilo pode ser classificado de acordo com a norma NEMA em quatro diferentes categorias quanto a sua característica de partida, que são:

- Categoria A: conjugado e corrente de partida normal e baixo escorregamento.
- Categoria B: conjugado de partida normal, corrente de partida baixa e baixo escorregamento.
- Categoria C: resistência de rotor mais elevada que a categoria B, conjugado de partida alto, corrente de partida baixa e escorregamento mais alto que os da categoria A e B.
- Categoria D: alta resistência de rotor, conjugado de partida alto, corrente de partida baixa e alto escorregamento.

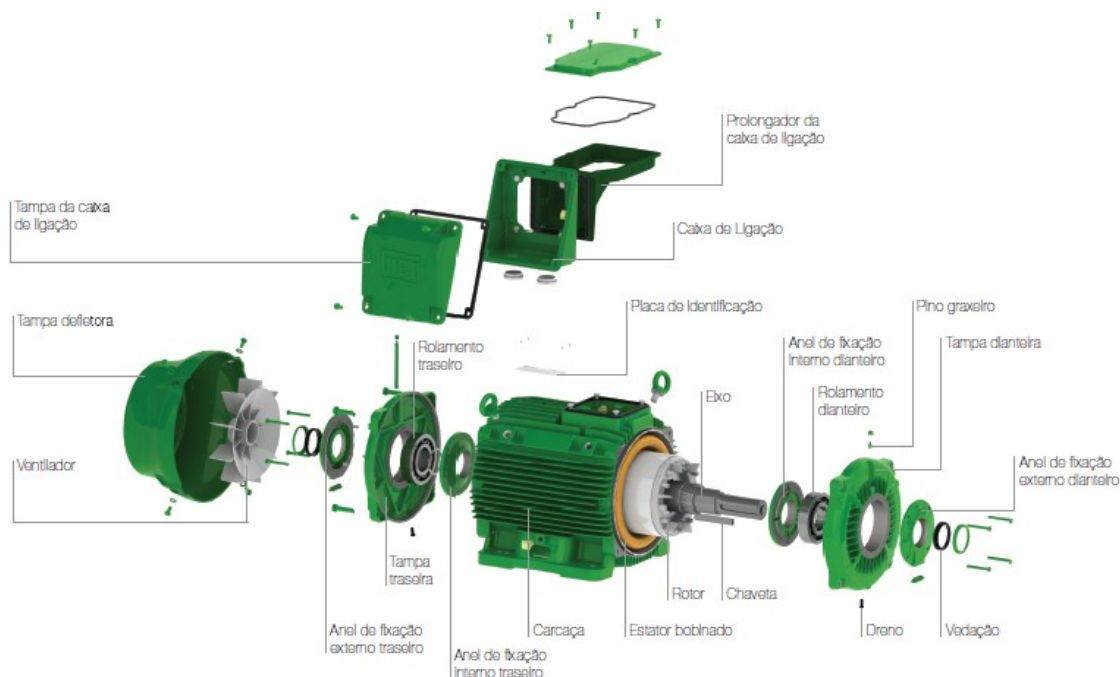


Figura 2.1 Motor de indução Trifásico<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Fonte: WEG. disponível em < <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/he2/hd3/WEG-vista-explodida-do-motor-trifasico-w22-premium-efficiency-ie3-50009253-banner-portuguese-web.pdf> > Acesso em: 21 ago 2018.

Uma grande vantagem do MIT gaiola de esquilo é que toda técnica de acionamento é desempenhada manipulando as tensões e/ou correntes aplicadas no estator.

### **2.3 Princípio de operação**

O funcionamento do MIT é baseado na teoria de ondas girantes das máquinas polifásicas. Onde o motor de indução com três enrolamentos de fase deslocados de  $120^\circ$  graus elétricos no espaço e alimentado por três correntes defasadas de  $120^\circ$  graus no tempo, produz uma onda de campo magnético que gira a velocidade síncrona e possui amplitude constante. A onda girante produzida "atravessa" os condutores do rotor que estão em curto circuito, e desta forma se produz correntes elétricas, que por sua vez produzem uma onda de força magneto motriz que é "arrastada" pela onda do estator, e assim provocando a rotação do rotor.

A representação gráfica deste fenômeno pode ser vista na Figura 2.2. Onde no primeiro momento a fase "a" e "c" estão com valores médios positivos, portanto geram uma força média no sentido de seus respectivos eixos, a fase "b" esta em seu valor máximo negativo gerando uma força máxima no sentido contrario ao seu eixo, sendo que a resultante das três forças "aponta" no sentido contrario ao eixo da fase "b" com o valor de amplitude de 1,5 vezes o valor de pico de qualquer campo sozinho. Em um segundo momento a fase "b" e "c" estão com valores médios negativos e a fase "a" está em seu valor máximo positivo desta forma geram uma resultante de mesma amplitude, mas defasada da primeira. Aplicando-se o mesmo método ao terceiro momento e outros posteriores a este se nota o deslocamento da onda no sentido de giro anti-horário.



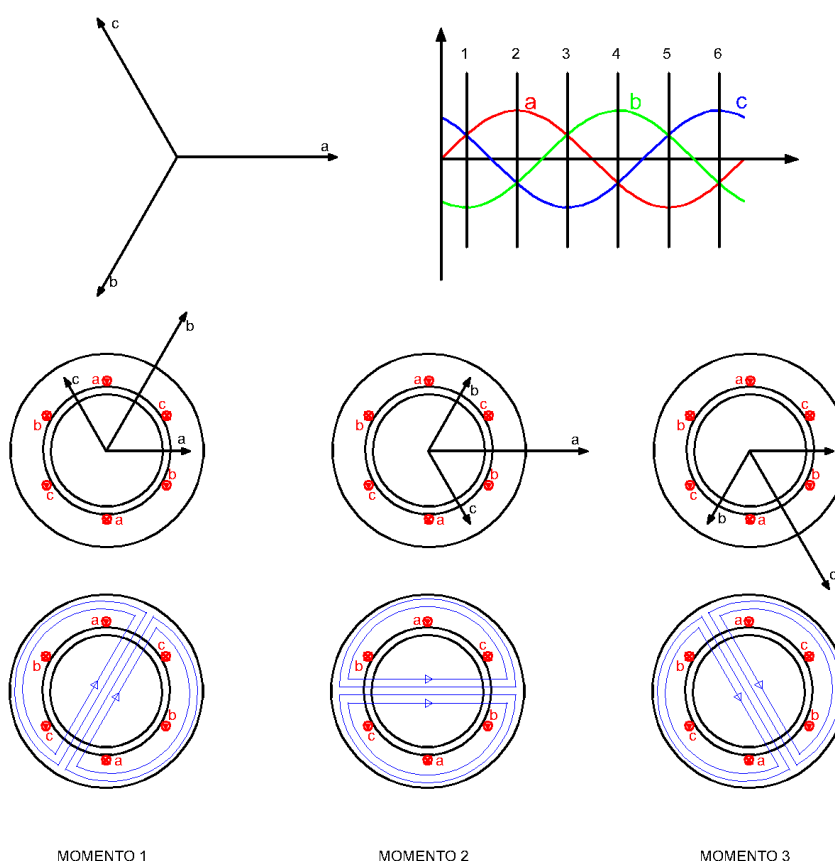


Figura 2.2 Onda de fluxo girante do MIT

O motor de indução é conhecido também como motor assíncrono, isto porque o rotor não gira a velocidade síncrona do campo do estator, esta diferença é conhecida como escorregamento. O escorregamento em condições normais apresenta uma pequena variação e, portanto a velocidade do rotor apresenta o mesmo comportamento. Esta variação é verificada de acordo com a carga inserida ao eixo do motor. Os valores de escorregamento são apresentados entre 1 e 0, sendo que na partida este varia de 1, ou seja, parado, até o nominal, e na prática nunca atinge 0, pois neste caso quando não há escorregamento o motor devido as suas características não apresentaria conjugado. Mesmo com esta pequena variação de escorregamento e velocidade na frequência nominal o MIT é considerado um motor de velocidade constante.

O MIT apresenta algumas desvantagens operacionais, uma delas sendo a alta corrente de partida. Esta corrente é necessária para retirar o motor de indução e a carga da inércia. Conforme será verificado mais adiante existem varias técnicas para amenizar este problema. A corrente de partida pode ser obtida de forma pratica

através dos catálogos de fabricantes e de forma teórica através de modelos matemáticos que representam o MIT.

Existem duas formas mais comuns para análise e modelagem do MIT, o circuito equivalente e o modelo dinâmico.

## 2.4 Circuito Equivalente do MIT

O circuito equivalente do MIT é a tradução do modelo matemático da máquina para termos de circuitos elétricos. Componentes como reatâncias e resistências, e métodos como teorema de Thévenin que provieram da teoria de circuitos elétricos são utilizados no modelo de circuito equivalente.

Algumas considerações devem ser realizadas para o uso do circuito equivalente, por exemplo, deve ser usado somente quando se considerar que as tensões e correntes são equilibradas e os enrolamentos da máquina são simétricos. Estas considerações são devido ao modelo do circuito equivalente ser monofásico (Figura 2.3), ou seja, é efetuada a análise em apenas uma fase e o resultado pode ser extrapolado para as outras. Este modelo não considera a carga aplicada ao eixo, tornando inviável a análise de transitórios na carga e dos acionamentos elétricos. Todavia a partir deste método pode-se determinar o desempenho do MIT, como curvas de eficiência, fator de potência, corrente, conjugado e potência. O modelo é utilizado para análise no estado permanente, portanto o estudo deste modelo não será abordado com maiores detalhes neste trabalho.

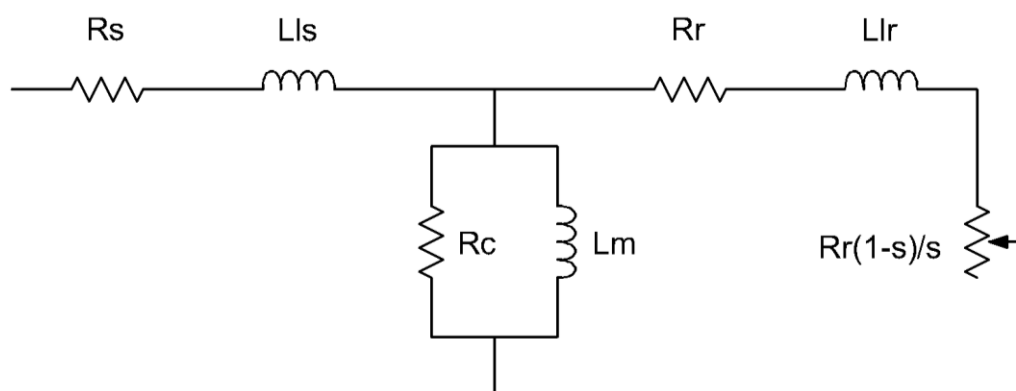


Figura 2.3 Circuito equivalente gaiola simples

Além do modelo clássico apresentado acima que representa o motor de indução trifásico de gaiola simples, muitos autores apresentaram diferentes modelos

com o intuito de representar variações estruturais e nos parâmetros do circuito equivalente de acordo com a necessidade do tipo de estudo a ser realizado. Os MITs gaiola dupla e de barras profundas são alguns dos que requerem modelo específico. Em [11] propôs-se o modelo da Figura 2.4 para representar o MIT gaiola dupla, este modelo considera todos os parâmetros necessários para estudos de transitórios eletromagnéticos e de eficiência energética. Modelo utilizado por vários outros autores [12], [13], [14] e [15] sendo modificado de acordo com o tipo de estudo e objetivo.

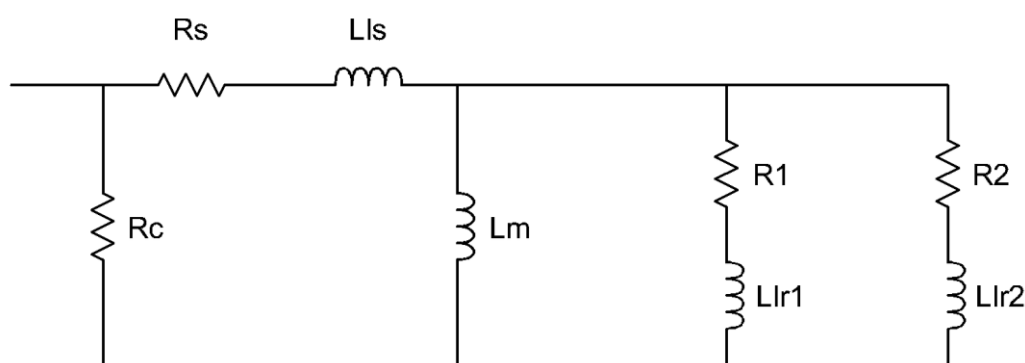


Figura 2.4 circuito equivalente gaiola dupla

No estudo realizado em [13] propôs-se o modelo da Figura 2.5 para representar as variações dos parâmetros do rotor do MIT gaiola simples e de barras profundas.

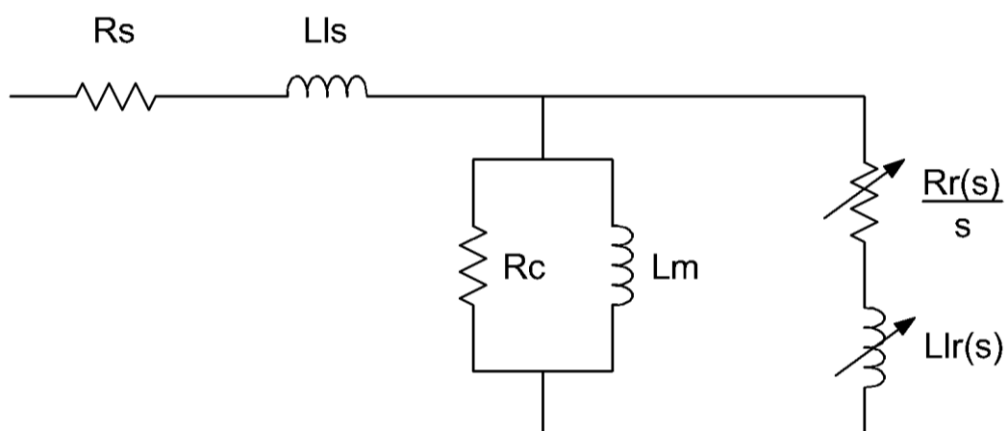


Figura 2.5 circuito equivalente com variação dos parâmetros rotor

Estas variações nos parâmetros no rotor são devido à variação de frequência no circuito do rotor, e como se sabe a reatância varia com a frequência e a resistência varia devido ao efeito "skin" que também é função da frequência. Pode se dizer que a frequência do rotor varia em função do escorregamento do motor. Existe uma diversidade de métodos para representar tais variações. Em [16] apresentam se duas equações com esse propósito, conforme descrito abaixo.

$$R_r(s) = R_{rp} \left( 0,5 + 0,5 \sqrt{\frac{s}{s_{m\acute{a}x}}} \right) \quad (2.1)$$

$$X_r(s) = X_{rp} \left( 0,4 + 0,6 \sqrt{\frac{s_{m\acute{a}x}}{s}} \right) \quad (2.2)$$

Também é possível compensar as variações na resistência e na reatância utilizando o método abaixo, proposto em [17].

Para escorregamento  $1 \geq s > s_{m\acute{a}x}$ ,

$$R_r(s) = R_{rn} e^{(gr \sqrt{s - s_{m\acute{a}x}})} \quad (2.3)$$

$$X_r(s) = X_{rn} e^{(gx \sqrt{s - s_{m\acute{a}x}})} \quad (2.4)$$

Para escorregamento  $0 \leq s \leq s_{m\acute{a}x}$ ,

$$R_r(s) = R_{rn} \quad (2.5)$$

$$X_r(s) = X_{rn} \quad (2.6)$$

Sendo os valores de  $gr$  e  $gx$  encontrados através das equações 2.7 e 2.8.

$$gr = \frac{\ln R_{rp} - \ln R_{rn}}{\sqrt{1 - s_{m\acute{a}x}}} \quad (2.7)$$

$$gx = \frac{\ln X_{rp} - \ln X_{rn}}{\sqrt{1 - S_{m\acute{a}x}}} \quad (2.8)$$

Os parâmetros do MIT como reatâncias e resistências são de extrema importância para a análise do equipamento tanto no estado permanente quanto no estado dinâmico. Existem técnicas que através de ensaios podem-se adquirir tais valores, estes ensaios são conhecidos como ensaio de rotor bloqueado e ensaio a vazio, a principal referencia para estes ensaios e os cálculos dos parâmetros é a norma IEEE 112 [18]. Porém existem casos que impossibilitam estes testes, como por exemplo, motores já instalados que não apresentam a documentação dos testes e estudos em fase de projeto. Para estes casos existem técnicas para adquirir os mesmos valores com precisão considerável através de dados de placa do motor e dados do fabricante [11], [12], [13], [14], [15], [16] e [17].

## **2.5 Modelo dinâmico do MIT**

O circuito equivalente é um modelo bastante apropriado para o desempenho do MIT em estado permanente, rendimento, fator de potencia e outros podem ser conseguidos através deste modelo. Porém transitórios elétricos, variações na frequência e mudanças na carga são negligenciados neste modelo. Outro modelo conhecido como dinâmico representado por equações diferenciais é utilizado para estudos e simulações de transitórios e variação de velocidade do MIT. Este modelo consiste em representar uma máquina de indução trifásica em um modelo bifásico equivalente.

### **2.5.1 Modelo bifásico do MIT**

O modelo bifásico do motor de indução consiste em enrolamentos com 90° graus elétricos um do outro, tanto no rotor quanto no estator (Figura 2.6). Considerando que o enrolamento  $\alpha$  do rotor está distante do eixo  $d$  do enrolamento do estator em  $\theta_r$  graus conforme figura abaixo.

