



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
CURSO DE ESPECIALIZAÇÃO EM AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL  
MONOGRAFIA FINAL DE CURSO

# Desenvolvimento de Modelos Dinâmicos para Sistemas de Acionamentos Baseados em Máquinas de Indução Duplamente Excitadas

Aluno: Guilherme de Miranda Sá Lopes  
Professor Orientador: Sidelmo Magalhães Silva

Belo Horizonte  
2012



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
CURSO DE ESPECIALIZAÇÃO EM AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL  
MONOGRAFIA FINAL DE CURSO

# Desenvolvimento de Modelos Dinâmicos para Sistemas de Acionamentos Baseados em Máquinas de Indução Duplamente Excitadas

por

Guilherme de Miranda Sá Lopes

Monografia submetida à Banca Examinadora designada pela Comissão Coordenadora do Curso de Especialização em Automação Industrial, como parte dos requisitos necessários à obtenção do Certificado de Especialista em Automação Industrial

Orientador: Sidelmo Magalhães Silva

**Belo Horizonte**  
**2012**

Guilherme de Miranda Sá Lopes

Desenvolvimento de Modelos Dinâmicos para Sistemas de Acionamentos Baseados em Máquinas de Indução Duplamente Excitadas

165 páginas

Dissertação de Pós Graduação - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica - Especialização em Automação Industrial.

1. Máquina de Indução Duplamente Alimentada
2. Modelos Dinâmicos
3. Conversores Estáticos

I. Universidade Federal de Minas Gerais. Departamento de Engenharia Elétrica.

## Comissão Julgadora:

---

Prof.  
Igor Amariz Pires

---

Prof. Dr.  
Sidelmo Magalhães Silva

*À minha família por todo apoio e dedicação*

*“A mente que se abre a uma nova idéia jamais volta ao seu tamanho original.”*

Albert Einstein

*“A arte de escutar é como uma luz que dissipa a escuridão da ignorância.”*

Dalai Lama

# Agradecimentos

A Deus, pela dádiva da vida, pela sabedoria nas decisões, por me permitir chegar até aqui e por colocar tantas pessoas especiais no meu caminho.

Agradeço principalmente à minha família: meu pai Gilmar José Lopes, minha mãe Suely de Miranda Sá Lopes e ao meu irmão Henrique de Miranda Sá Lopes. Um especial agradecimento a todos eles pela contínua confiança em mim depositada. Devo lembrar que meus pais nunca deixaram faltar nada no que diz respeito aos meus estudos e que realizaram todos os tipos de esforços para que eu pudesse prosseguir em minha incessante busca pelo saber. Sem eles com certeza eu não chegaria até aqui. Um agradecimento póstumo é direcionado ao meu avô Chrisantho de Miranda Sá que foi e ainda é o exemplo de pessoa para minha vida e que se aqui estivesse com certeza estaria vibrando comigo neste momento.

Aproveito a oportunidade para agradecer à minha querida avó e madrinha Áqueda Mendes de Miranda Sá que sempre esteve presente para compartilhar todos os momentos importantes da minha vida.

Um especial agradecimento a todos os tios, tias e primos que me motivaram e fizeram-me acreditar que poderia ir além. O entusiasmo por eles transmitido foi essencial em minha caminhada.

Um agradecimento especial deve ser dedicado ao Prof. Sidelmo Magalhães Silva por todas as excelentes sugestões e ensinamentos durante meu trabalho e, principalmente, pela incansável paciência de auxiliar e ensinar sempre. Vale ressaltar que fui privilegiado em termos de orientação. Agradeço a contínua confiança depositada em minha pessoa ao permitir-me a honra de usufruir de sua orientação séria e segura. Agradeço também por proporcionar-me tantas oportunidades, desde os tempos de minha graduação.

Agradeço ao Engenheiro Marcelo Araújo pelas valiosas discussões e orientações com relação ao trabalho propiciadas por seu brilhantismo. Vale destacar sua capacidade e conhecimento ímpares tanto da teoria que envolve a engenharia como do seu conhecimento prático em poder aplicá-las.

Agradeço ainda a todos os professores do Programa de Pós Graduação em Automação Industrial, em especial Eduardo Mazoni A. M. Mendes por todos os excelentes conselhos e apoio digno de um ótimo coordenador.

Aos amigos de Sete Lagoas e Belo Horizonte pelos momentos de descontração e por todo tipo de ajuda. Em especial à Maria Lúcia e à Teresinha pessoas pelas quais tenho um respeito enorme e que sempre estão presente com seus conselhos sensatos e confortantes.

Por fim, agradeço a todos os leitores por dispensarem seu precioso tempo na leitura do presente texto.



## *Resumo*

A necessidade cada vez maior de explorar recursos tem proporcionado consideráveis investimentos no setor industrial de forma que grandes empreendimentos sejam implantados em diferentes segmentos.

O desenvolvimento destas atividades traz consigo a necessidade da realização de estudos que busquem empregar as melhores técnicas, visando sempre um custo benefício sólido, de forma que o empreendimento atinja resultados altamente eficientes.

O controle de velocidade de máquinas c.a possui uma extensa aplicação prática em vários setores da indústria e o seu desenvolvimento está relacionado com a evolução da eletrônica de potência. A máquina de indução com dupla alimentação (MIDA) com controle de velocidade por meio da inserção de reostato no circuito rotórico é um dos métodos de controle de velocidade mais antigos utilizados na indústria.

A MIDA é uma boa alternativa para aplicações onde é requerido o controle de velocidade em uma faixa limitada de operação porque a potência do circuito rotórico (potência de escorregamento) é somente uma fração da potência da máquina, o que possibilita utilizar conversores com menor potência. Esse tipo de aplicação pode ser implementada em acionamento de alta capacidade para sistemas de ventilação e bombas, turbinas eólicas de velocidade variável, geradores hídricos de velocidade variável entre outros.

Diante deste fato, este trabalho visa desenvolver modelos computacionais para simular o comportamento de máquinas de indução duplamente excitadas para

fins de estudos dinâmicos, sintonia de controladores e técnicas de acionamento. A simulação de modelos é de fundamental importância para uma melhor análise e entendimento do comportamento dos sistemas a serem desenvolvidos, além de ser uma ferramenta para estudos.