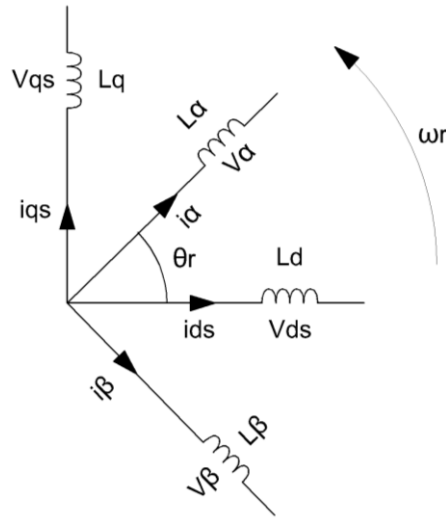


Figura 2.6 Modelo Bifásico

Podemos encontrar as seguintes equações:

$$V_{qs} = R_q i_{qs} + \frac{d(L_{qq} i_{qs})}{dt} + \frac{d(L_{qd} i_{ds})}{dt} + \frac{d(L_{q\alpha} i_{\alpha})}{dt} + \frac{d(L_{q\beta} i_{\beta})}{dt} \quad (2.9)$$

$$V_{ds} = \frac{d(L_{dq} i_{qs})}{dt} + R_d i_{ds} + \frac{d(L_{dd} i_{ds})}{dt} + \frac{d(L_{d\alpha} i_{\alpha})}{dt} + \frac{d(L_{d\beta} i_{\beta})}{dt} \quad (2.10)$$

$$V_{\alpha} = \frac{d(L_{\alpha q} i_{qs})}{dt} + \frac{d(L_{\alpha d} i_{ds})}{dt} + R_{\alpha} i_{\alpha} + \frac{d(L_{\alpha\alpha} i_{\alpha})}{dt} + \frac{d(L_{\alpha\beta} i_{\beta})}{dt} \quad (2.11)$$

$$V_{\beta} = \frac{d(L_{\beta q} i_{qs})}{dt} + \frac{d(L_{\beta d} i_{ds})}{dt} + \frac{d(L_{\beta\alpha} i_{\alpha})}{dt} + R_{\beta} i_{\beta} + \frac{d(L_{\beta\beta} i_{\beta})}{dt} \quad (2.12)$$

Considerando o entreferro uniforme as auto indutâncias são constantes e portanto:

$$L_{\alpha\alpha} = L_{\beta\beta} = L_{rr} \quad (2.13)$$

$$L_{dd} = L_{qq} = L_s \quad (2.14)$$

As indutâncias mutuas entre os enrolamentos  $d$  e  $q$  do estator e  $\alpha$  e  $\beta$  do rotor são zero, pois apresentam um deslocamento de  $90^\circ$  elétricos, portanto não afetam uma a outra.

$$L_{\alpha\beta} = L_{\beta\alpha} = 0 \quad (2.15)$$

$$L_{dq} = L_{qd} = 0 \quad (2.16)$$

Considerando a distribuição de força magneto motriz senoidal, pode-se considerar que a indutância mutua entre enrolamento do estator para o rotor e vice versa, varia senoidalmente com  $\theta_r$ .

$$L_{\alpha d} = L_{d\alpha} = L_{sr} \cos \theta_r \quad (2.17)$$

$$L_{\beta d} = L_{d\beta} = L_{sr} \sin \theta_r \quad (2.18)$$

$$L_{\alpha q} = L_{q\alpha} = L_{sr} \sin \theta_r \quad (2.19)$$

$$L_{\beta q} = L_{q\beta} = -L_{sr} \cos \theta_r \quad (2.20)$$

Chega-se então ao sistema de equações diferenciais com indutâncias variantes no tempo para o motor de indução bifásico.

$$V_{qs} = \left( R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} + L_{sr} \frac{d(i_{\alpha} \sin \theta_r)}{dt} - L_{sr} \frac{d(i_{\beta} \cos \theta_r)}{dt} \quad (2.21)$$

$$V_{ds} = \left( R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{ds} + L_{sr} \frac{d(i_{\alpha} \cos \theta_r)}{dt} + L_{sr} \frac{d(i_{\beta} \sin \theta_r)}{dt} \quad (2.22)$$

$$V_{\alpha} = L_{sr} \frac{d(i_{qs} \sin \theta_r)}{dt} + L_{sr} \frac{d(i_{ds} \cos \theta_r)}{dt} + \left( R_{rr} + L_{rr} \frac{d}{dt} \right) i_{\alpha} \quad (2.23)$$

$$V_{\beta} = -L_{sr} \frac{d(i_{qs} \cos \theta_r)}{dt} + L_{sr} \frac{d(i_{ds} \sin \theta_r)}{dt} + \left( R_{rr} + L_{rr} \frac{d}{dt} \right) i_{\beta} \quad (2.24)$$

Onde:

$$R_s = R_q = R_d \quad (2.25)$$

$$R_{rr} = R_\alpha = R_\beta \quad (2.26)$$

As equações são variantes no tempo devido a sua dependência da posição do rotor em relação ao estator. Com o intuito de facilitar a análise deste modelo desenvolve-se uma técnica para suprimir a dependência em relação à posição do rotor e, portanto tornar as equações constantes no tempo.

Esta técnica consiste em criar enrolamentos de rotor fictício nos eixos  $d$  e  $q$  d. Desta forma obtém-se uma relação entre as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  e as correntes dos enrolamentos fictícios  $i_{qrr}$  e  $i_{dr}$ , que pode ser representada em forma de matriz da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qrr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ \sin \theta_r & -\cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

A relação apresentada acima equivale para tensões, correntes e fluxos da máquina. Aplicando a relação às equações variantes no tempo obtém-se:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qrr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & L_{sr} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & L_{sr} \frac{d}{dt} \\ L_{sr} \frac{d}{dt} & -L_{sr} \omega_r & R_{rr} + L_{rr} \frac{d}{dt} & -L_{rr} \omega_r \\ L_{sr} \omega_r & L_{sr} \frac{d}{dt} & L_{rr} \omega_r & R_{rr} + L_{rr} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qrr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Referindo todos os parâmetros do rotor para estator chegamos ao sistema de equações utilizado para análise do motor de indução bifásico.



$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & L_m \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -L_m \omega r & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_m \omega r \\ L_m \omega r & L_m \frac{d}{dt} & L_r \omega r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Sabe-se que o motor de indução bifásico é raramente utilizado no dia a dia da indústria, sendo que o MIT é a máquina que é largamente encontrada neste tipo de ambiente. Portanto seria necessário um modelo trifásico para o MIT o que tornaria o modelo maior e mais dispendioso de se obter e analisar. Contudo desenvolveram-se técnicas para transformar o MIT em uma modelo equivalente bifásico.

### 2.5.2 Transformação de modelo trifásico para bifásico

Para que o modelo bifásico seja usado para uma máquina trifásica estes devem ser equivalentes. Para isto deve-se manter a igualdade das forças magneto motrizes e correntes entre os modelos e também a invariância de potência. O modelo bifásico e o trifásico são equivalentes, quando o "conceito de invariância de potência é introduzido aos modelos: a potência deve ser igual no modelo trifásico e no seu equivalente bifásico" [19].

Para uma melhor compreensão podemos representar os eixos enrolamentos de estator bifásico e trifásico em uma mesma figura (Figura 2.7).

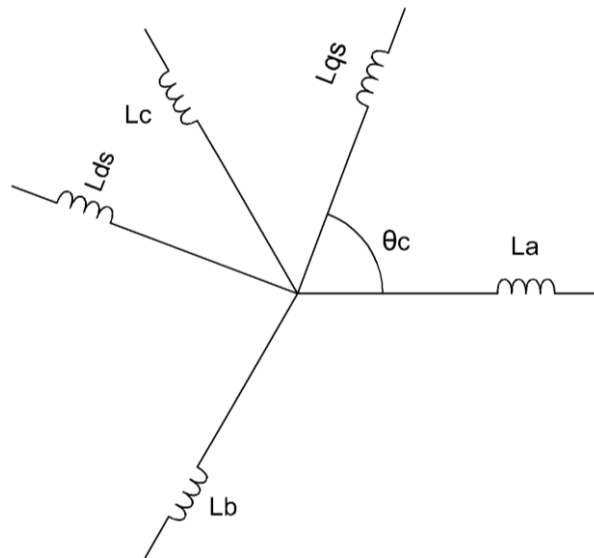


Figura 2.7 Modelo Trifásico/Bifásico

Considerando o eixo  $d$  deslocado do eixo "a" por um ângulo  $\theta_c$  podemos usar relações trigonométricas para alcançar a equivalência entre os enrolamentos. Sendo esta equivalência representada abaixo:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_c & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_c & \sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Sendo  $T_{abc}$  conhecida como matriz de transformação.

$$[T_{abc}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_c & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_c & \sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

A transformação inversa pode ser conseguida através da inversa da matriz de transformação.

$$i_{abc} = [T_{abc}]^{-1} i_{qd0} \quad (2.32)$$

### 2.5.3 Frames de referência para modelos do MIT

As referências ou *frames* são basicamente pontos de observação, que auxiliam na análise do MIT. A escolha do *frame* depende do estudo que se pretende realizar, por exemplo, para propósitos de controle utiliza-se, a referência síncrona onde as variáveis são apresentadas como corrente contínua. Proposto inicialmente por R. H. Park a transformação com referência no rotor, e posteriormente por H. C. Stanley e G. Kron, a referência estacionária e síncrona, respectivamente, são os *frames* mais comuns no estudo da máquina de indução trifásica. Sendo que o estacionário possui a referência no estator, o rotórico no rotor, e o síncrono na velocidade angular síncrona.

Pode-se definir um *frame* chamado de arbitrário que é generalizado, onde a partir deste pode-se derivar qualquer outro citado anteriormente. Para isto basta substituir na equação abaixo a velocidade e posição apropriada.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega L_s & L_m \frac{d}{dt} & \omega L_m \\ -\omega L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega L_m & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & (\omega - \omega_r) L_m & R_r + L_r \frac{d}{dt} & (\omega - \omega_r) L_r \\ -(\omega - \omega_r) L_m & L_m \frac{d}{dt} & -(\omega - \omega_r) L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

A definição da referência é realizada escolhendo nas equações acima o  $\omega$ , sendo o  $\omega = 0$  para o estacionário, o  $\omega = \omega_r$  para o rotórico e  $\omega = \omega_s$  para o síncrono.

#### 2.5.4 Conjugado eletromagnético

Conforme descrito [20] o conjugado eletromagnético é uma importante variável para análise do MIT e pode ser determinada a partir da equação 2.33.

A equação pode ser escrita como:

$$V = [M_{ir}]i \quad (2.34)$$

E para obter a potência pré multiplica-se o vetor das tensões pelo vetor transposto das correntes:

$$P = i'V = i'[M_{ir}]i \quad (2.35)$$

Desprezando os termos com resistências que são as perdas, os termos com derivadas das indutâncias que são a razão das mudanças das energias magnéticas armazenadas, os termos com  $\omega$  que existem em função das referências adotadas, portanto igual a zero. Restam somente os termos relacionados com a velocidade do motor  $\omega_r$  que pode ser definida como a potência de entreferro.

A partir da potência de entreferro pode-se determinar o conjugado eletromagnético.

$$\omega_m Te = P = i' [M_{ir}] i \times \omega_r \quad (2.36)$$

Substituindo  $\omega_r$  em termos de  $\omega_m$  e usando a equação 2.33, desprezando os termos já citados, obtemos a equação do conjugado:

$$Te = \frac{3p}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (2.37)$$

### 2.5.5 Equações usando fluxos concatenados do MIT

O sistema de equações diferenciais do MIT pode ser representado utilizando como variáveis os fluxos concatenados. Sendo que o modelo representado desta forma apresenta algumas vantagens, diminuição das quantidades das variáveis, as equações apresentam somente um termo com derivada, e os fluxos encontrados serão utilizados em algumas técnicas de controle como a de fluxo orientado. Estas vantagens facilitam a simulação computacional, por isso é altamente utilizada em estudos envolvendo o MIT. Outra adequação bastante utilizada nas referências pesquisadas [19], [20] e [21] é a normalização de parâmetros e variáveis utilizando valores de base, como por exemplo, o  $\omega_b$  que é a velocidade angular de base. Portanto os modelos geralmente são apresentados no sistema por unidade.

A seguir será apresentado o modelo proposto [19] que é um dos mais populares modelos matemáticos para regime dinâmico no formato dq0 do MIT. Este é representado pelas equações abaixo:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d \psi_{qs}}{dt} \quad (2.38)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d \psi_{ds}}{dt} \quad (2.39)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d \psi_{qr}}{dt} \quad (2.40)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} - \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d \psi_{dr}}{dt} \quad (2.41)$$

$$\psi_{qs} = X_{ls}i_{qs} + X_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.42)$$

$$\psi_{ds} = X_{ls}i_{ds} + X_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.43)$$

$$\psi_{qr} = X_{lr}i_{qr} + X_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.44)$$

$$\psi_{dr} = X_{lr}i_{dr} + X_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.45)$$

$$Te = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{p}{2}\right) \left(\frac{1}{\omega_b}\right) (\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}) \quad (2.46)$$

$$Te = 2H \frac{d\omega_r/\omega_b}{dt} + Tl \quad (2.47)$$

$$H = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{2}{P}\right)^2 \frac{J\omega_b^2}{Pb} \quad (2.48)$$

### 2.5.6 Circuito equivalente para o modelo dinâmico

O modelo dinâmico do MIT pode ser representado pelo circuito equivalente, similarmente ao já apresentado na seção 2.4. Este formato é bastante utilizado pelos autores [19], [21] e [22] como uma representação gráfica das equações diferenciais apresentadas na seção 2.5.5. Pode se verificar a representação do MIT para o modelo equivalente dinâmico na Figura 2.8. Esta é a representação em circuito das equações 2.38 a 2.41 incluindo o circuito de sequencia negativo.

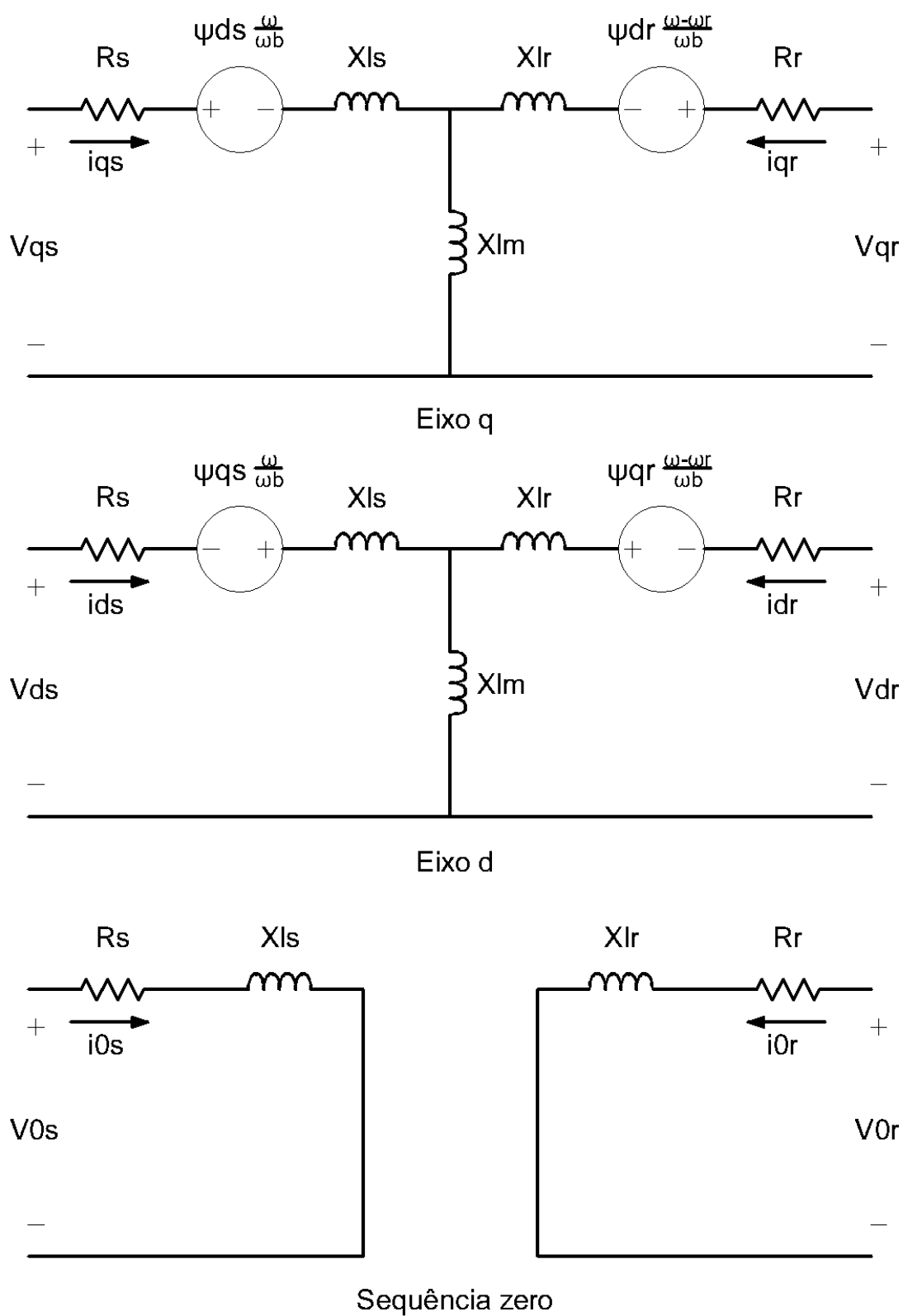


Figura 2.8 Circuito equivalente modelo dinâmico na referência arbitrária

Para o modelo do MIT dupla gaiola a representação utilizada está na Figura 2.9, sendo este o circuito de eixo "q", e neste caso está representada no sistema SI. Este modelo é utilizado para simulações computacionais na *toolbox* *simpowersystems* do Matlab [23].

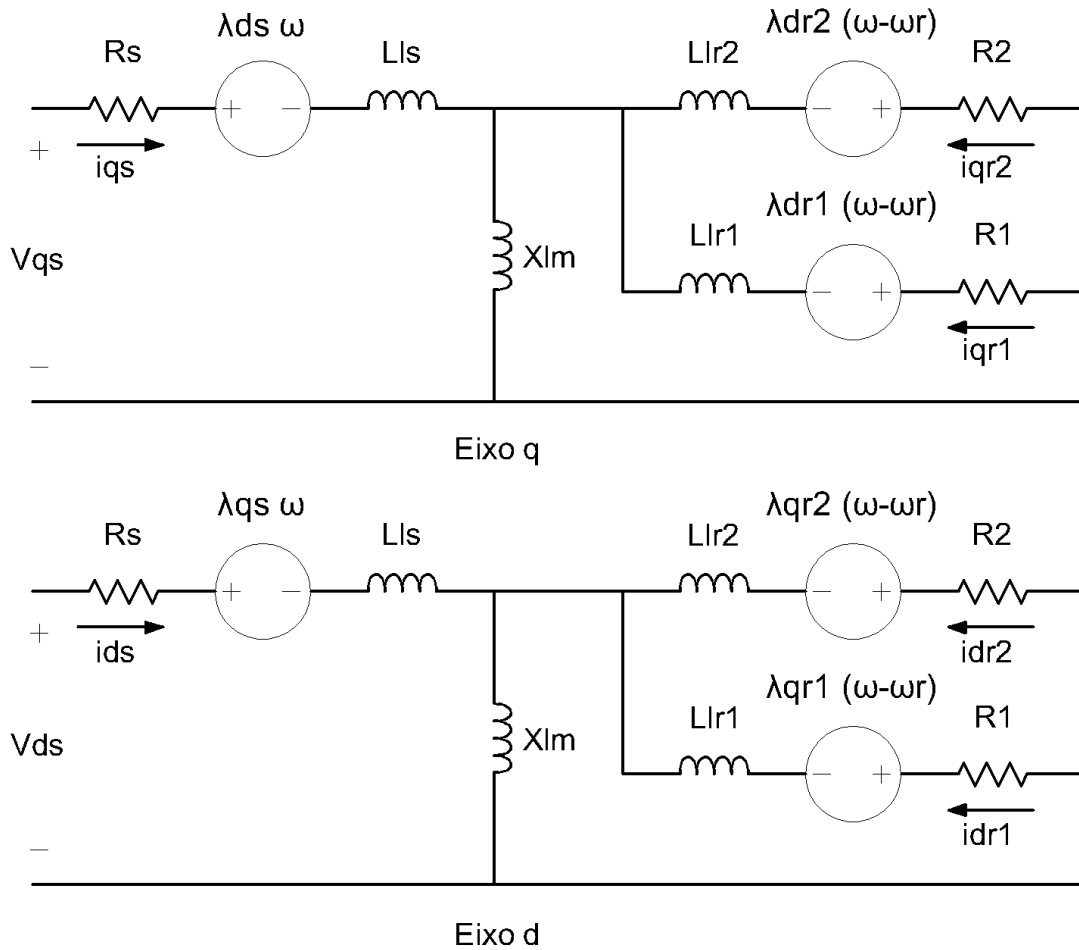


Figura 2.9 Circuito equivalente modelo dinâmico do MIT dupla gaiola

### 3 Características de acionamento do MIT

#### 3.1 Introdução (considerações iniciais)

Este capítulo apresenta as características principais de diversos tipos de cargas industriais, a característica de aceleração do MIT e o momento de inércia. Apresentam-se também os principais equipamentos para acionamento do MIT e suas características construtivas e operacionais. Enfatizam-se as chaves eletrônicas *softstarter* e *Inversor de frequência*. Ao final se expõe algumas recomendações normativas quanto às aplicações do inversor de frequência.

#### 3.2 Características de aceleração de cargas industriais

Sabe-se que existe uma grande diversidade de máquinas acionadas por motores elétricos na indústria, como por exemplo, bombas centrífugas, ventiladores, prensas, serras circulares, esteiras transportadoras, entre outras. Portanto, trataremos aqui das características gerais de acionamento de algumas destas máquinas. Sendo que estes equipamentos são conhecidos no campo dos acionamentos como cargas mecânicas.

Essas cargas podem ser classificadas quanto as suas características durante a aceleração de partida, ou seja, quanto a sua curva conjugado versus velocidade. De acordo com [24], em função desta característica existem seis grupos em que se podem dividir estas cargas que são: constante, linear, quadrática, inversa, não uniforme e sem conjugado. A descrição de cada uma destas cargas é apresentada abaixo.

- **Cargas constantes:** que são independentes da rotação (Figura 3.1), ou seja, o conjugado não se altera com a variação da velocidade, alguns exemplos são: guindaste, pontes rolantes e pórticos. O conjugado desta carga pode ser representado pela equação 3.1:

$$C_{carga} = K_c \omega^0 \quad (3.1)$$



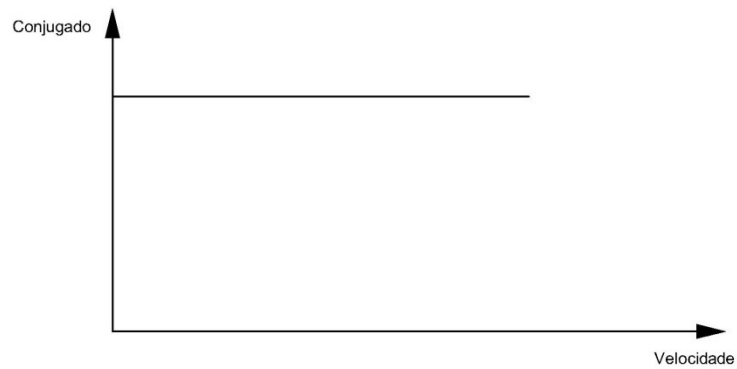


Figura 3.1 Carga Constante

- **Cargas Lineares:** que variam linearmente com a rotação (Figura 3.2), alguns exemplos são: plainas e serras de madeira. O conjugado desta carga pode ser representado pela equação 3.2:

$$C_{carga} = K_c \omega^1 \quad (3.2)$$

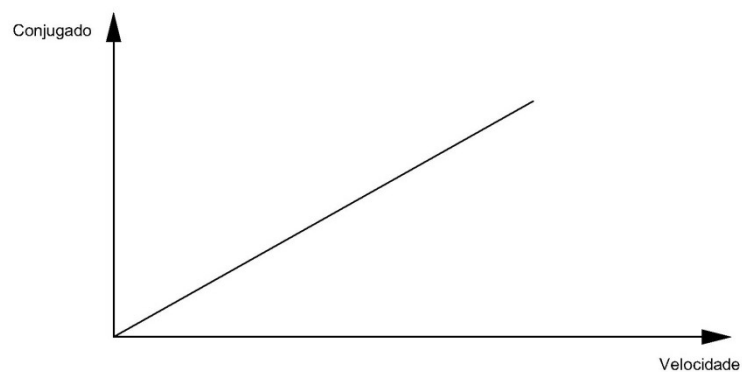


Figura 3.2 Carga Linear

- **Cargas quadráticas:** são cargas que variam com o quadrado da rotação (Figura 3.3), alguns exemplos são: bombas centrífugas, ventiladores e misturadores. O conjugado desta carga pode ser representado pela equação 3.3:

$$C_{carga} = K_c \omega^2 \quad (3.3)$$

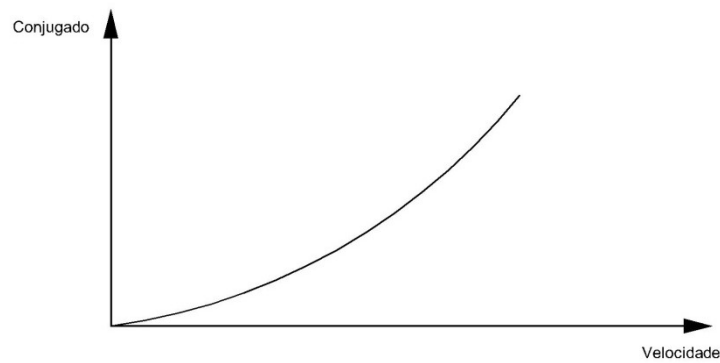


Figura 3.3 Carga Quadrática

- **Cargas inversas:** que variam com o inverso da rotação (Figura 3.4), alguns exemplos são: fresadoras e mandrilhadoras. O conjugado desta carga pode ser representado pela equação 3.4:

$$C_{carga} = K_c \omega^{-1} \quad (3.4)$$

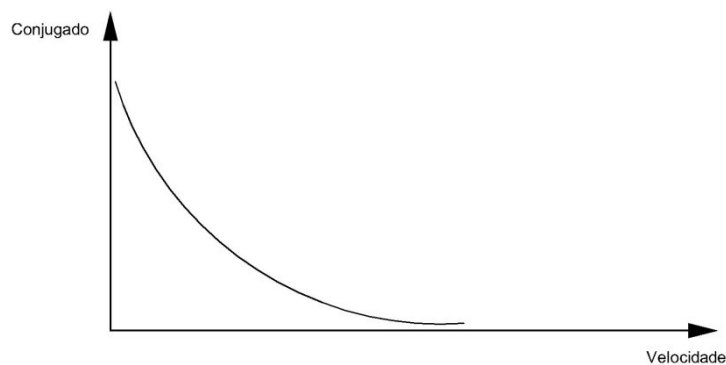


Figura 3.4 Carga Inversa

- **Cargas não uniformes:** que variam de forma não uniforme com a rotação, não sendo possíveis aproximações matemáticas para sua representação, exemplo, forno rotativo de grande porte.
- **Cargas sem conjugado:** que não solicitam conjugados, portanto utilizam volantes, exemplo prensas de perfuração.

As características apresentadas acima são representações idealizadas do que realmente é na prática, visto que existem diversas variáveis em campo que podem distorcer as curvas das cargas mecânicas. Os tipos de acoplamentos entre motor e carga são um destes fatores, massa, tamanho e forma são características

que influenciam o conjugado. Há também um conjugado que deriva do atrito estático, que se soma ao conjugado resistente no momento da partida ( $\omega = 0$ ), sendo assim a carga constante neste instante pode ser maior que a nominal, e as cargas lineares e quadráticas não iniciam com conjugado zero. Em alguns casos esta característica pode sobrepor a curva do conjugado resistente tornando a diferente de sua curva teórica. Uma melhor representação do conjugado resistente das cargas industriais pode ser verificada de forma genérica pela equação 3.5.

$$C_{carga} = C_0 + K_c \omega^x \quad (3.5)$$

Um bom exemplo disto são as bombas centrífugas que requerem um conjugado no início da curva de aceleração para vencer o atrito estático, chamado de "*breakaway torque*" que é o conjugado no momento inicial da partida. De acordo [25], o conjugado das bombas centrífugas é estimado entre 10% e 20% do conjugado nominal, dependendo do tipo de rolamento usado e líquido bombeado, sendo que este decresce linearmente e atinge zero entre 15% e 20% da velocidade nominal.

### 3.3 Características de aceleração do MIT

Uma das mais importantes representações do comportamento do MIT é a curva de aceleração do conjugado versus rotação (Figura 3.5).

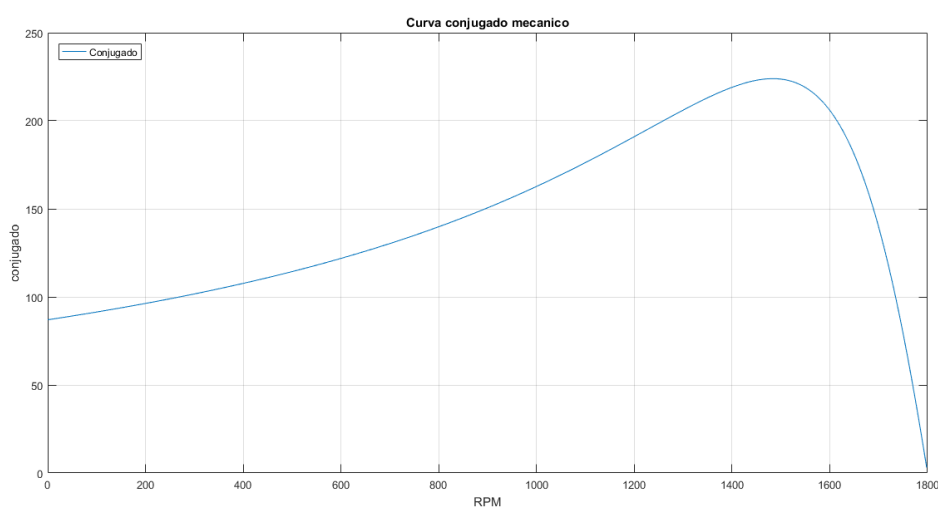


Figura 3.5 Curva de conjugado motor de 20 HP 4 polos

A partir da análise desta curva podem-se obter algumas das características principais quanto a sua aceleração, que são os conjugados de partida, mínimo,

máximo e nominal. Cada ponto deste ocorre em uma determinada rotação, sendo que cada um depende dos parâmetros e características do motor.

É bastante comum sobrepor a curva do conjugado da carga ou conhecido também como conjugado resistente com a curva do conjugado motor em estudos de partida e dimensionamento do motor. Desta forma é possível verificar algumas exigências a serem cumpridas para que o MIT possa partir a carga satisfatoriamente. O conjugado motor deve ser maior que o conjugado resistente em todos os pontos entre a rotação zero e a nominal. O ponto de equilíbrio, ou seja, o ponto onde o conjugado motor e o resistente se intercalam, deve estar na zona de estabilidade que se encontra nas rotações após o conjugado máximo. Nesta parte da curva à medida que a carga aumenta a rotação do motor diminui e o conjugado motor aumenta contrapondo a carga, mantendo o motor em funcionamento. Isto se dá até o conjugado máximo, onde qualquer aumento de carga retira o MIT da zona de estabilidade, fazendo com que a rotação diminua bruscamente, podendo até a "travar" o motor. Consequentemente devem-se estudar as curvas conjugado versus rotação afim de que se faça um dimensionamento correto do motor e do acionamento.

Alguns pontos apresentados na curva da Figura 3.5 exceto o conjugado mínimo podem ser facilmente obtidos nos catálogos de fabricantes de motores. Usualmente os valores são dados em função do conjugado nominal equação 3.6 e 3.7.

$$C_p = \frac{C_p(Nm)}{C_n(Nm)} \quad (3.6)$$

$$C_M = \frac{C_M(Nm)}{C_n(Nm)} \quad (3.7)$$

### **3.4 Momento de inércia**

O momento de inércia é um dos principais fatores a serem avaliados durante o dimensionamento do motor e do acionamento elétrico. Sendo que esta grandeza física expressa a "resistência" que um corpo oferece a alternância no movimento de rotação em um determinado eixo. Todo o conjunto girante do acionamento

apresenta momento de inércia, e no caso dos acionamentos isto é verificado no eixo do MIT, da carga e no acoplamento.

Usualmente se encontra os valores do momento de inércia nos catálogos dos fabricantes, e caso seja necessário pode-se calcular conhecendo formato, dimensões e a massa do elemento girante, por exemplo, o momento de inércia de um eixo com formato cilindro e que seja maciço pode ser calculado através da equação 3.8.

$$J = \frac{1}{2}MR^2 \quad (3.8)$$

O momento de inércia de uma carga pode ser apresentado ao motor em um valor diferente, caso estes apresentem rotações diferentes, este valor pode ser calculado pela equação 3.9.

$$J_{ce} = J_c \left( \frac{N_c}{N_M} \right)^2 \quad (3.9)$$

É bastante comum que o momento de inércia seja representado em alguns catálogos de fabricantes pelo impulso de inércia  $GD^2$ . A relação entre o impulso de inércia e o momento de inércia é dada pela equação 3.10.

$$J = \frac{GD^2}{4} \quad (3.10)$$

Devido ao momento de inércia ser somente percebido durante alterações na velocidade de rotação, o MIT reconhece esta grandeza somente durante mudanças nas cargas e durante a aceleração e desaceleração. Consequentemente pode-se constatar que é parte do conjugado resistente o conjugado gerado pela inércia durante o período de aceleração do MIT e sendo este chamado de conjugado de aceleração (equação 3.11).

$$C_{ace} = J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.11)$$

Este conjugado desaparece quando o equipamento entra em estado permanente.

### **3.5 Métodos de acionamento do MIT**

Até o momento foram apresentadas as características do MIT quando este é acionado diretamente da rede com tensão e frequência nominal. Sabe-se que neste caso o MIT apresenta uma alta corrente de partida podendo atingir valores de até dez vezes o nominal [2]. Este comportamento pode ser prejudicial para grande parte das instalações e circuitos elétricos que não são projetados para tal distúrbio. Para contornar este problema utilizam-se técnicas de acionamento do MIT que visam diminuir esta corrente. Deve-se ressaltar, entretanto que caso a instalação o permita, a partida do motor a plena tensão é quase sempre a melhor alternativa do ponto de vista intrínseco do motor [24].

Atualmente existem varias técnicas para acionamento do MIT, técnicas tanto para controle de velocidade e conjugado, quanto para diminuir correntes de partida. Este trabalho enfatiza o uso de acionamentos para partida que tem funcionalidade principal reduzir a corrente durante este período. Basicamente os acionamentos de motores de indução se dividem em acionamentos através de contadores e de chaves eletrônicas com semicondutores.

Algumas partidas que denominaremos aqui de convencionais utilizam-se de contadores, por exemplo, partida direta onde a tensão da rede é aplicada sem redução aos terminais do motor e a compensadora onde a tensão da rede é reduzida por um autotransformador e posteriormente elevada até a tensão nominal do motor. Recentemente tem se reduzido o uso destas partidas convencionais em prol de partidas com chaves eletrônicas a semicondutores. Há basicamente dois tipos de equipamentos a semicondutores, o inversor de frequência e o *softstarter*.

#### **3.5.1 Softstarter**

O *softstarter* é um equipamento que utiliza semicondutores para o chaveamento da tensão de alimentação do MIT (Figura 3.6). Os semicondutores mais comuns são os SCRs, triacs, transistores de potência e GTOs. Este equipamento atua somente no momento da partida, sendo que os semicondutores são retirados do circuito de potência após a partida, isto é possível, pois existem chaves paralelas aos semicondutores que são fechadas após a partida.

Este equipamento utiliza varias técnicas de controle para o acionamento e algumas delas são: partidas com rampa de tensão, limite de corrente e rampa de corrente [26].

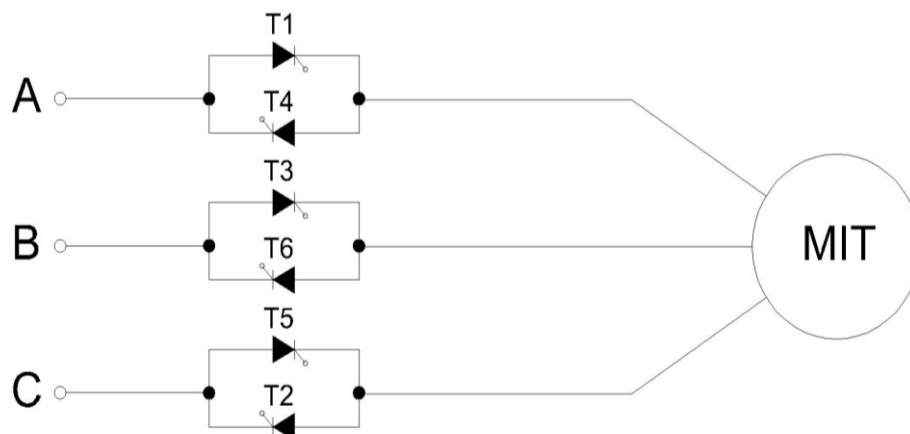


Figura 3.6 *Softstarter* Semicondutores

A rampa de tensão que a mais comumente usada [26], é uma técnica que reduz a tensão aplicada aos terminais do motor durante a aceleração. Diferente de uma partida compensadora onde a tensão é aplicada em degraus, como por exemplo, 60%, 80% e tensão nominal, o *softstarter* aplica a tensão em rampa. Esta rampa é parametrizada de acordo com o tipo de carga acionada, podendo ser definida a tensão inicial e o tempo de partida (Figura 3.7). A rampa de tensão torna a partida mais suave, assim aumentando a vida útil dos sistemas mecânicos, como sistemas de bombeamento através da redução do golpe de aríete.