Inicialmente, o desenvolvimento de um estudo teórico a respeito da MIDA tem como objetivo fornecer um embasamento a respeito dos importantes conceitos relacionados a esta. São apresentados modelos de técnicas de acionamento de máquinas de indução duplamente alimentada, sendo eles o modelo de Kramer, Scherbius, o com cicloconversor e com inversor de frequência. Por fim, uma análise comparativa entre os modelos é feita ao realizar a implementação dos mesmos em ambiente Matlab/Simulink.

**Palavras-chave:** Máquina de Indução Duplamente Alimentada (MIDA), Modelos Dinâmicos, Conversores Estáticos

## *Abstract*

The growing necessity to use resources has provided considerable investments in the industrial sector, so that large enterprises are implemented in different segments.

The development of these activities brings the necessity to make studies in order to apply the best technique, always seeking a solid cost-effective. Doing that the enterprise has a great chance to achieve efficient results.

The AC machine speed control has in many industrial sectors an extensive practical application and its development is linked with the power electronic evolution. One of the earlier machine speed control method is the insertion of rheostat in the doubly fed induction machine (DFIM) rotor circuit.

The DFIM is a good alternative for application where the speed control with a limited operation range is required. This is because the rotor circuit power (slip power) is only a fraction of the machine power and it makes possible to use converters that use less power. Such application can be implemented in high-capacity ventilation drive and pumps, wind turbines, generators, among others.

The model simulations have a fundamental importance to provide a better analysis and behavior understanding of the developed systems. Due to this fact, this study aims to develop dynamic models to simulate the doubly fed induction machines.

Initially, the development of a theoretical study about DFIM aims to provide important concepts related to this. Given this fact, doubly fed induction

machines drives models, were presented, among them static Kramer drive, Scherbius, with cycloconverter and with variable frequency drive. Faced with all this information the implementation of the models was performed.

**Keywords:** Doubly fed Induction Machine (DFIM), Dinamic Models, Static Converters

# Tabela de Abreviações e Simbologia

---

Abreviações	
c.a	Corrente Alternada
c.c	Corrente Contínua
CLM	Conversor Lado da Máquina
CLR	Conversor Lado da Rede
DFIM	Doubly Fed Induction Machine
IGBT	Insulated Gate Bipolar (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
MI	Máquina de Indução
MIDA	Máquina de Indução Duplamente Alimentada
PID	Controle Proporcional, Integral e Derivativo
PWM	Pulse-width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
IGR	Inter-group Reactor (Transformador de Interfase)

---

---

Simbologia

---

$A_i$	Amplitude de Entrada
$A_o$	Amplitude de Saída
$F$	Coefficiente de Atrito Viscoso
FA	Frequência no Lado do Estator
FB	Frequência no Lado do Rotor
$f_e$	Frequência do Estator
$f_i$	Frequência de Entrada
$f_n$	Frequência Nominal
$f_o$	Frequência de Saída
$f_r$	Frequência do Rotor
$I_a$	Corrente na Fase A
$I_b$	Corrente na Fase B
$I_c$	Corrente na Fase C
$I_C$	Corrente no Capacitor
$I_d$	Corrente na Indutância $L_d$
$I_i$	Corrente de Linha da Rede
$I_m$	Corrente de Magnetização
$I_r$	Corrente por Fase Eficaz do Rotor
$I_{rf}$	Componente Fundamental de Corrente de Rotor
$I_s$	Corrente no Estator
$I_T$	Corrente Total na Rede
$J$	Momento de Inércia
$L_d$	Indutância
$L_m$	Indutância Mútua
$L_s$	Indutância Dispersão do Estator
$L_r$	Indutância Dispersão do Rotor
$N$	Relação de Espiras Entre a Máquina e o Transformador
$n_r$	Velocidade do Rotor em rpm
$n_s$	Velocidade Síncrona em rpm
$n_1$	Relação de Espiras da Máquina
$n_2$	Relação de Espiras do Transformador
$p$	Número de Polos
$P'$	Potência Equivalente por Fase
PA	Potência no Lado do Estator
PB	Potência no Lado do Rotor
$P_{conv}$	Potência do Conversor
$P_f$	Potência Devolvida à Rede
$P'_f$	Potência por Fase Devolvida à Rede

---

---

## Simbologia

---

$P'_g$	Potência por Fase no Entreferro
$P'_m$	Potência por Fase Mecânica de Saída
$P_n$	Potência Nominal
$P'_{rl}$	Perda por Fase no Núcleo
$P_r$	Potência no Rotor
$P_s$	Potência no Estator
$P'_1$	Potência por Fase Dissipada na Resistência do Indutor $L_d$
$P_1$	Potência Dissipada na Resistência do Indutor $L_d$
$R_d$	Resistência na Indutância $L_d$
$R_r$	Resistência do Rotor
$R_s$	Resistência do Estator
$s$	Escorregamento
$T$	Torque
$T_e$	Torque Eletromecânico
$T_n$	Torque Nominal
$u_{cc}$	Tempo de Armazenamento do Condensado
VA	Tensão no Lado do Estator
$V_{ab}$	Tensão Entre a Fase A e B
$V_{ac}$	Tensão Entre a Fase A e C
VB	Tensão no Lado do Rotor
$V_{bc}$	Tensão Entre a Fase B e C
$V_{cc}$	Tensão Contínua no Capacitor
$V_d$	Tensão Retificada na Ponte de Diodo
$V_{FP}$	Tensão de Fase de Pico
$V_i$	Tensão Retificada na Ponte de Tiristorizada
$V_L$	Tensão de Fase
$V_S$	Tensão de Linha
w	Velocidade Mecânica
$W_{cc}$	Energia Armazenada no Link cc
$w_e$	Frequência Angular no Estator
$w_r$	Frequência Angular no Rotor
$w_{sl}$	Frequência Angular de Escorregamento
$\alpha$	Ângulo de Disparo
$\psi_s$	Fluxo no Entreferro
$\tau_A$	Constante de Tempo
$\varphi$	Ângulo do Fator de Potência
$\xi$	Coefficiente de Amortecimento