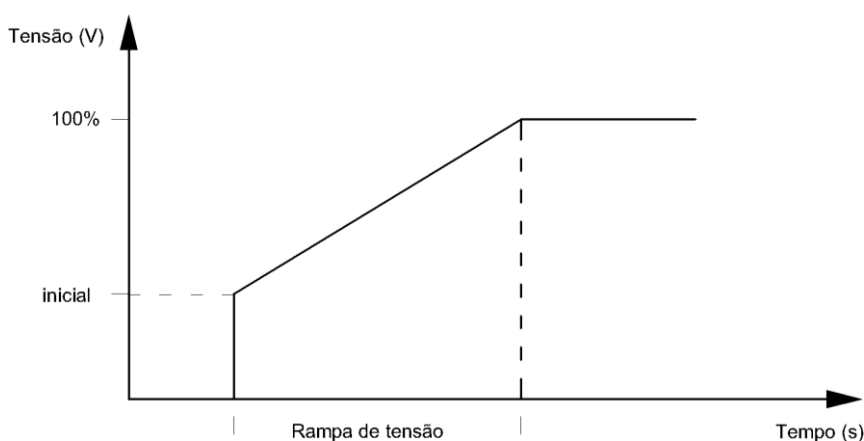


Figura 3.7 Rampa de tensão

A técnica chamada limite de corrente não permite que a corrente de partida ultrapasse o valor máximo pré-definido. A parametrização dos valores é estabelecida de acordo com a necessidade da carga. O limite de corrente pode ser utilizado em

cargas que necessitam de um alto conjugado na partida e também onde as instalações elétricas apresentam limites máximos suportáveis de corrente. Podendo o valor máximo da corrente de partida ser delimitado abaixo das curvas de atuação dos dispositivos de proteção de sobre corrente.

A rampa de corrente possui as mesmas características e aplicações do limite de corrente, porém apresenta uma particularidade que é a possibilidade de ajustes menores ou maiores da corrente no início da partida.

### 3.5.2 Inversor de frequência

O Inversor de frequência utiliza semicondutores para o chaveamento da tensão e frequência de alimentação do MIT (Figura 3.8). O circuito de potência do inversor é composto basicamente por uma ponte retificadora de diodos, o link dc e um inversor constituído de transistores IGBTs. O inversor de frequência tem como objetivo principal o controle de velocidade do motor.

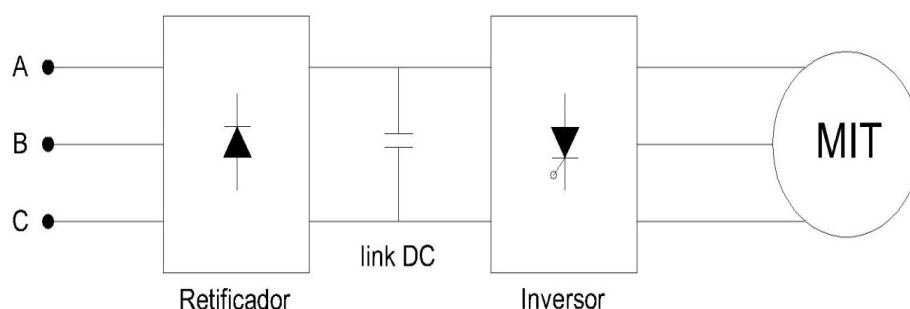


Figura 3.8 inversor de frequência Semicondutores

Existem basicamente duas técnicas de controle para o inversor de frequência, denominadas como escalar e vetorial. Apesar de estas técnicas apresentarem variações, como por exemplo, o vetorial com controle de campo orientado rotórico ou estático, o conceito geral se mantém.

#### 3.5.2.1 Controle escalar

O controle escalar apresenta o conceito mais simples do inversor de frequência para a variação de velocidade que é a variação da frequência da tensão aplicada aos terminais do motor. Pode-se verificar a relação entre velocidade e frequência do MIT através da equação 3.12.

$$N = \frac{120f}{p} (1 - s) \quad (3.12)$$



Apesar de baseada neste conceito relativamente simples esta técnica visa manter o fluxo do MIT constante, mantendo a relação entre a amplitude e frequência da tensão (equação 3.13).

$$\Phi_m \approx k_1 \frac{V_s}{f} \quad (3.13)$$

Através do fluxo constante pode-se manter o conjugado do MIT constante, pois as duas variáveis são diretamente proporcionais (equação 3.14).

$$C \approx k_2 \Phi I_2 \quad (3.14)$$

Todavia esta técnica não apresenta precisão e rapidez no controle de velocidade, e é geralmente empregada em cargas onde não se necessita de precisão na velocidade.

### **3.5.2.2 Controle vetorial**

O controle vetorial também conhecido como controle de campo orientado varia tensão e frequência, porém com o intuito de controlar o conjugado e o fluxo da máquina, é basicamente uma técnica controladora de conjugado e não de velocidade. Pode-se afirmar que este controle tem o intuito de emular o controle de uma máquina de corrente contínua (CC). O conjugado desenvolvido no motor CC pode ser expresso pela equação 3.15.

$$C_e = K_{cc} \Phi(I_f) I_a \quad (3.15)$$

Analisando a equação acima podemos verificar que o conjugado eletromagnético do motor pode ser controlado variando a corrente da armadura e o fluxo variando a corrente de campo. Portanto a existe uma facilidade em controlar o conjugado da máquina variando diretamente a corrente de armadura.

Apesar do MIT não possuir esta característica de forma direta, e suas correntes de campo e de armadura serem altamente acopladas, pôde-se atingir este objetivo através do controle vetorial. Através de um conjunto de equações

decompõe-se a corrente do MIT em dois vetores sendo um controlador do fluxo e o outro do conjugado.

Existem diversas variações do controle vetorial, por exemplo, controle orientado de campo rotórico, controle orientado de campo estatórico, controle orientado de campo de entrefero e dentre estas existem versões diretas e indiretas. Trataremos aqui basicamente do controle orientado por fluxo rotórico indireto que é mais difundido entre as referências pesquisadas [19], [20], [21] e [22].

Este método tem a finalidade de controlar o conjugado do motor e o fluxo do rotor, através do desacoplamento destas duas variáveis. Para atingirmos este objetivo é necessário garantir que o fluxo do eixo "q" do rotor seja igual à zero [19].

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (3.16)$$

E, portanto

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (3.17)$$

E assim sendo o fluxo rotórico  $\lambda_r$  se torna igual ao fluxo do eixo d do rotor  $\lambda_{dr}$ , e considera-se também que este fluxo é constante, o que é verdadeiro na maioria dos casos [21].

Conforme [19], outra variável a se garantir ser igual à zero para que a estratégia de controle funcione devidamente é a corrente de eixo direto do rotor, ou seja:

$$i_{dr} = 0 \quad (3.18)$$

A partir destas considerações e das equações diferenciais do MIT podemos obter o controle de campo rotórico indireto chegando as seguintes equações:

$$\lambda_r = Lm i_{ds} \quad (3.19)$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{Lr} \frac{Lm}{Lr} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (3.20)$$

$$\omega_s - \omega_r = \frac{LmRr}{\lambda_r Lr} i_{qs} \quad (3.21)$$

A partir das equações acima se verifica que o controle de conjugado pode ser obtido regulando a corrente  $i_{qs}$  e a velocidade do escorregamento  $\omega_s - \omega_r$ , equações 3.19 e 3.20 e o fluxo do rotor regulando  $i_{ds}$ , equação 3.18. Portanto a estratégia consiste em inserir valores de conjugado eletromagnético e fluxo rotórico para que assim os valores necessários de  $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$  e  $\omega_s - \omega_r$  sejam impostos ao MIT (Figura 3.9). Desta forma, atinge o objetivo de se desacoplar o fluxo do conjugado e assim aproximando o controle do MIT do controle do motor CC.

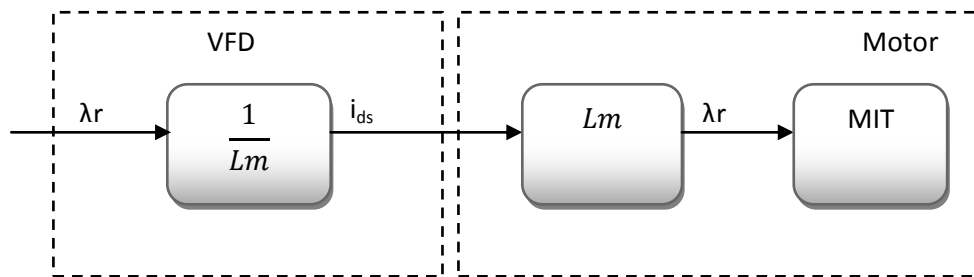


Figura 3.9 Fluxograma do controle do campo rotórico

Usualmente em estudos de controle do MIT as equações e variáveis estão na referência síncrona isto facilita análise do controle, pois as variáveis se tornam grandezas contínuas [19], [20], [21] e [22]. Portanto apresentam-se neste trabalho as equações e deduções da estratégia de controle utilizando esta referência.

O controle vetorial é usualmente empregado em cargas que necessitam de precisão no controle de velocidade e alta eficiência nos transitórios, com variações na carga e na velocidade.

### 3.5.2.3 Recomendações para aplicação de inversores de frequência

Devido ao avanço da eletrônica de potência e a diminuição dos custos de equipamentos que utilizam esta tecnologia os inversores de frequência vem ganhando espaço na indústria. Porém existem várias precauções a serem observadas na aplicação e instalação dos equipamentos inversor de frequência. Para este estudo nos baseamos em [27], [28] e [29] para sumarizar algumas destas precauções que são pertinentes ao nosso trabalho no que diz respeito a sua aplicação, as instalações elétricas e o MIT.

*Transitórios de tensão nos terminais do motor:* As elevadas frequências de chaveamento, o "*rise time*" que é o tempo de transição entre o valor máximo e o mínimo da tensão PWM gerado pelo inversor de frequência, o comprimento do cabo e o mínimo tempo entre pulsos de tensão, podem causar picos de tensão nos terminais dos motores, e caso estes picos ultrapassem a máxima capacidade da isolamento do MIT estes causarão danos ao motor. Para se evitar este problema deve-se consultar o fabricante e a norma utilizada para a construção do motor e seguir suas recomendações. De forma geral a norma [28] descreve as seguintes recomendações: quando possível alimentar motores com a menor tensão possível (230 V ao invés de 460 V), evitar uso de mais de um motor em paralelo com o mesmo acionamento, utilizar a menor frequência *carrier* possível para atender os requisitos ruídos e temperatura e o menor comprimento de cabo entre acionamento e motor. A norma [28] utilizando os dados acima dividiu em duas categorias a aplicação do inversor de frequência, sendo que a "categoria 1" possui a menor e a "categoria 2" a maior probabilidade de picos de tensão prejudiciais ao motor. Portanto recomenda-se que verifique se e altere se quando possível as variáveis da aplicação para que se adeque a "categoria 1". O motor do caso estudado é marca WEG e podemos seguir as seguintes recomendações [27]: *rise time*  $\geq 1\mu s$ , tempo entre pulsos  $\geq 6\mu s$ ,  $dv/dt$  na saída do inversor  $\leq 5200 V/\mu s$  e frequência de chaveamento recomendada de 5 kHz.

*Tensões no eixo e correntes nos rolamentos:* Em vários motores operando com inversores de frequência foram encontrados rolamentos danificados devido as correntes do eixo do motor que são descarregadas através da graxa deste dispositivo [29]. Este problema pode causar excesso de vibração no motor e até mesmo a falha completa do rolamento. A causa principal das correntes no eixo são as tensões de modo comum que por sua vez são causadas pela frequência de chaveamento do inversor de frequência. As principais recomendações para se evitar tais problemas além das já realizadas no parágrafo anterior são [27],[28]: Isolar eletricamente os mancais do motor e instalar uma bucha de aterramento no eixo do motor.

*Considerações térmicas:* A interação entre motor e o inversor de frequência pode acarretar efeitos térmicos indesejados, podemos listar três principais causas: aquecimento no inversor ocasionado pelas perdas devido a chaveamento, quanto maior a frequência de chaveamento maiores serão as perdas de comutação,

aquecimento no motor ocasionado pelas perdas motor devido a distorção da corrente que por sua vez é devido a frequência de chaveamento, as perdas são inversamente proporcionais a frequência de chaveamento, e redução de velocidade quando a ventilação do motor é montada no eixo. Para um compromisso entre perdas de comutação no inversor de frequência e perdas no motor pode-se optar por uma frequência de chaveamento de 5 kHz. No caso de se variar a velocidade pode-se optar por um motor sobredimensionado ou ventilação forçada independente da velocidade do motor.

*Interação entre inversor de frequência e a fonte alimentadora:* Esta interação deve ser analisada e devem-se seguir algumas recomendações que são: o nível de curto circuito da fonte deve ser menor que a capacidade do inversor de frequência em suportar tal falha, caso contrario deve-se utilizar fusíveis que limitam o nível de curto circuito. As variações de tensão da rede devem estar dentro dos limites descritos no manual do fabricante do inversor, porém de acordo com [28] os inversores de frequência operam satisfatoriamente com uma variação de tensão entre +/-15%. Tensões não balanceadas podem danificar o equipamento sendo que não se pode ultrapassar o valor de 3%. Quanto à qualidade de energia deve-se atentar para as harmônicas geradas pelo equipamento, sendo que se deve verificar se a interação entre o equipamento e a fonte de energia atende aos limites normativos da IEEE 519 [28].

Estas recomendações foram obtidas dentre varias outras de normas e manuais de fabricantes, sendo que aqui se apresentam algumas que foram consideradas mais importantes e pertinentes a este trabalho.

## 4 Materiais e Métodos

### 4.1 Introdução (considerações iniciais)

Este capítulo apresenta os sistemas mecânicos e elétricos investigados e características de seus componentes. Além disso, expõem-se os principais problemas encontrados durante a partida do MIT estudado, que atualmente prejudica a operação e o sistema elétrico. Comparam-se estas adversidades com estudos similares de diversas referências. Apresenta-se um método para definir qual o melhor tipo de acionamento para motores nas diversas cargas e características do sistema elétrico. Realizaram-se simulações com objetivo de verificar desempenho das partidas diretas e inversor de frequência e sua influência no sistema elétrico.

### 4.2 Sistema mecânico do bombeamento

O sistema de bombeamento investigado (Figura 4.1) é composto pelos seguintes componentes:

- Bomba vertical tipo turbina multiestágio;
- Tubos da coluna;
- Eixos que interligam bomba e motor;
- Mancais de deslizamento;
- Caixa dos mancais de rolamento;
- Motor de indução trifásico.



Figura 4.1 - Sistema bombeamento poços profundos. <sup>2</sup>

<sup>2</sup> Fonte: KSB. disponível em <<https://www.ksb.com/ksb-ca-en/News/Press-Releases/Press-Archive/2013-pressearchiv/vertical-turbine-pumps/29240/>> Acesso em: 14 abr 2018.

Este tipo de bombeamento é utilizado para captar águas subterrâneas em poços profundos, suas características tornam sua eficiência alta e seus custos de manutenção baixos para este tipo de aplicação.

#### 4.2.1 Características construtivas

A seguir serão apresentadas as características construtivas dos componentes do sistema de bombeamento:

- **Bomba vertical tipo turbina multiestágio:** com diâmetro externo de 290 mm e carcaça construída em ferro fundido, composta por 27 (vinte e sete) estágios, ou seja, 27 (vinte e sete) rotores em série e acoplado a esta bomba uma válvula de retenção.
- **Tubos da coluna:** construídos em ferro fundido e com flanges nas extremidades para conexão entre elas e a bomba, com diâmetro de 8 (oito) polegadas e 3 (três) metros de comprimento(figura 4.2)



Figura 4.2 Tubos da coluna

- **Eixos:** cilindros maciços construídos em aço SAE 1045 com roscas nas extremidades para conexão, com diâmetro de 2.1/2 (dois e meio) polegadas, 3 (três) metros de comprimento e massa de 74,52 kg, conexão entre eles através de luvas com roscas (figura 4.3).



Figura 4.3 Eixos

- **Mancais de deslizamento:** construídos em ferro fundido com parte interna em borracha, montados entre os tubos da coluna, lubrificado pelo próprio líquido bombeado (água), usado para centralizar e estabilizar os eixos (figura 4.4).



Figura 4.4 Mancal de deslizamento

- **Caixa dos mancais de rolamento:** composta por um sistema de resfriamento a água e rolamentos imersos em óleo. Os rolamentos são do tipo NU 240 EM e HH932132, sendo este último um rolamento de rolos cônico utilizado para sustentar os eixos e a bomba (Figura 4.5).





Figura 4.5 Caixa de rolamentos

- **Motor de indução trifásico:** carcaça 315E construída em ferro fundido, grau de proteção IP 55, massa 2300 kg, com refrigeração acoplada ao eixo, montado na vertical, modelo HGF. (Figura 4.6).



Figura 4.6 Motor de indução Trifásico 600 HP

#### **4.2.2 Características operacionais**

A bomba está instalada a uma profundidade de 400 metros e proporciona a vazão de aproximadamente 226 m<sup>3</sup>/h. O poço possui a profundidade total aproximada de 588 metros com diâmetro de 17 polegadas. Para a bomba atingir esta profundidade são utilizados 140 eixos, 140 tubos de coluna e 140 mancais de deslizamento. Em condições normais de operação o sistema funciona 18 horas por dia, sendo desligado 2 vezes ao dia, antes do horário de pico da concessionária de energia elétrica e religado logo após, e quando o sistema de abastecimento se estabiliza, normalmente durante o período noturno.

#### **4.2.3 Conjugado resistente de partida e momento inércia**

O bombeamento em poços profundos apresentam características particulares que interferem diretamente no acionamento durante a partida. Devido a sua profundidade existe a necessidade de uma grande quantidade de eixos e mancais, o que torna alto os valores de conjugado de partida e inércia. Para verificar estas características separou-se em conjugado e inércia da bomba e do motor, inércia dos eixos e conjugado de atrito estático dos mancais.

- **Conjugado e inércia da bomba:** A bomba em questão sendo acionada sem os eixos intermediários tem características de conjugado de aceleração aproximadas a da bomba centrífuga, apresentando um conjugado quadrático. Sendo o conjugado no instante da partida estimado entre 15 e 20% do conjugado nominal. Devido à falta de informações e catálogos do equipamento deste estudo, estimamos a inércia baseados em catálogos de bombas equivalentes. A inércia do rotor com água é 0,18 kgm<sup>2</sup> por estágio, somando-se a inércia de cada um dos 27 estágios obtém-se a inércia total de 4,86 kgm<sup>2</sup>.
- **Conjugado e inércia do motor:** O motor apresenta um conjugado no sentido de acionamento, contrário ao conjugado resistente da carga. O momento de inércia do motor pode ser obtido de seu catálogo. Sendo o valor do motor, modelo HGF 315E, 600CV de 8,16 kgm<sup>2</sup>. Devido ao seu baixo valor o conjugado gerado pelo atrito estático dos mancais de rolamentos será desprezado.

- **Inércia dos eixos:** As inércias dos eixos intermediários e acoplamentos normalmente são desprezados em estudos de acionamentos, porém devido às dimensões dos eixos e sua quantidade no caso estudado estas não foram negligenciadas. A inércia de um corpo cilíndrico maciço girando em seu eixo central pode ser calculada através da equação 4.1. Sendo a inércia dos eixos individuais 0,03756 kgm<sup>2</sup> e a inércia total de todos os eixos 5,2584 kgm<sup>2</sup>.

$$J = \frac{MR^2}{2} \quad (4.1)$$

Nota-se que a inércia do eixo apesar de seu comprimento é menor que a do motor, isto é devido ao seu diâmetro muito menor ao do motor. Como pode ser verificada na equação 4.1 a inércia é proporcional ao quadrado do diâmetro.

- **Conjugado de atrito estático dos mancais:** Para o sistema estudado considera-se que o conjugado no instante da partida de maior relevância advém dos mancais de deslizamento (Figura 4.4), onde há um atrito direto entre aço do eixo e borracha do mancal, sendo estes lubrificados pela própria água bombeada. Em virtude da dificuldade de se encontrar os valores exatos do conjugado devido ao atrito estático dos mancais, realizaram-se algumas considerações. Considerou-se que este conjugado se sobrepõe ao conjugado quadrático típico da bomba, modificando a característica quadrática da curva de aceleração para uma característica aproximadamente constante. Esta conclusão está fundamentada nas afirmações realizadas em [24] e [25], de que a partir do atrito estático surge um conjugado na partida que se soma ao conjugado característico da carga tornando o conjugado total mais elevado. E observando o comportamento durante a partida com o *softstarter* (acionamento atual) verifica-se a necessidade de se partir a carga com uma tensão mínima de 90% a nominal.

Portanto considerou-se que o valor do conjugado de partida é igual a seu valor nominal  $C_n = 2358 \text{ N.m.}$  e que sua curva de aceleração apresenta uma

característica constante. O momento de inércia total foi obtido somando-se as inércias da bomba, motor e eixos e consequentemente igual a 18,28 kgm<sup>2</sup>.

### 4.3 Sistema elétrico do bombeamento

O sistema investigado representado na figura 4.5 por seu diagrama unifilar apresenta, na média tensão, proteção por um relé secundário associado a um disjuntor. Ele contém dois transformadores. O transformador de 750 kVA alimenta um motor de indução trifásico de 600 CV com partida à chave eletrônica *softstarter* e proteção individual por disjuntor. O transformador de 300 kVA alimenta dois motores de 50 CV e demais cargas de potência 100 kW.

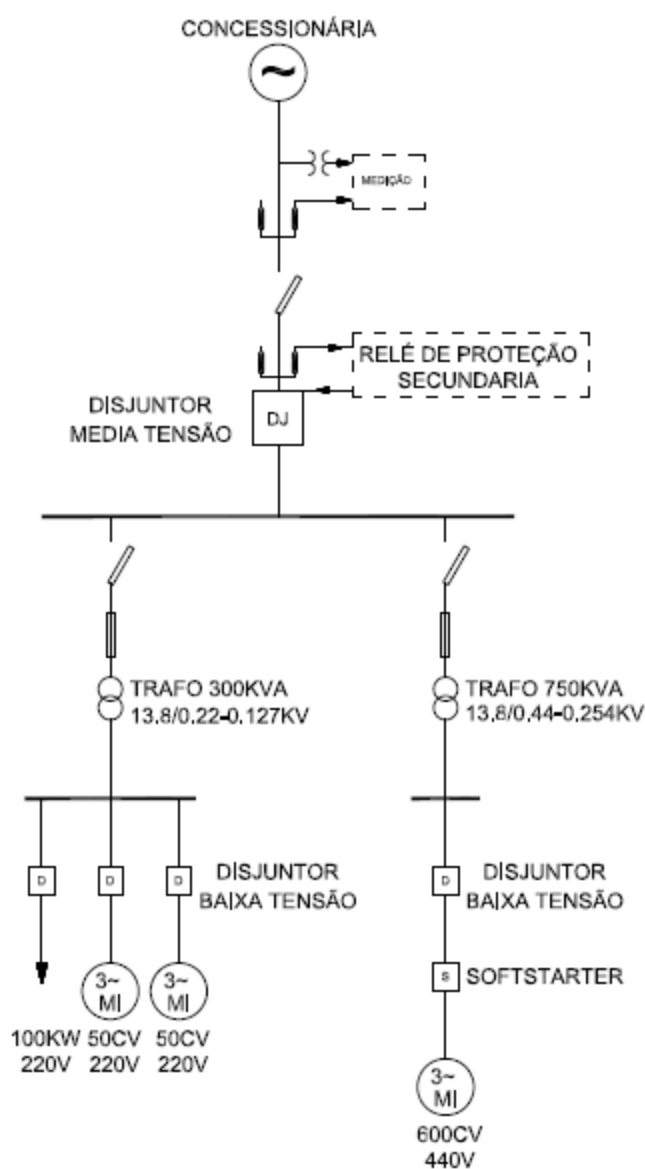


Figura 4.7 Diagrama unifilar

#### 4.3.1 Características elétricas

A seguir serão apresentadas as características da rede elétrica e dos equipamentos que fazem parte do sistema onde se realiza a investigação:

- **Ponto de entrega concessionária:** Tensão em 13,8 kV, com proteção a fusível, e corrente de curto circuito trifásica 5000A.
- **Relé de proteção secundário:** microprocessado, com proteções de sobrecorrente, funções 50 (instantâneo) e 51 (curva inversa) na fase e neutro.
- **Disjuntor geral de media tensão:** 15 kV, 350 MVA.
- **Transformador do MIT estudado:** á óleo; Trifásico; Potência: 750 kVA; Primário: triângulo, tensão 13,8 kV; Secundário: estrela, tensão 440 V; Impedância a 75°C: 5,34%.
- **Chave eletrônica *softstarter*:** Alimentação de potência 220 a 575 V; frequência 60 Hz; Principais proteções: sobrecorrente, subtensão, excesso de tempo de partida e subtensão na eletrônica; Funções de partida: rampa de tensão, limite de corrente, rampa de corrente, controle de torque e controle de bombas modelo: SSW06 820A;
- **Motor de indução trifásico:** gaiola de esquilo simples, instalado na vertical, Potência: 600 CV; Pólos: 4; Tensão: 440 V; Frequência: 60 Hz; Corrente nominal: 700 A; Carcaça: 315E; Categoria N; Isolação F; Corrente de partida (IP/IN): 7,0; Regime: S1;  $\cos\phi$ : 0,86.

#### 4.3.2 Acionamento elétrico atual

O acionamento elétrico é realizado através de chave de partida eletrônica, conhecida no mercado como *softstarter*. Esta chave de partida tem características de controle de tensão, e não pode variar a frequência da rede. A chave instalada é do modelo SSW06 do fabricante WEG e suporta a corrente de 820 A (Figura 4.8). A tensão do circuito onde está inserida a chave é de 460 V. Atualmente a chave está parametrizada para o tipo de controle rampa de tensão, que tem a característica de impor uma tensão em rampa ao motor sem realimentação de tensão ou corrente. A partida está limitada em 8 segundos e com tensão inicial de 90% da tensão nominal.



Figura 4.8 Softstarter

#### 4.4 Problemas identificados com acionamento atual

O levantamento dos problemas foi realizado através da observação das variáveis de corrente e tensão obtidas do *softstarter*, indicadores de temperatura conectados a sensores tipo PT 100 instalados nas bobinas do motor e entrevistas com operadores e eletricitistas.

Abaixo listamos os principais problemas encontrados durante a partida do motor estudado:

- Queda de tensão acentuada no circuito elétrico do motor;
- Atuação indevida da proteção de sobrecorrente;
- Eventualmente o motor "trava" e não acelerava;
- Aquecimento excessivo no motor.

Através da observação da queda de tensão acentuada no circuito durante a partida deste motor, inferiu-se que os distúrbios apresentados poderiam ser causados pelo alto conjugado de partida e alta inércia e o baixo nível de corrente de curto circuito. O que corrobora com os resultados e conclusões apresentados em [5] onde se encontra um estudo de partida de uma bomba submersível que apresenta acentuada queda de tensão durante a partida devido à alta inércia e ao alto conjugado resistente. E com as afirmações realizadas em [8] de que as restrições impostas pela concessionária em relação à amplitude da corrente de partida do MIT são devidas aos níveis de curto circuito da rede e que estas restrições são determinadas pela máxima queda de tensão permitida.

Em virtude da queda de tensão durante a partida, o conjugado do motor é prejudicado, aumentando o tempo necessário de partida. Desta forma, em casos mais severos ocasionando a atuação da proteção denominada "tempo excessivo de partida" do equipamento impedindo a aceleração do motor.

As atuações indevidas da proteção de sobrecorrente ocorrem devido à técnica utilizada para partir o motor não possuir controle sobre a corrente e ao sistema de proteção não estar preparado para tal situação. Uma vez que a corrente de partida varia devido a incertezas no sistema mecânico no interior poço profundo e variações de tensão na rede de alimentação elétrica.

Para uma solução imediata e sem custos propôs e executou-se a substituição do método de "rampa de tensão" para o "rampa de corrente", assim obtendo maior controle sobre os valores das correntes durante a partida. Visto que esta técnica é mais adequada para o sistema estudado, pois é sugerida para cargas com conjugado inicial alto ou conjugado constante, ou seja, um alto momento de inércia [26], [30].

As parametrizações do "rampa de corrente" utilizadas no equipamento estão na Tabela 4.1, sendo o tempo total de partida é de 8 (oito) segundos.

Tabela 4.1 Parâmetros softstarter

Parâmetros "rampa de corrente" <i>softstarter</i>	
Limite corrente inicial	2,5 vezes corrente nominal
Tempo da rampa	4 segundos
Limite corrente final	4,5 vezes corrente nominal
Tempo do limite final	4 segundos

Fonte: Autor

Executou-se também um estudo de coordenação das proteções de sobrecorrente com o intuito de eliminar as atuações indevidas de tais proteções. Os resultados destas duas ações podem ser verificados nas Figura 4.9 e Figura 4.10. Sendo a primeira o coordenograma.

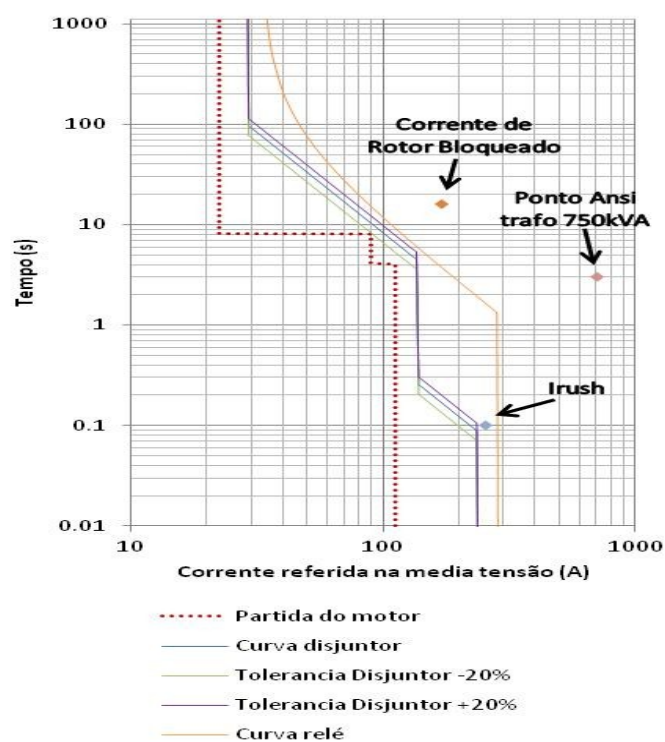


Figura 4.9 Coordenograma

E a segunda um gráfico oscilografado através do próprio equipamento de partida, apresentando os valores de tensão e corrente durante a partida.

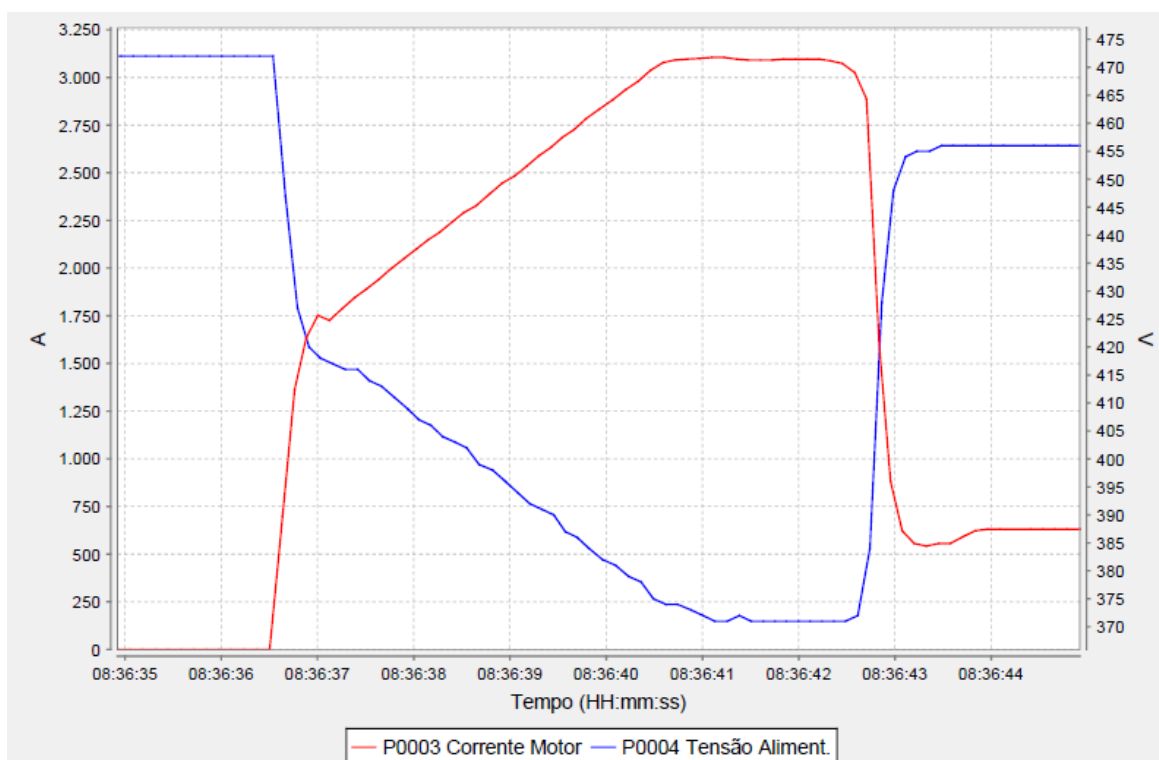


Figura 4.10 Corrente e tensão durante partida



Apesar de solucionar o problema das atuações indevidas das proteções de sobrecorrente e do fato do motor não apresentar mais um tempo excessivo de partida. Pode-se verificar que a queda de tensão acentuada ainda persiste, assim como o aquecimento excessivo do motor durante a partida. O gráfico da Figura 4.10 apresenta as mesmas características demonstradas em [5], ou seja, alta corrente e queda de tensão acentuada.

A solução mais adequada para solucionar tais adversidades proposta em [5], [6], [8] e [10] é o uso do inversor de frequência. Apesar de este equipamento solucionar problemas similares aos enfrentados neste estudo de caso, empregamos uma metodologia para definir tipo de partida mais adequada. O intuito desta ação foi averiguar se há uma convergência entre as conclusões citadas e o resultado do método utilizado. Este processo está descrito na próxima seção.

#### **4.5 Método para definir tipo de partida mais adequada para o MIT**

Para este estudo adotamos o método, proposto inicialmente em [9], modificado e aplicado em [3], que possui a finalidade de auxiliar na escolha do tipo de partida mais adequada ao MIT. Utilizado para diferentes tipos de cargas e redes elétricas com as características diversas. O método baseia-se na realização de considerações sobre o sistema elétrico e mecânico, custos, complexidade e tipo de motor. Portanto realizaram-se tais considerações conforme descrito abaixo:

- A. **Influência da rede elétrica durante a partida do motor:** A rede do caso apresentado é bastante influenciada pela corrente de partida do MIT. Durante tal evento o sistema apresenta uma queda de tensão acentuada de aproximadamente 21%, que está acima do limite permitido de 10% (Figura 4.10). Logo, verifica-se que a técnica utilizada atualmente não está adequada. Deve-se optar por tipo de partidas que diminuem a corrente de partida, como os inversores de frequência ou tipo de motores com baixa corrente de partida (dupla gaiola);
- B. **Influência do tipo de equipamento acionado e do processo durante a partida do motor:** O equipamento acionado apresenta características de alta inércia e alto conjugado resistente de partida, assim sendo deve-se evitar técnicas que reduzem a tensão de partida e conseqüentemente o conjugado. As soluções ideais devem permitir

um alto conjugado de partida, como os inversores de frequência ou tipo de motores com alto conjugado de partida;

- C. **Influência do projeto do motor:** Atualmente o motor instalado não possui em seu projeto nenhuma característica de redução de corrente e aumento de conjugado durante a partida. A substituição do motor neste caso será evitada devido aos altos custos e como será visto na próxima consideração não solucionar o problema por completo por si só;
- D. **Considerações mecânicas:** O equipamento acionado é uma bomba instalada em um sistema hidráulico e, portanto deve apresentar uma partida e parada suave para não produzir transitórios hidráulicos, como o golpe de aríete. Devemos optar soluções que apresentem tais características como os inversores de frequência;
- E. **Complexidade do tipo de partida:** Analisando os itens anteriores a partida mais adequada é o inversor de frequência, sendo que a sua complexidade de manutenção e instalação será considerada média e pouco influenciará na sua utilização. O seu uso vem aumentando cada vez mais na indústria, assim sendo mais profissionais estão capacitados neste tipo de equipamento;
- F. **Custos da partida:** Desconsiderou-se este tópico, pois apesar de o equipamento escolhido (inversor de frequência) apresentar um custo maior que outras soluções, este atende todos os requisitos anteriores.