---





# Lista de Figuras

2.1	Estrutura da máquina de indução duplamente alimentada . . . . .	36
2.2	Estrutura do modelo da máquina de indução duplamente alimentada	38
2.3	Circuito equivalente da máquina duplamente alimentada . . . . .	43
2.4	Circuito equivalente por fase do rotor da máquina de indução duplamente alimentada . . . . .	44
3.1	Modelo acionamento estático de Kramer . . . . .	52
3.2	Diagrama fasorial do modelo de Kramer . . . . .	54
3.3	Ponte retificadora trifásica . . . . .	58
3.4	Formas de onda da ponte retificadora trifásica . . . . .	59
3.5	Diagrama de fluxo de potência do acionamento Kramer . . . . .	61
3.6	Diagrama fasorial do modelo Scherbius . . . . .	62
3.7	Modelo de acionamento estático Scherbius . . . . .	63
3.8	Modelo de acionamento cicloconversor . . . . .	66
3.9	Diagrama de blocos do cicloconversor . . . . .	67
3.10	Esquema do cicloconversor trifásico . . . . .	67
3.11	Cicloconversor com 18 tiristores e transformador de interfase (IGR)	68

3.12	Circuito equivalente de Thèvenin de um conversor (fonte variável de tensão) . . . . .	70
3.13	Relação das tensões do conversor de acordo com os ângulos de disparo . . . . .	71
3.14	Circuito equivalente de Thèvenin de um conversor (fontes senoidais)	72
3.15	Circuito equivalente do cicloconversor com transformador de interfase (IGR) . . . . .	72
3.16	Formas de onda que ilustra a circulação de corrente induzida no circuito com transformador de interfase (IGR) . . . . .	73
3.17	Esquema de uma MIDA com inversores de frequência no circuito do rotor . . . . .	76
3.18	Fluxo de potência MIDA com operação em velocidade subsíncrona	77
3.19	Fluxo de potência MIDA com operação em velocidade supersíncrona	77
3.20	Esquema de ligação c.c . . . . .	78
3.21	Fluxo de Potência MIDA (a) Motor com operação abaixo da velocidade síncrona. (b) Gerador com operação abaixo da velocidade síncrona. (c) Motor com operação acima da velocidade síncrona (motor super-excitado). (d) Gerador com operação acima da velocidade síncrona. . . . .	80
4.1	Curva Torque X Velocidade para diferentes valores de resistência de rotor . . . . .	88
4.2	Corrente no indutor $L_d$ . . . . .	91
4.3	Corrente em regime permanente no indutor $L_d$ . . . . .	92
4.4	Modelo Kramer . . . . .	94

4.5	Comparação entre relação de espiras do transformador - modelo Kramer . . . . .	94
4.6	Diagrama de blocos para o controlador - modelo Kramer . . . . .	95
4.7	Diagrama de blocos do sistema real . . . . .	98
4.8	Resposta da corrente ao degrau . . . . .	100
4.9	Comparação do modelo de primeira ordem com a resposta real do sistema . . . . .	101
4.10	Comparação da velocidade real da máquina com a velocidade de referência, para os ganhos calculados e ajustados . . . . .	104
4.11	Valor de erro entre a velocidade real da máquina e a velocidade de referência . . . . .	105
4.12	Modelo cicloconversor com transformador de interfase (IGR) e saída monofásica . . . . .	107
4.13	Tensão na carga para modelo cicloconversor com transformador de interfase (IGR) e saída monofásica . . . . .	108
4.14	Modelo MIDA com cicloconversor . . . . .	109
4.15	Bloco fonte de tensão . . . . .	110
4.16	Bloco circuito de disparo . . . . .	111
4.17	Bloco cicloconversor . . . . .	111
4.18	Comparação modelo MIDA acionamento com cicloconversor e sem carga . . . . .	112
4.19	Erro modelo MIDA acionamento com cicloconversor e sem carga . . . . .	113
4.20	Corrente no rotor para modelo MIDA acionamento com cicloconversor e sem carga . . . . .	113
4.21	Sinal de amplitude proporcional ao escorregamento . . . . .	114

4.22	Tensões senoidais proporcionais ao escorregamento . . . . .	115
4.23	Ângulo de referência para o cicloconversor . . . . .	115
4.24	Comparação modelo MIDA acionamento com cicloconversor e meia carga . . . . .	116
4.25	Comparação modelo MIDA acionamento com cicloconversor e carga nominal . . . . .	116
4.26	Erro modelo MIDA acionamento com cicloconversor e meia carga	117
4.27	Erro modelo MIDA acionamento com cicloconversor e carga nominal	117
4.28	Comparação acionamento Kramer e acionamento com cicloconversor	118
4.29	Erro comparação acionamento Kramer e acionamento com Ciclo- conversor . . . . .	119
A.1	Tipos de rotor para máquinas de indução . . . . .	130
A.2	Circuito equivalente de um motor de indução polifásico . . . . .	134
A.3	Circuito equivalente com parâmetros referidos ao rotor de um mo- tor de indução polifásico . . . . .	135
A.4	Circuito equivalente aproximado com parâmetros referidos ao rotor de um motor de indução polifásico . . . . .	139
A.5	Característica torque X velocidade para diferentes valores de re- sistência de rotor . . . . .	141
A.6	Curva de torque X escorregamento de uma máquina de indução, mostrando as regiões de frenagem e de funcionamento como motor e gerador . . . . .	143
A.7	Variação velocidade com inserção de resistências no rotor . . . . .	144
A.8	Variação velocidade com inserção de ponte retificadora e <i>Chopper</i>	146

B.1	Diagrama de blocos do sistema em malha aberta . . . . .	148
B.2	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada . . . . .	149
B.3	Sistema com controle PID e saturação no sinal de controle . . . . .	153
C.1	Moinho de Bolas . . . . .	159
C.2	Moinho Vertical . . . . .	161
C.3	Moinho SAG com acionamento Gearless . . . . .	164