O equipamento elegido através deste método para partir o MIT do caso estudado é o inversor de frequência. Esta conclusão apoia o entendimento dos vários estudos descritos na seção 4.4.

Consequentemente este estudo se concentra no uso deste equipamento para eliminar os inconvenientes descritos. Entretanto trataremos aqui do inversor de frequência utilizando o controle vetorial, diferentemente dos estudos citados que utilizaram o controle escalar. Optou-se por este controle devido a apresentar características mais refinadas, pois se baseia no controle do conjugado e atualmente é encontrado na maioria dos inversores de frequência de maior porte do mercado sem custos adicionais. Verificamos que esta seção e a anterior corroboram para o uso de um mesmo equipamento para eliminar as principais adversidades do estudo

de caso. Complementa-se a investigação incluindo simulações computacionais com modelos da carga, MIT e inversor de frequência, e assim podendo se verificar o comportamento e interação dos elementos do sistema objetivando a validação da solução proposta. As simulações e parâmetros utilizados estão descritos na próxima seção.

#### **4.6 Simulações computacionais**

A investigação foi complementada empregando simulações computacionais, para tanto se modelou o MIT e a carga, tal como o inversor de frequência. A finalidade destas simulações foi averiguar o desempenho do MIT, assim como validar o equipamento elegido.

As simulações foram realizadas no Matlab®, e utilizou-se duas *toolboxes* o Simulink® e o Simscape Power Systems ou também conhecido como SimPowerSystems™, desenvolvidos pela companhia MathWorks®. O Simulink® é uma *toolbox* do software Matlab®, podendo ser utilizada para modelar, simular e analisar sistemas dinâmicos e de controle. A interface é realizada por meio de diagramas de blocos, e pode-se através deste solucionar problemas com equações diferenciais, utilizando-se de técnicas integração disponíveis na *toolbox*. O Simulink® apresenta diferentes técnicas de resolução de equações diferenciais, sendo algumas delas baseadas nos métodos de Runge Kutta como ode45 e ode23 e também algumas baseadas no método Adam-Bashfourth-Moulton como a ode113. Devido a esta variedade de métodos o Simulink® se torna uma ferramenta adequada na solução de sistemas de equações diferenciais, inclusive alguns sistemas de controle do motor de indução trifásico. O SimPowerSystems™ é uma *toolbox* que fornece uma biblioteca de elementos e ferramentas de análise para modelar e simular o sistema elétrico. Empregada para análise de transitórios, estudo de partidas de motores de indução, fluxo de potência entre outros. Incluem-se entre os elementos do sistema elétrico disponíveis para simulação motores de indução trifásicos, transformadores, fontes que simulam a concessionária e pontes retificadoras e inversoras, sendo estes componentes utilizados na simulação do sistema investigado.

O modelo do motor de 600 CV adotado para a simulação é o MIT dupla gaiola. Sendo este modelo já disponível no SimPowerSystems™ através do bloco *Asynchronous\_Machine* e da opção *double cage* (Figura 4.11). Bloco que é baseado

no circuito equivalente da Figura 2.9. Apesar de o motor estudado ser gaiola simples, foi proposto em diversas referências que o uso do modelo gaiola dupla é o mais adequado para estudos de transitórios [11], [12] e [15] como, por exemplo, o estudo da partida do MIT. Isto se deve ao fato dos parâmetros do rotor variarem com a velocidade mesmo para o motor simples gaiola, sendo que a proposta do modelo dupla gaiola é incluir tais variações. Os parâmetros e forma de obtê-los estão expostos na próxima seção.

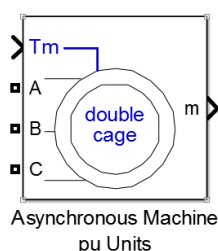


Figura 4.11 Simpowersystem: MIT dupla gaiola

A concessionária é modelada através do bloco *Three\_Phase Source* (Figura 4.12), com tensão de fase 13,8 kV, 60Hz, e nível de curto circuito 120 MVA, configuração estrela aterrado.

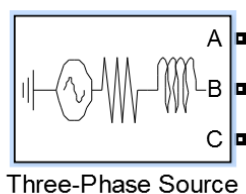


Figura 4.12 Simpowersystem: Concessionária

O bloco utilizado para os transformadores é o *Three\_Phase Transformer (two windings)* com configuração triângulo estrela aterrado, e seus respectivos valores de potência e tensão, os valores dos parâmetros da reatância de dispersão e resistência dos enrolamentos são 0,05 pu e 0,002 pu respectivamente, e resistência e reatância do ramo de magnetização 100 pu.

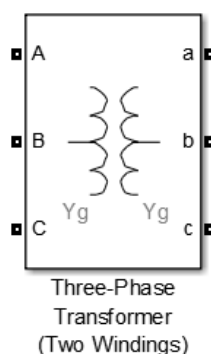


Figura 4.13 Simpowersystem: Transformador

Para a simulação em partida direta optou-se por modelar o sistema elétrico onde está instalado o motor estudado da forma mais completa possível, para tanto se modelou a rede da concessionária, transformadores, o motor estudado e outras cargas da instalação (ver Apêndice A1). A finalidade das simulações foi verificar o comportamento do sistema durante a partida do motor estudado.

Este sistema foi simulado para o motor partindo através da partida direta (PD). A chave de partida do motor foi fechada aos dois segundos de simulação. Para esta simulação adotou-se o tempo contínuo no bloco powergui do SimPowerSystems™. Adotou-se a carga constante (sem variação durante aceleração) devido a se considerar que o conjugado de partida proveniente do atrito estático dos mancais de deslizamento sobrepõe a curva da bomba. Esta carga foi simulada em três diferentes situações, motor partindo sem carga, a 50% e a 70% da carga. Para análise do desempenho do motor foram gerados gráficos de conjugado, velocidade, corrente do motor e tensão no circuito do motor. Para análise da influencia da partida do motor no sistema elétrico do local, foram gerados gráficos da queda de tensão no secundário do transformador do motor de 600 CV, no secundário do transformador das outras cargas e no ponto de entrega da concessionária.

Para a simulação em partida com inversor de frequência optou-se por modelar apenas o circuito do motor, para isto modelou-se uma fonte com tensão 440 V como o mesmo nível de curto circuito do apresentado no secundário do transformador de 750 kVA, isto é 15 MVA, o acionamento tipo inversor de frequência e o motor estudado (ver Apêndice A2). Procedeu-se com esta simplificação devido a

facilidades práticas na simulação e resultados apresentados na simulação com a partida direta.

O sistema de controle empregado foi o controle de fluxo de rotórico indireto proposto em Bose (ver Apêndice A3). Este tipo controle é altamente sensível a variações nos parâmetros do rotor e devido ao modelo dupla gaiola apresentar variações nestes parâmetros, utilizou-se uma estratégia de sintonia do ganho do escorregamento chamada *Model Reference Adaptive Control* (MRAC) (ver Apêndice A4). Esta estratégia visa compensar tais variações. O modelo utilizado baseia-se na comparação do conjugado medido e do conjugado de comando, pode-se verificar esta estratégia e outras com o mesmo objetivo através das referências [21],[31],[32] e [33]

Adotou-se a carga constante com conjugado de 50% e 100% da carga. A partida do MIT ocorre no instante zero da simulação. Empregou-se o tempo discreto com amostragem  $2 \times 10^{-6}$  que foi parametrizado no bloco powergui do SimPowerSystems™.

Conforme [29], a quantidade de conjugado e, portanto a quantidade de corrente exigida para acelerar uma carga aumenta à medida que o tempo de aceleração diminui. Portanto nesta simulação aplicamos o menor tempo possível de aceleração, com intuito de verificar o comportamento da aplicação na condição mais exigente, desta forma aplicou-se um degrau no *set point* de velocidade de valor 188 radianos por segundo, que é a velocidade nominal deste motor.

Para análise do desempenho do motor foram gerados gráficos de conjugado, velocidade, corrente do motor. Para análise da influencia da partida do motor no circuito, foi gerado gráfico da queda de tensão no secundário do transformador do motor de 600 CV.

A investigação dos gráficos foi realizada da seguinte forma:

- O desempenho do motor: verificou se este realmente acelera e em quanto tempo se desenvolve a aceleração.
- A influência da partida no sistema: verificou se a queda de tensão nos circuitos está dentro de limites aceitáveis em modulo e em duração.

#### **4.7 Estimando parâmetros do MIT estudado**

Atualmente no Brasil pode-se exigir juntamente com os motores adquiridos diretamente da fábrica ou representantes a documentação dos ensaios de rotina que incluem os ensaios a vazio, rotor bloqueado e o valor da resistência do estator [34]. A partir destes ensaios podem-se obter facilmente os parâmetros do MIT para o circuito equivalente. Porém devido ao motor estudado estar instalado há alguns anos e não possuir tais as documentações, optou-se por obter estes parâmetros utilizando outras técnicas. Sendo que a estimação destes parâmetros através de dados fornecidos por catálogos de fabricantes e placa do motor foi selecionada.

Atualmente existem diversas referências que podem ser utilizadas para a determinação dos parâmetros do MIT através de dados da placa do motor e/ou catálogos do fabricante [11],[12],[13],[14],[15],[17] e [35]. Sendo que algumas delas utilizadas para gaiola simples e outras para gaiola dupla. Para este fim, utilizam-se as mais diversas técnicas, como técnicas diretas através de equações e iterativas através de métodos numéricos.

O Matlab® possui um comando chamado "*power\_AsynchrounousMachineParam*" que exibe uma ferramenta GUI (*graphical user interface*) que pode ser utilizada para a obtenção dos parâmetros elétricos do MIT através dos dados de placa do motor. Esta ferramenta é baseada na técnica proposta em [11], utilizada para determinação dos parâmetros para o motor gaiola dupla. Sendo fundamentada no método numérico iterativo chamado de Newton modificado.

No presente estudo utilizou-se tal ferramenta na obtenção dos valores dos parâmetros elétricos do motor. Optou-se por esta ferramenta devido a sua facilidade de utilização e também devido à precisão e robustez do método utilizado na sua construção. De acordo com [11] o algoritmo utilizado foi testado em dados de 608 motores, e apenas 16,3 % deste não obtiveram solução correta.

Os dados do motor estudado e utilizados na ferramenta do Matlab® estão apresentados na Tabela 4.2 a seguir:

Tabela 4.2 Dados do Motor Estudado

Dados do motor de indução trifásico	
Tensão Nominal (fase-fase)	440 V
Frequência Nominal	60 Hz
Corrente Nominal	689 A
Conjugado Nominal	2358 Nm
Rotação Síncrona	1800 rpm
Rotação Nominal	1783 rpm
IP/IN	7,0
Conjugado Partida	140 %
Conjugado Máximo	250 %
Fator de Potência Nominal	87%

Fonte: Folha de dados WEG

Os dados do motor obtidos através do *power\_AsynchronousMachineParam* estão na Tabela 4.3 a seguir:

Tabela 4.3 Parâmetros do motor estudado

Parâmetros do motor de indução trifásico	
Resistência do Estator (Rs)	0.008707 $\Omega$
Indutância de dispersão do Estator (Lls)	7.509e-05 H
Resistência do rotor gaiola 1 (Rr1)	0.00451 $\Omega$
Indutância de dispersão do Rotor gaiola 1 (Llr1)	0.0001954 H
Resistência do rotor gaiola 2 (Rr2)	0.01765 $\Omega$
Indutância de dispersão do Rotor gaiola 2 (Llr2)	7.509e-05 H
Indutância de Magnetização (Lm)	0.002806 H



## 5 Resultados

### 5.1 Introdução (considerações iniciais)

Os resultados obtidos nas simulações são demonstrados neste capítulo. Os gráficos exibem as curvas de desempenho do MIT e queda de tensão nos circuitos possibilitando a verificação do seu aspecto e conformidade com as normas. Apresentam-se primeiro os resultados com partida direta e logo em seguida os resultados com partida utilizando o inversor de frequência.

### 5.2 Simulações computacionais

#### 5.2.1 Partida direta

Nesta seção apresentam-se os resultados para o motor de 600 CV em partida direta, sendo que os gráficos foram divididos em três situações de carga: sem carga, 50% e 70% de carga.

A Figura 5.1 exibe os gráficos de tensão, corrente, velocidade e conjugado durante a partida sem carga.

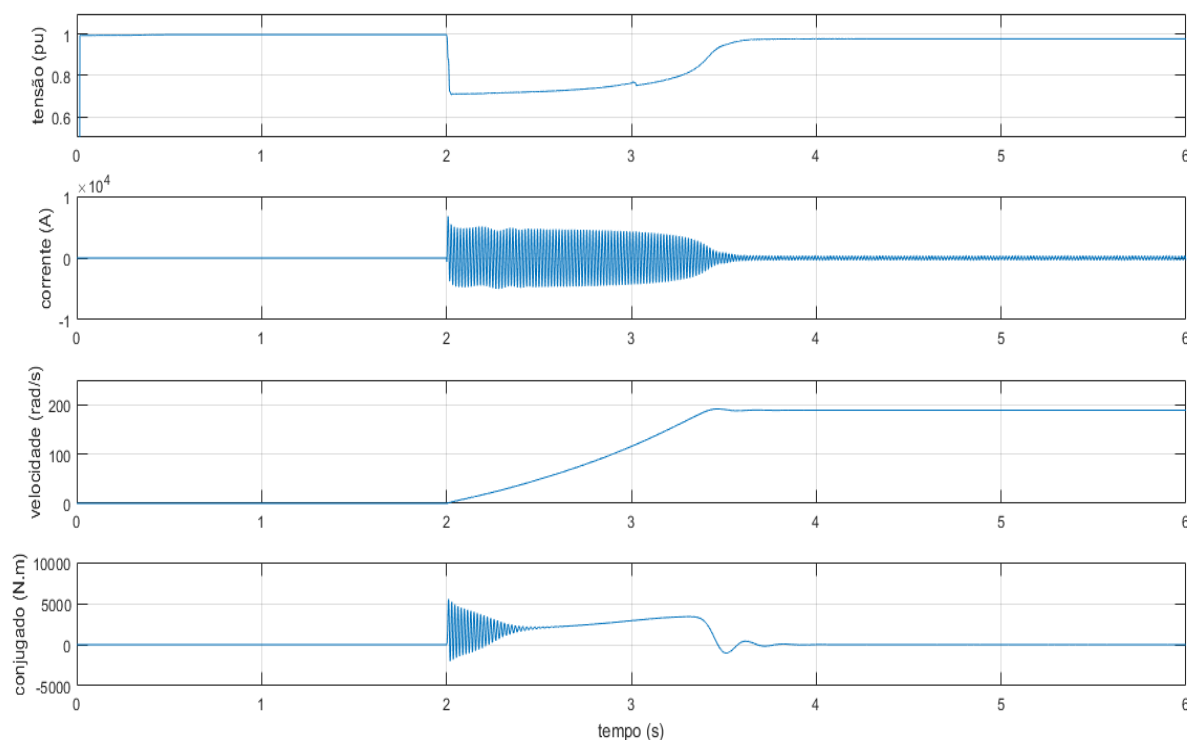


Figura 5.1 Partida direta sem carga

Como se pode observar o motor acelera sem maiores dificuldades apesar de apresentar uma acentuada queda de tensão, sendo que o tempo de aceleração até a velocidade nominal está em cerca de 1,5 segundos. A aceleração sem carga está dentro de limites aceitáveis para o motor no que se refere a aquecimento proveniente da partida. A duração está abaixo do tempo máximo de rotor bloqueado a quente permitido para este equipamento que é aproximadamente 16 segundos. No que diz respeito à queda de tensão durante a partida do motor, esta ultrapassa valores aceitáveis. Os valores permitidos em normas são: queda máxima de 10% no dispositivo de partida [36], ou manter a tensão no mínimo a 80% da nominal nos terminais dos motores [7].

A Figura 5.2 exhibe os gráficos de tensão, corrente, velocidade e conjugado durante a partida com 50% de carga.

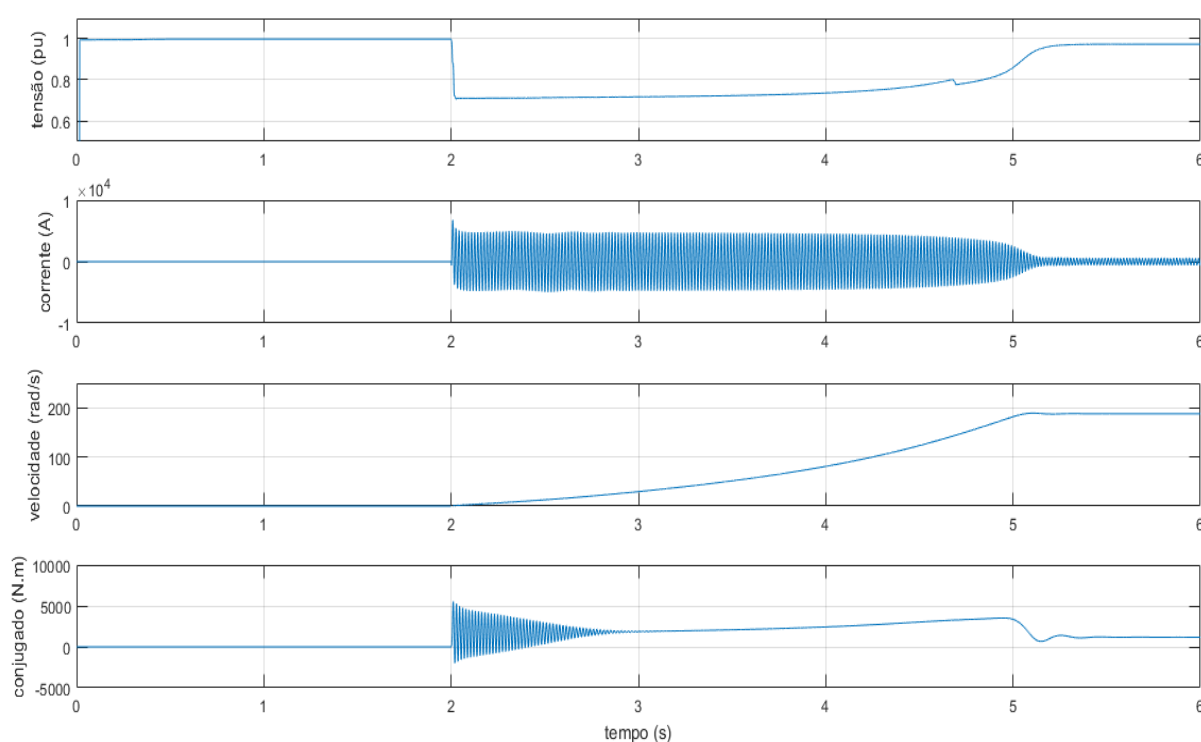


Figura 5.2 Partida direta 50% de carga

A 50% da carga o motor acelera com maior dificuldade comparado a partida sem carga, ainda assim consegue completar a partida e acelerar até a velocidade nominal. O tempo de aceleração até a velocidade nominal está em aproximadamente 3 segundos. O aumento do tempo provoca um aquecimento maior, porém dentro dos limites aceitáveis. Em relação à queda de tensão podemos verificar que o problema agrava-se, pois além de não respeitar limites normatizados o tempo de duração aumenta.