# Lista de Tabelas

4.1	Dados de placa da máquina . . . . .	87
4.2	Parâmetros do circuito equivalente da máquina . . . . .	87
4.3	Raízes do polinômio característico e coeficiente de amortecimento: sistema de segunda ordem . . . . .	97
4.4	Raízes do polinômio característico e coeficiente de amortecimento: sistema de terceira ordem . . . . .	98
4.5	Raízes do polinômio característico e coeficiente de amortecimento: sistema de quarta ordem . . . . .	98
4.6	Ganhos do controlador . . . . .	104
C.1	Moinho de Bolas - CITIC HIC . . . . .	160
C.2	Moinho de Vertical - METSO . . . . .	162
C.3	Moinho SAG com Acionamento Gearless - ABB e FLSmidth . . . . .	165





# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>29</b>
1.1	Relevância . . . . .	29
1.2	Organização do Texto . . . . .	31
<b>2</b>	<b>Máquinas de Indução Duplamente Alimentada</b>	<b>35</b>
2.1	Introdução . . . . .	35
2.1.1	Circuito Equivalente de Regime Permanente da Máquina de Indução Duplamente Alimentada . . . . .	37
2.2	Conclusões . . . . .	46
<b>3</b>	<b>Técnicas de Acionamento de Máquinas de Indução Duplamente Excitadas</b>	<b>49</b>
3.1	Introdução . . . . .	49
3.2	Acionamento Estático de Kramer . . . . .	51
3.2.1	Ajuste de Velocidade pelo Ângulo de Disparo . . . . .	55
3.2.2	Cálculo da Indutância $L_d$ . . . . .	57
3.2.3	Diagrama de Fluxo de Potência do Acionamento de Kramer	60
3.3	Acionamento Estático Scherbius . . . . .	61

3.4	Acionamento com Cicloconversor no Circuito do Rotor . . . . .	65
3.4.1	Cicloconversor com Transformador de Interfase (IGR) . . . . .	66
3.5	Acionamento com Inversor de Frequência no Circuito do Rotor . . . . .	75
3.5.1	Ligação c.c . . . . .	78
3.6	Controle de Fluxo de Potência na Máquina . . . . .	79
3.7	Conclusões . . . . .	82
<b>4</b>	<b>Implementação de Modelos Dinâmicos</b>	<b>85</b>
4.1	Introdução . . . . .	85
4.2	Modelo de Kramer . . . . .	86
4.2.1	Introdução . . . . .	86
4.2.2	Determinação do Valor de $L_d$ . . . . .	89
4.2.3	Parâmetros do Modelo . . . . .	90
4.3	Variação de Velocidade Malha Fechada . . . . .	95
4.3.1	Sintonia de Controladores por Meio da Técnica de Raízes Duplas ( <i>Double Ratios</i> ) . . . . .	96
4.3.2	Sintonia da Malha de Controle . . . . .	97
4.4	Variação de Velocidade Modelo Cicloconversor . . . . .	106
4.4.1	Modelo do Cicloconversor com Transformador de Interfase . . . . .	106
4.4.2	Modelo MIDA com Cicloconversor . . . . .	107
4.4.3	Controle de Velocidade MIDA com Cicloconversor . . . . .	112
4.5	Comparação Acionamento Kramer e Acionamento com Ciclocon- versor . . . . .	118
4.6	Conclusões . . . . .	118

<b>5</b>	<b>Conclusões e Proposta de Continuidade</b>	<b>121</b>
5.1	Propostas de Continuidade . . . . .	122
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>125</b>
<b>A</b>	<b>Introdução às Máquinas de Indução</b>	<b>129</b>
A.1	Princípios Básicos . . . . .	129
A.2	Circuito Equivalente da Máquina de Indução . . . . .	133
A.2.1	Análise do Circuito Equivalente . . . . .	136
A.3	Variação de Velocidade Inserindo Resistência no Rotor . . . . .	140
<b>B</b>	<b>Sistemas de Controle</b>	<b>147</b>
B.1	Configurações de Sistemas de Controle . . . . .	147
B.1.1	Sistemas a Malha Aberta . . . . .	148
B.1.2	Sistemas a Malha Fechada . . . . .	149
B.2	Sistema de Controle . . . . .	150
B.2.1	Controle Proporcional, Integral e Derivativo (PID) . . . . .	150
<b>C</b>	<b>Processo de Moagem</b>	<b>157</b>
C.1	Princípios Básicos . . . . .	157
C.2	Moinho de Bolas . . . . .	158
C.3	Moinho Vertical . . . . .	160
C.4	Moinho SAG com Acionamento Gearless . . . . .	162



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Relevância

Historicamente, a máquina de indução com rotor bobinado era utilizada em aplicações que envolviam variação de velocidade com inserção de resistências no circuito do rotor quando esta operava como motor. Na atualidade, muito se tem estudado sobre esse tipo de máquina para sua utilização em outras situações como geração de energia eólica, [Johan Morren \(2005\)](#), [Petersson \(2005\)](#), [Kunzler \(2006\)](#) e [Perdana \(2008\)](#). Entre elas, tem-se a máquina operando como gerador, como compensador de reativos ou como motor.

Durante a década de 60, inúmeros trabalhos como [Meyer \(1961\)](#), [A. Lavi \(1966\)](#), [Miljanic \(1968\)](#) e [William Shepherd \(1969\)](#), focaram o estudo do comportamento da máquina de indução duplamente excitada operando como motor, com o objetivo de possibilitar um controle de velocidade mais eficaz. Porém, estes trabalhos iniciais apresentavam modelos com desempenhos limitados porque usavam associação conversores a diodo e tiristor. Assim, na década de 70, diversos traba-

lhos passaram a utilizar cicloconversores para variação de velocidade, [W. E. Long \(1971\)](#), [Chattopadhyay \(1975\)](#), [Chattopadhyay \(1976\)](#) e [Chattopadhyay \(1978\)](#).

O desenvolvimento deste modelo de alimentação junto com a evolução da eletrônica de potência permitiu a variação de velocidade, que era feita pela alteração das resistências do circuito do rotor, pela associação de conversores estáticos.

O acionamento estático de Kramer foi um dos primeiros modelos desenvolvidos seguindo esta filosofia, que consiste na conexão de duas pontes retificadoras no circuito do rotor, o que possibilita que energia seja retornada à rede, diferentemente da aplicação com resistências, em que a energia é dissipada nas mesmas. Com este tipo de acionamento, o motor pode ter sua velocidade controlada pelo lado do rotor e, também, ter seu fator de potência corrigido. Uma evolução do modelo de Kramer pode ser obtido quando se substitui uma das pontes de diodo por uma ponte tiristorizada sendo que este é conhecido como acionamento estático de Scherbius. Embora esta substituição utilize um conversor cujos dispositivos possuem um custo mais elevado, a alteração possibilita o funcionamento da máquina como motor ou gerador.

O contínuo desenvolvimento da eletrônica de potência possibilitou que novas configurações fossem desenvolvidas, sendo que, atualmente, o controle de velocidade é feito por conversores com modulação PWM.

Apesar das máquinas síncronas serem comumente utilizadas como gerador, a utilização da máquina de indução duplamente alimentada vem ganhando destaque pela possibilidade de controle mais ampla e por sua flexibilidade. No caso do gerador de indução duplamente alimentado, o fato de se ter acesso aos terminais do rotor, oferece a vantagem da máquina operar com velocidade variável e, mesmo assim, ter a frequência de estator constante e igual à da barra infinita. Outra

possibilidade de controle é a correção do fator de potência de estator, permitindo à máquina entregar potência sem distorção à rede.

## 1.2 Organização do Texto

O controle de velocidade feito pelo circuito do rotor é uma estratégia interessante devido ao fato da potência do circuito rotórico ser menor que do estator e tornar possível utilizar conversores de menor potência.

A máquina de indução possui uma vasta gama de aplicações, tanto no modo motor como no modo gerador e com duas configurações típicas: com rotor em gaiola ou rotor bobinado. O motor com rotor de gaiola tem grande aplicação industrial devido à sua simplicidade, ao baixo custo e à robustez. O motor com rotor bobinado permite que se atue no circuito de rotor alimentando-o com tensão ou corrente. Entretanto seu custo é mais elevado em relação ao motor com rotor em gaiola, tornando sua aplicação mais restrita.

Embora o custo de dispositivos eletrônicos diminuam com o passar do tempo, o de inversores de frequência para acionamento de grandes cargas, principalmente em média tensão, ainda são elevados e podem inviabilizar a utilização do controle de velocidade em algumas situações. O presente trabalho tem como objetivo desenvolver modelos dinâmicos para sistemas de acionamentos baseados em máquinas de indução duplamente alimentada, bem como entender os principais conceitos que envolvem o tema. Com desenvolvimento de modelos, surge a possibilidade de se ter ferramentas computacionais para o estudo de situações reais.

O presente capítulo tem como foco expor o tema a ser estudado durante o

trabalho, bem como contextualizar a relevância do mesmo.

Uma explicação a respeito das máquinas de indução duplamente alimentada é feita no capítulo 2 em que são discutidos importantes conceitos, como a interpretação do circuito equivalente, entre outros. O que permite ao leitor um embasamento maior a respeito das mesmas.

O capítulo 3 expõe diferentes esquemas de acionamentos de máquinas de indução duplamente alimentadas, sendo eles o acionamento estático de Kramer, Scherbius, o acionamento com cicloconversor e o acionamento com inversor de frequência. Os pontos mais relevantes de cada modelo são apresentados, o que torna possível fazer uma comparação entre os mesmos. Neste capítulo, uma análise do fluxo de potência na máquina de indução duplamente alimentada permite entender os diversos modos de operação desta, dependendo do modelo a ser considerado.

No capítulo 4 são apresentados os parâmetros da máquina utilizada na simulação dos modelos. Inicialmente é realizado um estudo a respeito dos efeitos dos principais componentes que compõe o modelo de acionamento Kramer. Diversas literaturas apresentam o modelo de Kramer, entretanto, para realizar a simulação deste é necessário inserir os parâmetros dos seus componentes. Neste capítulo é proposto uma metodologia para calcular o valor da indutância ( $L_d$ ) entre os conversores e é avaliado como o número de espiras do transformador altera o valor da sua potência e está relacionado com a faixa de variação de velocidade. É também apresentada uma técnica de sintonia de malhas (*Double Ratios*) para estimar parâmetros do controlador, o que é fundamental para a sintonia das malhas e para obter resultados satisfatórios. Após esta análise o controle de velocidade em malha fechada para o modelo é apresentado. A fim de se obter um sistema



mais robusto, é feita a simulação do controle de velocidade de uma máquina de indução duplamente alimentada por meio da associação de cicloconversores ao circuito do rotor. Após implementar os diferentes tipos de acionamentos, um estudo comparativo de ambos exemplifica as características e particularidades de cada modelo.

Por fim, no quinto capítulo, tem-se a conclusão dos trabalhos realizados, em que são discutidos os resultados obtidos e feitas proposições para trabalhos futuros.

Nos apêndices, são apresentados importantes conceitos referentes às máquinas de indução e a técnicas de controladores, bem como exemplos para estudo de viabilidade de aplicação de máquinas de indução duplamente alimentadas (MIDA).



# Capítulo 2

## Máquinas de Indução Duplamente Alimentada

### 2.1 Introdução

É uma máquina de indução com rotor bobinado, em que o estator é conectado diretamente à rede elétrica enquanto o circuito do rotor é controlado por conversores estáticos conectados aos anéis coletores.

Existe também a possibilidade desta máquina ter um tipo de gaiola especial, em que não exista escovas e anéis coletores. Este esquema de montagem, denominado Máquina de Indução Duplamente Excitada sem Escovas, possui dois enrolamentos de estator na mesma ranhura sendo que um destes gera a potência e é conectado diretamente à rede e o outro, que serve para fazer o controle, é conectado à rede por meio de conversores estáticos. [Liao \(1996\)](#) faz um interessante estudo comparativo entre o tipo de máquina com e sem escova.