Finalmente apresenta-se a Figura 5.3 que exibe os gráficos de tensão, corrente, velocidade e conjugado durante a partida com 70% de carga.

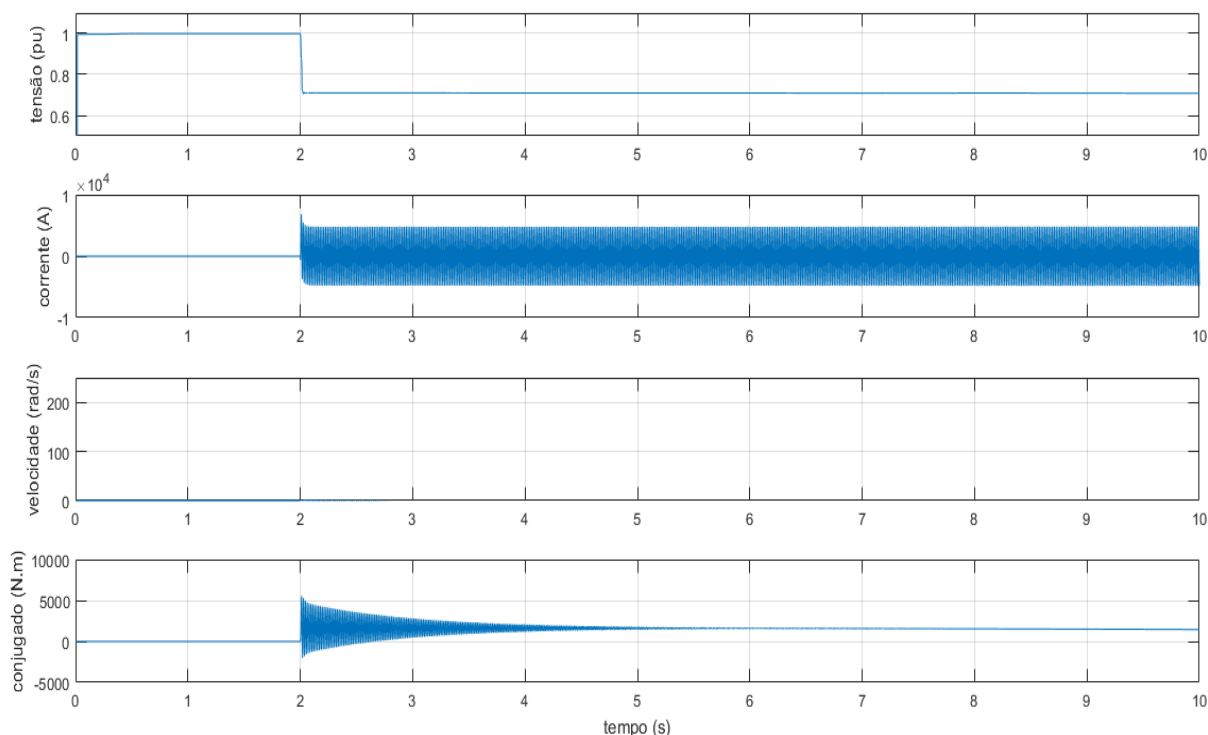


Figura 5.3 Partida direta 70% de carga

Como se verifica a 70% da carga o motor não inicia o processo de aceleração, desta forma não atendendo nenhum dos requisitos operacionais ou de segurança do motor. Este "travamento" do motor pode causar danos ao equipamento no caso em que as proteções não atuem de forma devida.

Apresentam-se na Figura 5.4 as quedas de tensão detectadas nos principais pontos das instalações elétricas durante a aceleração da carga em 50%.

Observa-se nos gráficos apresentados que a maior queda de tensão apresentada está no secundário do transformador onde se encontra o motor de 600 CV. A queda de tensão é maior no início da aceleração e tem uma leve melhora quando se aproxima a velocidade nominal, sendo que na pior condição a queda chega a 29 %. Outros pontos do sistema elétrico também apresentam quedas de tensão, sendo que atingem os valores de 2,2 % no ponto de entrega da concessionária e 4,6 % no secundário do outro transformador do sistema apresentado, portanto dentro de limites aceitáveis.

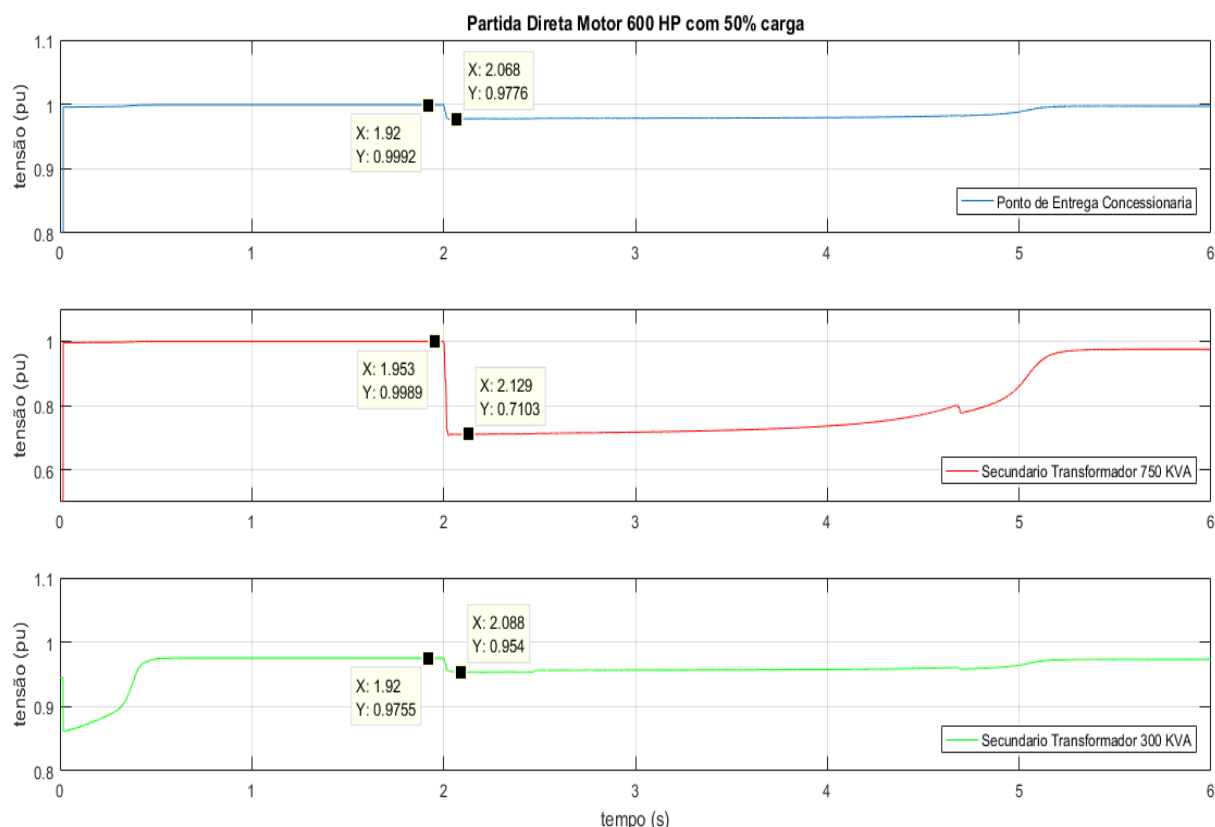


Figura 5.4 Quedas de tensão

### 5.2.2 Simulação de partida com inversor de frequência

Nesta seção apresentam-se os resultados do motor de 600 CV em partida com inversor de frequência, sendo que os gráficos foram divididos em duas situações de carga: 50% e 100% de carga.

A Figura 5.5 exibe os gráficos de tensão, corrente, velocidade e conjugado durante a partida com 50% carga. Observa-se que o motor acelera sem maiores dificuldades e atinge a velocidade nominal em aproximadamente 2,5 segundos. O sobreaquecimento durante a partida pode ser negligenciado, pois a corrente de partida é pouco superior a corrente em estado permanente. A queda de tensão durante a aceleração é pouco perceptível, sendo aproximadamente a mesma durante a operação em estado permanente.

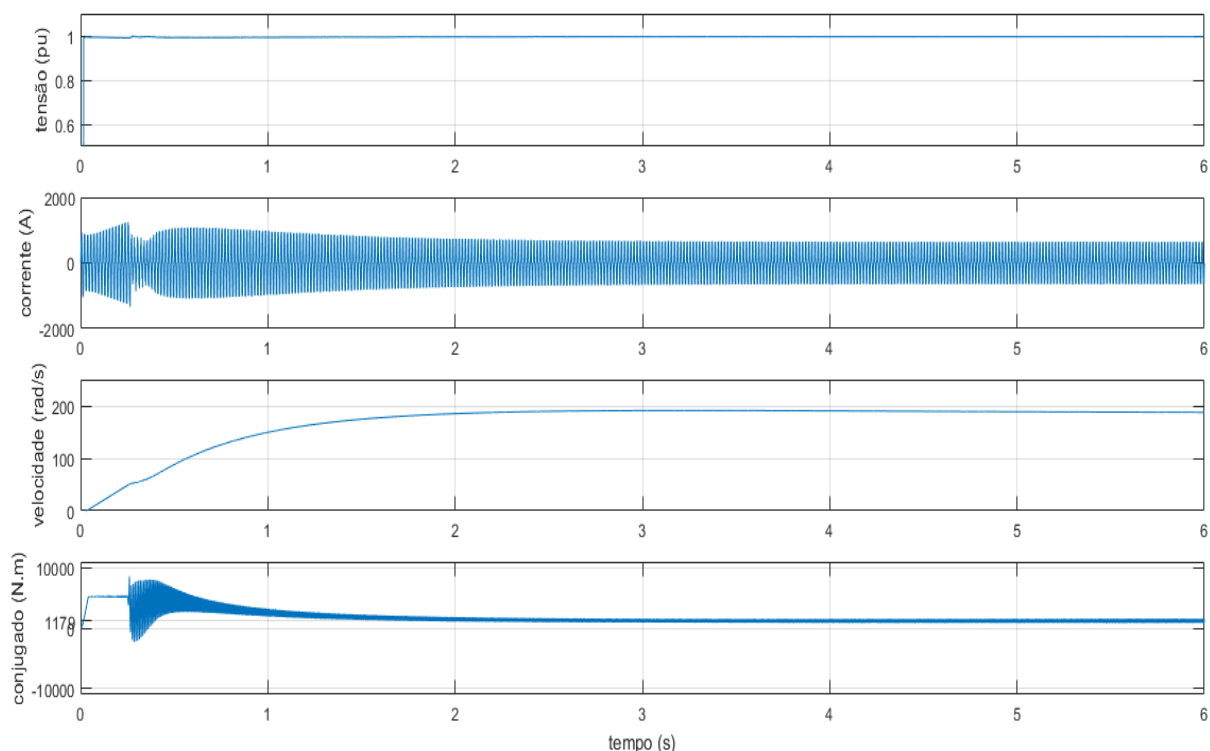


Figura 5.5 Partida com inversor de frequência 50% de carga

A próxima figura exibe os gráficos de tensão, corrente, velocidade e conjugado durante a partida com 100% de carga.

Observa-se que mesmo aplicando a carga nominal no momento da partida o motor acelera sem maiores dificuldades. O sobreaquecimento também pode negligenciado, pois a corrente de partida novamente é pouco superior a corrente nominal. A queda de tensão durante a aceleração é desprezível, sendo aproximadamente a mesma durante a operação em estado permanente.

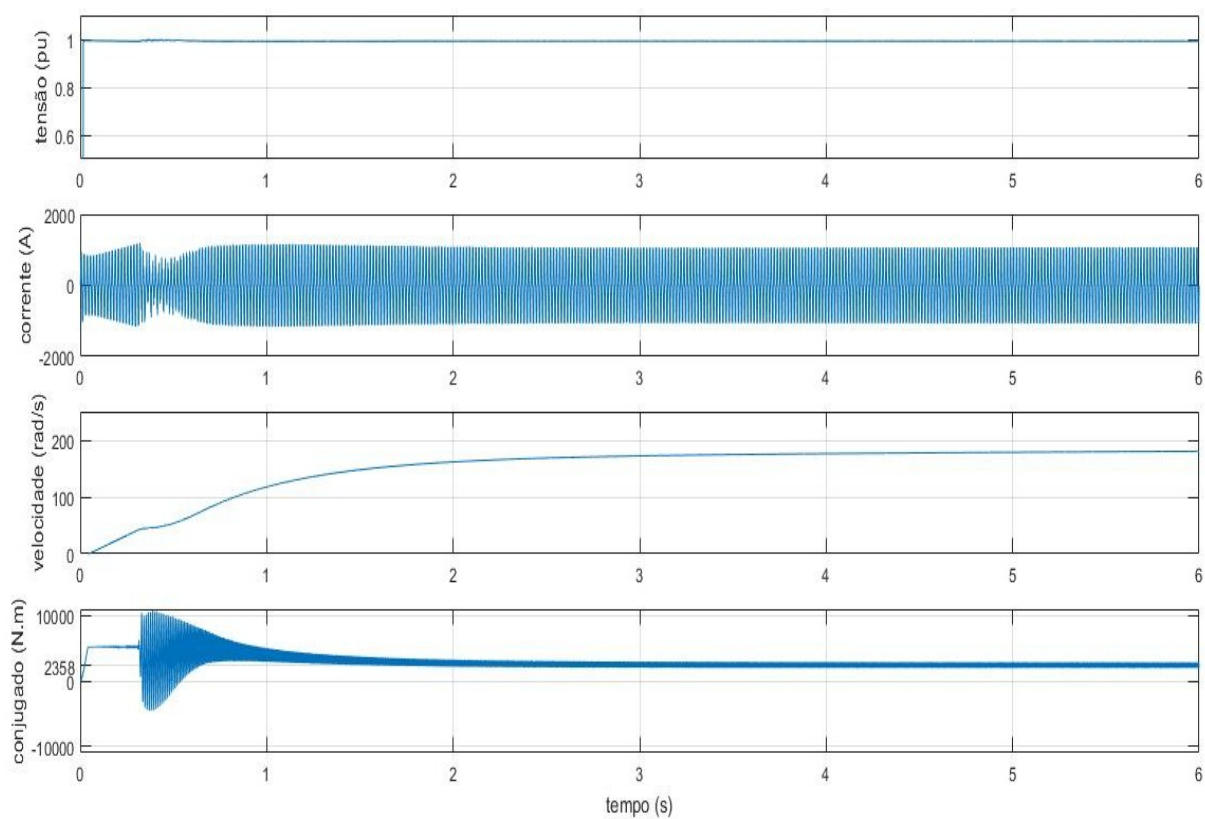


Figura 5.6 Partida com inversor de frequência 100% de carga

## 6 Discussão

### 6.1 Partida direta

Sabe-se que a partida direta é a forma de acionamento mais simples e de menor custo para os motores de indução trifásicos, porém apresenta desvantagens no que diz respeito à alta corrente durante a aceleração e partida abrupta, diferente das partidas suaves proporcionadas por alguns métodos. Com a finalidade de averiguar seu desempenho no sistema investigado realizou-se simulações para algumas cargas iniciais.

Como se pode observar nos gráficos apresentados no capítulo anterior para a partida direta o motor completa sua aceleração partindo sem carga e com 50 % de carga, sendo que quanto maior o conjugado resistente durante a partida maior o tempo de aceleração. O aumento no conjugado resistente é possível até um limite, que no caso estudado é de 70%, a partir deste ponto o motor não acelera e "trava".

Percebe-se também uma queda de tensão acentuada no circuito do motor de 600 CV, esta queda de tensão apresenta o mesmo valor de modulo em todas as cargas aplicadas. O que diferencia as quedas de tensão é o tempo de duração que é o mesmo da aceleração.

Pode-se concluir que a estagnação do motor neste caso está relacionada a maiores cargas de partida e, portanto maiores tempos de partida aliada a quedas de tensões acentuadas. Conclusão que corrobora com estudo realizado em [4], que estuda a capacidade máxima de uma rede hospedar uma partida de um motor, sendo que denomina o termo "rede fraca" para redes que são altamente afetadas por mudanças na carga, como uma partida de motor. Já no estudo realizado por [3], este propõe que para uma rede ser considerada uma "rede forte" para partir motores esta deve apresentar uma capacidade de curto circuito pelo menos 6 vezes maior que a corrente de partida do motor, neste caso podendo partir com uma partida direta, a menos que o equipamento a ser acionado não permita uma partida abrupta.

Podemos constatar também que a queda de tensão supera os limites normativos somente no secundário do transformador que alimenta o motor. O que se pode inferir que o transformador está limitando a capacidade de curto circuito, o que corrobora com o método de cálculo de curto circuito apresentado em [37].

Para o caso estudado a partida direta pode ser descartada, tanto pela carga acionada ser uma bomba centrífuga que exige uma partida suave, tanto pela

capacidade de partir cargas que apresentam um conjugado elevado na partida próximo do nominal.

No caso de se utilizar técnicas para diminuir transitórios hidráulicos permitindo o uso da partida direta o que foge a finalidade do presente estudo, uma possibilidade para se diminuir a queda de tensão seria a substituição do transformador. Um equipamento de maior potência e/ou menor impedância de curto circuito poderia melhorar a capacidade de curto circuito. Conforme cálculos propostos em [37], a capacidade de curto circuito no secundário de um transformador é proporcional a sua potência e inversamente proporcional a sua impedância de curto circuito.

Baseado no descrito acima pode se supor em relação ao dimensionamento do transformador, que se deve acrescentar uma etapa neste processo quando este equipamento alimenta motores de indução trifásicos. Esta etapa é a verificação de sua capacidade em hospedar a partida de um motor ou "*hosting capacity for motor starting*" conforme [4]. Podemos traduzir esta etapa na equação:

$$I_{cctransformador} \geq 6 \times I_{partida\ do\ motor} \quad (6.1)$$

Esta conjectura pode ser elaborada em um trabalho futuro através de simulações de partida de motores e com diversas potências e impedâncias de transformadores e medição de variáveis de corrente e tensão em circuitos já existentes.

## **6.2 Partida com inversor de frequência**

Atualmente o inversor de frequência é usado em sua grande maioria em aplicações onde se deseja alterar a velocidade do MIT, apesar disto este equipamento apresenta características excelentes durante transitórios, inclusive na partida. Partindo desta característica o inversor de frequência tornou-se uma opção para a redução de corrente durante a partida do caso estudado.

Pôde-se averiguar nos resultados apresentados no capítulo anterior que independente do conjugado da carga no momento da partida o inversor de frequência acelera o motor sem nenhuma dificuldade. Observa-se também que inversor de frequência diminuiu a corrente de partida para valores próximos aos nominais, este desempenho converge com as conclusões dos estudos apresentados em [5], [6], [8] e [10]. Sendo que diferentemente aos estudos citados que utilizam



controle escalar, neste trabalho utilizou-se uma técnica de controle vetorial que apresentou um melhor desempenho.

Os resultados também validam o método de escolha de acionamento utilizado neste trabalho e proposto em [3] e [4]. Ao utiliza-lo chegamos ao equipamento tipo inversor de frequência como alternativa mais adequada para partir o MIT estudado.

Constata-se que a queda de tensão é praticamente a mesma do sistema em estado permanente, e seu valor não ultrapassa nenhum limite definido em norma [36] e [7].

Observou-se também que o controle de fluxo rotórico indireto que foi escolhido para as simulações apresenta uma alta sensibilidade a variação dos parâmetros do rotor conforme descrito [12], [20] e [21]. Sendo que com a utilização da técnica de ajuste de ganho de escorregamento proposta em [21], [31], [32] e [33] tornou a aplicação adequada ao uso com modelo do MIT de dupla gaiola.

Portanto no caso estudado pode-se optar pelo inversor de frequência como alternativa ao acionamento atual empregado, sendo que este dispositivo atenderá as necessidades do equipamento acionado, ou seja, da bomba centrífuga quanto redução do transitório hidráulico, do motor quanto ao aquecimento e do sistema elétrico quanto à queda de tensão. Consequentemente podemos considerar que os custos mais altos de aquisição, implantação e manutenção tornam-se um requisito secundário, devido ao inversor de frequência ser o único equipamento que atende todos os requisitos técnicos para a aplicação.

O presente estudo foi conduzido com parâmetros obtidos de dados de placa do motor e empregando uma das técnicas mais simples quanto ao ajuste de ganho de escorregamento. Pesquisas posteriores podem realizar uma comparação entre as diversas técnicas mais refinadas para o ajuste de ganho, como técnicas baseadas em lógica fuzzy [21] e [38], e também confrontar métodos de se obter os parâmetros do motor pelos dados de placa e catálogos de fabricantes.

## 7 Conclusão

O presente trabalho teve como objetivo analisar o comportamento do sistema elétrico durante a partida de um motor de indução trifásico que aciona uma bomba vertical tipo turbina, e assim propor uma solução para os problemas identificados em campo, como a acentuada queda de tensão. As principais conclusões do trabalho estão apresentadas em tópicos como se segue:

- O transformador reduz a capacidade das instalações "hospedarem" a partida de motores de indução trifásicos, pois devido a limitar o nível de curto circuito a partir do seu secundário, torna o nível de tensão suscetível às altas correntes impostas durante a partida.
- Cargas com alta inércia e alto conjugado resistente de partida exigem que as instalações onde estejam instalados tenham um maior nível de curto circuito, pois exigem um maior tempo de aceleração do motor com altas correntes e acentuadas quedas de tensão.
- O inversor de frequência reduz a corrente de partida do MIT, desta forma se reduz também a interferência do transformador e de redes com baixos níveis de curto circuito durante a aceleração do MIT.
- Para o caso estudado recomenda-se a aplicação do inversor de frequência, pois este equipamento reduz as correntes de partida e, portanto as quedas de tensões para dentro dos limites previstos em normas e proporciona uma partida suave ao equipamento acionado, desta forma atendendo a todas as exigências elétricas e mecânicas.

Este estudo se limitou a análise de partida de um motor de indução trifásico inserido em um sistema elétrico específico e acionando um equipamento com características também específicas, porém as conclusões apresentadas aqui podem ser comparadas e até mesmo extrapoladas a diversos motores, sistemas elétricos e acionamentos com características semelhantes.

## 8 Referências

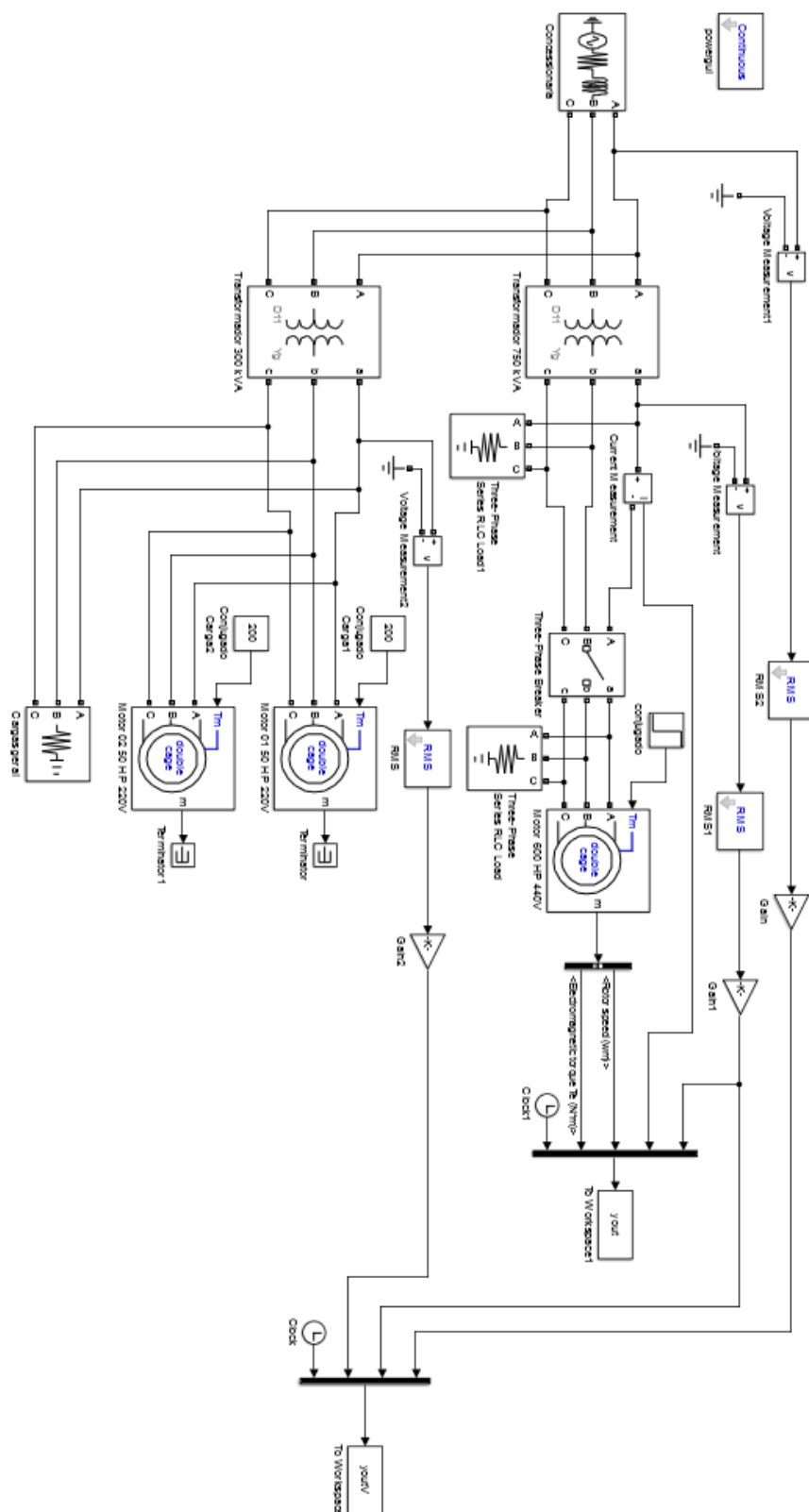
- [1] SAIDUR, R. "A review on electrical motors energy use and energy savings". Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 14, No. 3, pp. 877 - 898, 2010. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2009.10.018>
- [2] FILHO, João Mamede. "*Instalações elétricas industriais*". 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2010.
- [3] APARASCHIVEI, Adrian; CHIRIAC, Gabriel ; LUCACHE, Dorin D. " *Starting of Large Compressor Motors on a Weak Grid – Case Study*". IEEE - International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE), Romênia, pp. 693 - 698, 2014.
- [4] HAESSEN, E. et al. " *Hosting Capacity for Motor Starting in Weak Grids*". IEEE International Conference on Future Power Systems, Holanda, pp.1 - 6, 2005. <https://doi.org/10.1109/FPS.2005.204291>
- [5] LIAN, X.; ILOCHONWU, O. "*Induction Motor Starting in Practical Industrial Applications*". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, No. 1, pp. 271 - 280, 2011. <https://doi.org/10.1109/TIA.2010.2090848>
- [6] MANZ, L.; OLDEMKAMP, J. "*Starting High Inertia Loads on Adjustable Speed Drives*". IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 4, No. 1, pp. 27 - 31, 1998. <https://doi.org/10.1109/2943.644883>
- [7] ANSI/IEEE Std 399. "*IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis*". New York: IEEE, 1998.
- [8] MCELVEEN, R.F.; TONEY, M.K. "*Starting Starting high-inertia loads*". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 1, pp. 137 - 144, 2001. <https://doi.org/10.1109/28.903136>

- [9] FRAZER, D.L. "*Starting methods for large synchronous refiner motor*". IEEE Conference Record of 1993 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference, Estados Unidos, pp. 105 - 109, 1993.
- [10] PETRUSHIN, V.; YENOKTAEV, R.; PLOTKIN, J. "*Comparative analysis of methods for starting squirrel-cage induction motors*". IEEE XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Suíça, pp. 225 - 231, 2016.
- [11] PEDRA, Joaquin. "*On the Determination of Induction Motor Parameters From Manufacturer Data for Electromagnetic Transient Programs*". IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 23, No. 4, pp. 1709 - 1718, 2008.  
<https://doi.org/10.1109/TPWRS.2008.2002293>
- [12] ROGERS, G.J.; SHIRMOHAMMADI, D. "*Induction Machine Modelling for Electromagnetic Transient Program*". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-2, No. 4, pp. 622 - 628, 1987.  
<https://doi.org/10.1109/TEC.1987.4765901>
- [13] HAQUE, M. H. "*Determination of NEMA Design Induction Motor Parameters From Manufacturer Data*". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 23, No. 4, pp. 997 - 1004, 2008. <https://doi.org/10.1109/TEC.2008.2001451>
- [14] LEE, Keun. et al. "*Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from nameplate data*". IEEE North American Power Symposium (NAPS), Estados Unidos, 2012.
- [15] PEDRA, Joaquin; CORCOLES, F. "*Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data*". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, No. 2, pp. 310 - 317, 2004.  
<https://doi.org/10.1109/TEC.2003.822314>

- [16] GUIMARÃES, João Marcondes Corrêa. et al. "*Parameter determination of asynchronous machines from manufacturer data sheet*". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 29, No. 3, pp. 689 - 697, 2014. <https://doi.org/10.1109/TEC.2014.2317525>
- [17] SÁ, Jocélio Souza de. "*Contribuição á análise do comportamento térmico de motores de indução trifásico com rotor tipo gaiola*". 1989. 308 f. Tese Doutorado - Faculdade de engenharia elétrica, Unicamp, Campinas.
- [18] ANSI/IEEE Std 112. "*IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*". New York: IEEE, 2004.
- [19] KRAUSE, P.C. et al. "*Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*". 3. ed. New Jersey: IEEE Press, 2013. <https://doi.org/10.1002/9781118524336>
- [20] KRISHNAN, R. "*Electric Motor Drives: Modeling, analysis and control*". New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [21] BOSE, Bimal K. "*Modern Power Electronics and AC drives*". New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [22] Ong, Chen-Mun. "*Dynamic Simulation of Electrical Machine using Matlab/Simulink*". New Jersey: Prentice Hall, 1998.
- [23] ASYNCHRONOUS Machine. Mathworks documentation. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/phymod/sps/powersys/ref/asynchronousmachine.html>>. Acesso em: 08 jul 2018.
- [24] LOBOSCO, Orlando Silvio; DIAS, José Luiz Pereira da Costa. "*Seleção e aplicação de motores elétricos*". São Paulo: McGraw-Hill: Siemens, 1988. Vol. 1.
- [25] KARASSIK, Igor J. et al. "*Pump Handbook*". 3. ed. New York: McGraw-Hill, 2001.

- [26] WEG. "*Manual da softstarter ssw06 versão 1.8x*". Disponível em:<<https://www.weg.net>>. Acesso em: 08 jul 2018.
- [27] WEG. "*Guia Técnico: Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM*". Disponível em:<<https://www.weg.net>>. Acesso em: 08 jul 2018.
- [28] NEMA. "*Application Guide for AC Adjustable Speed Drive Systems*". Rosslyn: NEMA, 2015.
- [29] BEZESKY, D. M.; KREITZER, S. "*NEMA Application Guide for AC adjustable speed drive systems*". Record of Conference Papers. IEEE incorporated Industry Applications Society. Forty-Eighth Annual Conference. 2001 Petroleum and Chemical Industry Technical Conference, Toronto, Ontario, Canadá, pp. 73 - 82, 2001. <https://doi.org/10.1109/PCICON.2001.960519>
- [30] FANCHI, Claiton. "*Acionamentos Elétricos*". São Paulo: Érica, 2008.
- [31] RIBEIRO, L.A. de Souza. et al. "*Parameter sensitivity of MRAC models employed in IFO-controlled AC motor drive*". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, pp. 536 - 545, 1997. <https://doi.org/10.1109/41.605631>
- [32] ROWAN, T.M.; KERKMAN, R.J.; LEGGATE, D. "*A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine*". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 4, pp. 720 - 727, 1991. <https://doi.org/10.1109/28.85488>
- [33] LORENZ, R.D.; LAWSON, Donald B. "*A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives*". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 3, pp. 420 - 424, 1990. <https://doi.org/10.1109/28.55972>

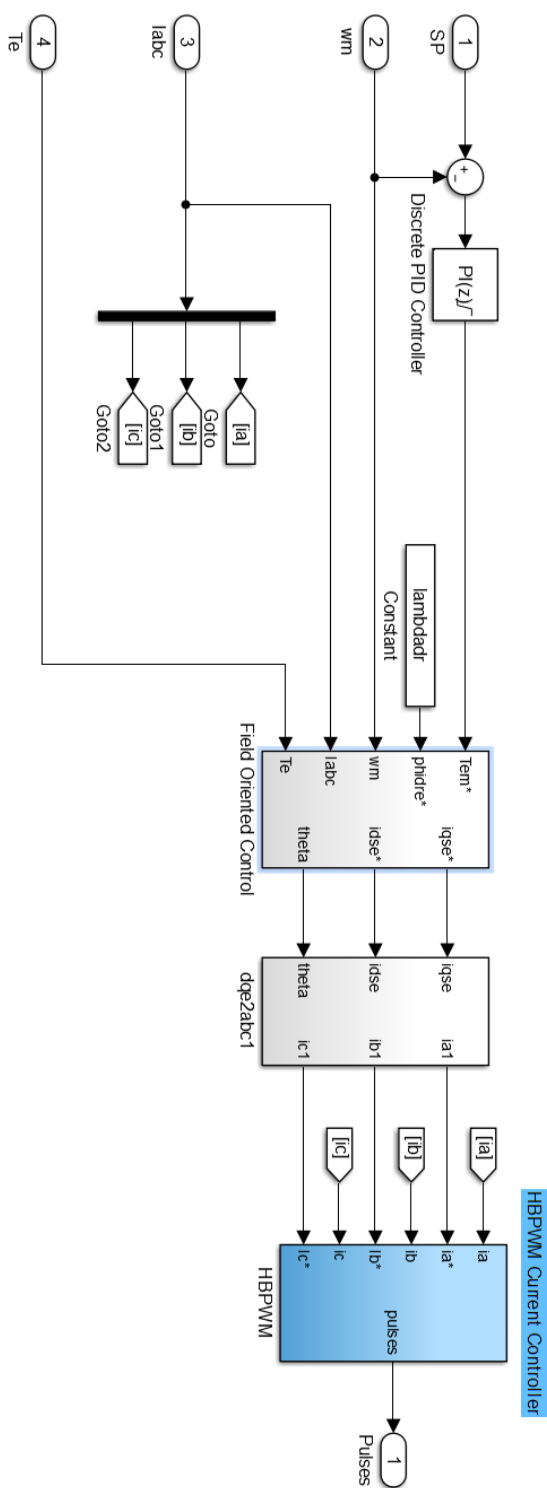
- [34] ABNT NBR 17094-1. "*Máquinas elétricas girantes - Motores de indução Parte 1: Trifásicos*". Rio de Janeiro: ABNT, 2013.
- [35] NATARAJAN, R.; MISRA, V. K. "*Parameter estimation of induction motors using a spreadsheet program on a personal computer*". Electric Power Systems Research, Vol. 16, No. 2, pp. 157-164, 1989. [https://doi.org/10.1016/0378-7796\(89\)90008-4](https://doi.org/10.1016/0378-7796(89)90008-4)
- [36] ABNT NBR 5410. "*Instalações elétricas de baixa tensão*". Rio de Janeiro: ABNT, 2005.
- [37] YUEN, Moon H. "*Short Circuit ABC--Learn It in an Hour, Use It Anywhere, Memorize No Formula*". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-10, No. 2, pp. 261 - 272, 1974. <https://doi.org/10.1109/TIA.1974.349143>
- [38] SOUSA, G. C. D.; BOSE, B. K.; CLELAND, J.G. "*Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive*". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 2, pp. 192 - 198, 1995. <https://doi.org/10.1109/41.370386>







**(A3) MODELO DO CONTROLE POR FLUXO ORIENTADO INDIRETO  
MODELADO NO SIMPOWERSYSTEM DO MATLAB**



**(A4) MODELO DO CONTROLE POR FLUXO ORIENTADO INDIRETO  
MODELADO NO SIMPOWERSYSTEM DO MATLAB**