O motor de indução duplamente alimentado pode também atuar isoladamente

ou ligado à rede de energia. Atuando isoladamente, há a possibilidade de se controlar o motor tanto pelo lado do estator como pelo lado do rotor. Conectado à rede, o motor só pode ser controlado pelo lado do rotor, e nesse caso o controle se torna mais simples pelo fato da tensão, frequência e fluxo de estator serem constantes.

A estrutura da Máquina de Indução Duplamente Alimentada (MIDA), como ilustrada na Figura 2.1, consiste em enrolamentos trifásicos tanto no estator como no rotor. O fato da corrente do rotor ser alternada possibilita operar a máquina nas velocidades síncrona, subsíncrona e supersíncrona. Enquanto na velocidade síncrona a excitação deve ser em corrente contínua, nas demais velocidades o rotor deve ser alimentado em corrente alternada, cuja frequência e magnitude variam de acordo com o escorregamento.

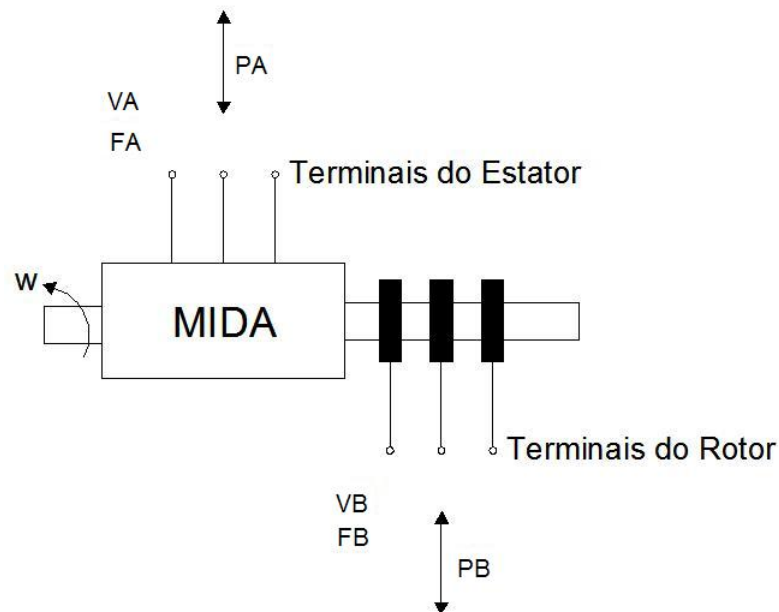


Figura 2.1: Estrutura da máquina de indução duplamente alimentada.

A grande vantagem da MIDA quando comparada à MI convencional é o fato

de possuir mais variáveis de controle, tanto no lado de estator quanto no lado de rotor, o que resulta em maior flexibilidade de controle. Além disso, ela é capaz de trabalhar e de ser controlada eficientemente em sistemas que demandam velocidade variável e frequência constante, como é o caso, por exemplo, de geradores eólicos. A principal desvantagem da MIDA em relação à MI convencional é a sua operação que exige sistemas complexos de controle e dispositivos de potência para alimentar o rotor, tornando a sua aplicação mais onerosa.

### 2.1.1 Circuito Equivalente de Regime Permanente da Máquina de Indução Duplamente Alimentada

No apêndice A foi desenvolvido o modelo do circuito equivalente para a máquina de indução convencional com o objetivo de obter informações interessantes para análise do comportamento desta. Assim, também é válido estudar o comportamento da MIDA por meio de seu circuito equivalente.

O desenvolvimento do circuito equivalente permite uma análise mais profunda e detalhada em que importantes conceitos podem ser determinados, [Bose \(2001\)](#). A estrutura do modelo utilizado para avaliação do circuito equivalente pode ser observado pela Figura [2.2](#) e consiste em uma máquina de indução duplamente excitada com rotor bobinado associado a conversores estáticos. A representação foi realizada desconsiderando as perdas nos semicondutores.

O desempenho do sistema pode ser analisado com a ajuda de um circuito equivalente c.a. ou c.c. da máquina. Nesta seção será apresentado um circuito equivalente c.a. com os parâmetros referidos ao rotor.

A Equação ( [2.1](#)) relaciona o equilíbrio das tensões e por meio da Equação

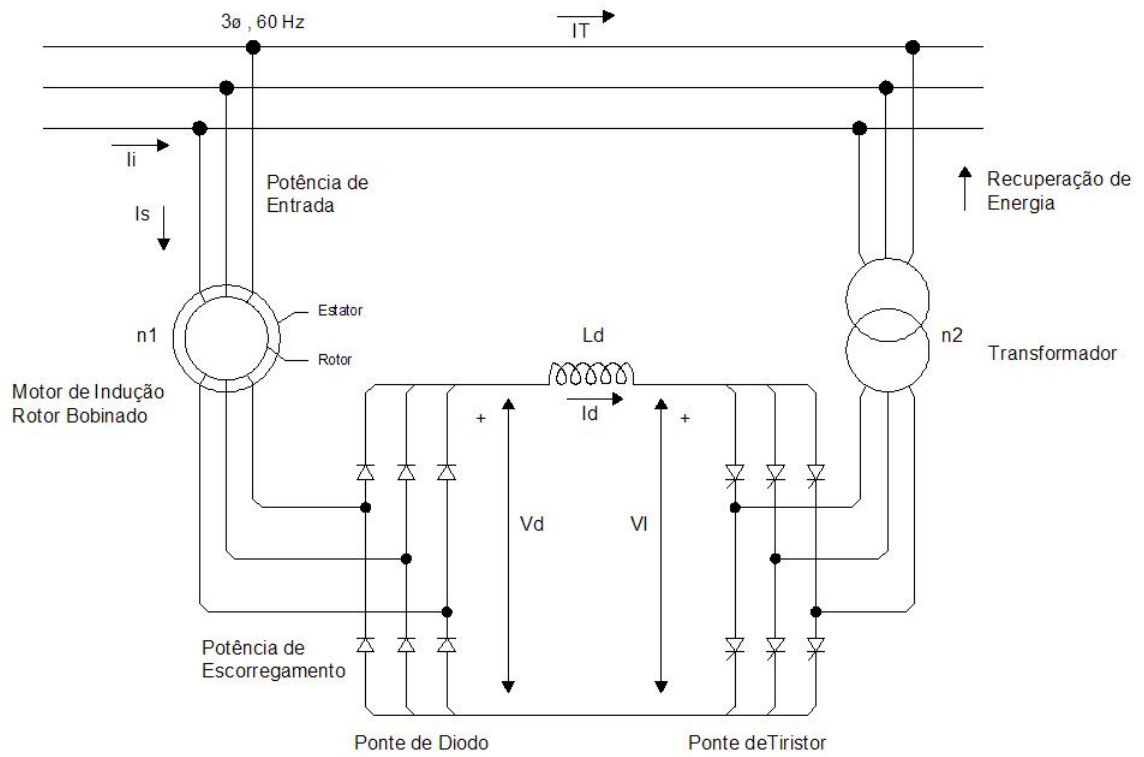


Figura 2.2: Estrutura do modelo da máquina de indução duplamente alimentada.

( 2.2) é possível determinar a relação do escorregamento com o ângulo de disparo da ponte de tiristores.

$$V_d = V_I \Rightarrow \frac{1.35sV_L}{n_1} = \frac{1.35V_L \cos(\alpha)}{n_2} \quad (2.1)$$

$$s = \frac{n_1 \cos(\alpha)}{n_2} \quad (2.2)$$

Parte da potência de escorregamento na saída do rotor é dissipada na resistência  $R_d$  do indutor e a outra parte é devolvida à rede. Estas componentes podem ser expressas pelas Equações ( 2.3) e ( 2.4).

$$P_1 = I_d^2 R_d \quad (2.3)$$

$$P_f = V_d I_d = \frac{1.35sV_L I_d}{n_1} \quad (2.4)$$

Substituindo  $V_d$  por  $V_I$  na Equação ( 2.4), é possível determinar a Equação ( 2.5)

$$P_f = \frac{1.35V_L \cos(\alpha) I_d}{n_2} \quad (2.5)$$

A potência equivalente por fase e a potência no entreferro, que inclui as perdas no enrolamento do rotor, podem ser representadas pelas Equações ( 2.6) e ( 2.7), respectivamente.

$$P' = P'_1 + P'_f = \frac{1}{3} \left( I_d^2 R_d + \frac{1.35V_L \cos(\alpha) I_d}{n_2} \right) \quad (2.6)$$

$$P'_g = I_r^2 R_r + P' + P'_m \quad (2.7)$$

Em que:

$I_r$  = corrente eficaz do rotor por fase;

$R_r$  = resistência rotor;

$P'_g$  = potência no entreferro, por fase;

$P'_m$  = potência mecânica de saída, por fase.

O torque e a correspondente potência mecânica  $P'_m$  são produzidos essencialmente pela componente fundamental da corrente de rotor  $I_{rf}$ .

As perdas por fase no núcleo do rotor são definidas pela Equação ( 2.8) e suas parcelas representam as perdas no enrolamento e na resistência do indutor.

$$P'_{rl} = I_r^2 R_r + \frac{I_d^2 R_d}{3} \quad (2.8)$$

De acordo com a Figura 2.2 a tensão no indutor é simétrica e se repete a cada  $\frac{\pi}{3}$ . Assim, a tensão média pode ser calculada de acordo com a Equação ( 2.9).

$$V_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} V_L \cos(\omega t) d\omega t = 1,35 V_L \quad (2.9)$$

em que  $V_L = \sqrt{3} V_S$  e  $V_S$  é a tensão de linha em rms na entrada da ponte.

A corrente tem uma característica de onda com seis pulsos, que pode ser expressa pela serie de Fourier de acordo com a Equação ( 2.10), Bose (2001).

$$i_s = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[ \text{sen}(\omega t) - \frac{1}{5} \text{sen}(5\omega t) - \frac{1}{7} \text{sen}(7\omega t) + \frac{1}{11} \text{sen}(11\omega t) + \dots \right] \quad (2.10)$$



Na Equação ( 2.10) harmônicos da ordem de  $(6n \pm 1)$  [ $n = inteiro$ ] estão indicados e a corrente fundamental no rotor pode ser escrita pela Equação ( 2.11).

$$I_{rf} = \frac{\sqrt{6}I_d}{\pi} \quad (2.11)$$

Outra relação importante é definida pela Equação ( 2.12)

$$I_r = \frac{\pi I_{rf}}{3} \quad (2.12)$$

Ao substituir  $I_{rf}$  da Equação ( 2.12) em ( 2.11) é possível obter a Equação ( 2.13)

$$I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_r \quad (2.13)$$

Pelas correlações apresentadas nas Equações ( 2.11), ( 2.12) e ( 2.13) obtém-se a Equação ( 2.14) a partir da Equação ( 2.8).

$$P'_{rl} = I_r^2 R_r + \frac{I_d^2 R_d}{3} = I_r^2 (R_r + 0.5 R_d) \quad (2.14)$$

As Equações ( 2.15), ( 2.16) representam, respectivamente, a potência por fase no entreferro  $P_g$  e a potência de saída por fase  $P_m$ .

$$P_g = \frac{I_r^2 R_r}{s} \quad (2.15)$$

$$P_m = P_g - Perdas = I_r^2 R_r \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad (2.16)$$

$$P'_m = Pot.freq.fund. \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad (2.17)$$

$$P'_m = (P'_{rl} + P_f) \frac{1-s}{s} = (I_{rf}^2(R_r + 0.5R_d) + P_f) \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad (2.18)$$

$$P'_m = \left[ I_{rf}^2(R_r + 0.5R_d) + \frac{1.35V_L \cos(\alpha) \pi I_{rf}}{3n_2 \sqrt{6}} \right] \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad (2.19)$$

A relação  $I_{rf} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$  foi usada para substituir  $I_d$  na Equação ( 2.5) e gerar a Equação ( 2.19). A potência de entreferro por fase da Equação ( 2.7) pode ser reescrita substituindo nela a Equação ( 2.19) e tendo como resultado a Equação ( 2.20)

$$P'_g = \frac{1}{s} \left[ I_{rf}^2(R_r + 0.5R_d) + \frac{1.35V_L \cos(\alpha) \pi I_{rf}}{3n_2 \sqrt{6}} \right] + (I_r^2 - I_{rf}^2)(R_r + 0.5R_d) \quad (2.20)$$

em que,

$$P'_g = I_{rf}^2 R_x + I_{rf}^2 \left( \frac{Ra}{s} \right) \quad (2.21)$$

$$R_x = \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_r + 0.5R_d) \quad (2.22)$$

$$Ra = (R_r + 0.5R_d) + \left( \frac{V_s \cos(\alpha) \pi}{n_2 I_{rf}} \right) \quad (2.23)$$

A relação  $I_r = \frac{\pi I_{rf}}{3}$  foi usada na Equação ( 2.22) para eliminar  $I_r$ . A potência

$P'_g$  representada pela Equação ( 2.21) consiste em duas componentes: potência de escorregamento (parcela que contém  $R_a$ ) e a parte de perdas (parcela que contém  $R_x$ ).

A partir da Equação ( 2.20) é possível verificar que o circuito do rotor, que absorve a potência ativa, pode ser representado por um circuito equivalente em que  $R_a$  é a resistência equivalente dada pela Equação ( 2.23). O circuito equivalente é ilustrado pela Figura 2.3 em que  $R_a$  é função de  $V_s$ ,  $I_{rf}$  e  $\cos(\alpha)$ .

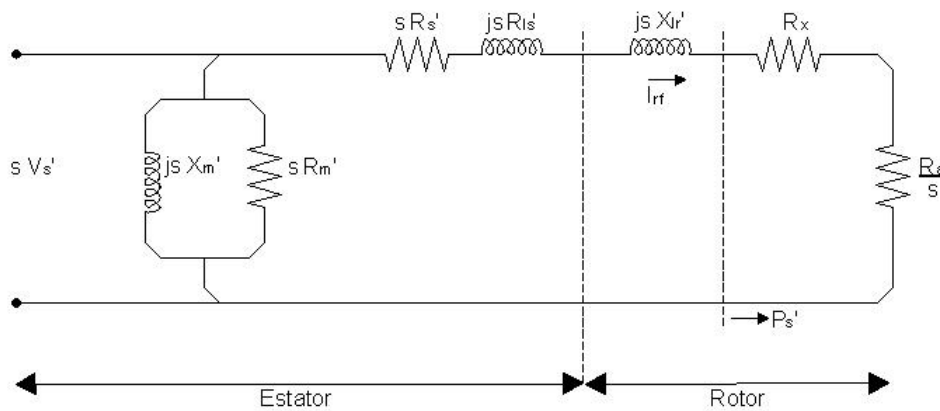


Figura 2.3: Circuito equivalente da máquina duplamente alimentada.

Entretanto, é mais conveniente representar o circuito equivalente em termos da força contra-eletromotriz pelo lado do inversor. Assim, a Equação ( 2.21) pode ser escrita também na forma da Equação ( 2.24).

$$P'_g = I_{rf}^2 \left( Rx + \frac{R_r + 0.5R_d}{s} \right) + I_{rf} \left( \frac{V_s \cos(\alpha)}{sn_2} \right) \quad (2.24)$$

Uma simplificação da Equação ( 2.24) resulta na Equação ( 2.25)

$$P'_g = I_{rf}^2 (Rx + Rb) + I_{rf} V_c \quad (2.25)$$

em que,

$$R_b = \frac{R_r + 0.5R_d}{s} \quad (2.26)$$

$$V_c = \frac{V_s \cos(\alpha)}{sn_2} \quad (2.27)$$

A Figura 2.4 ilustra a parte do rotor e, a partir desta, torque pode ser aumentado com o aumento de  $I_{rf}$ , que resulta no decaimento de  $V_c$ .

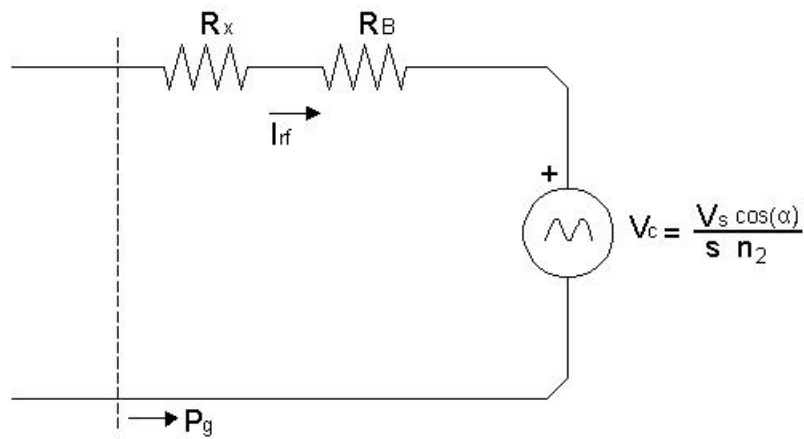


Figura 2.4: Circuito equivalente por fase do rotor da máquina de indução duplamente alimentada.

O torque desenvolvido pela máquina é obtido pela relação entre a potência de entreferro e a velocidade síncrona  $w_e$  e pode ser calculado pela Equação ( 2.28).

$$T_e = \frac{3p}{2} \frac{P'_{gf}}{w_e} = \frac{3p}{2} \frac{I_{rf}^2 R_a}{w_e s} \quad (2.28)$$

A Expressão ( 2.28) pode ser apresentada em termos de parâmetros do circuito. Para tal tem-se que

$$I_{rf} = \frac{SV'_s}{\sqrt{(sR'_s + \frac{Ra}{s})^2 + (sX'_{ls} + sX_{lr})^2}} \quad (2.29)$$

e substituindo a Equação ( 2.29) na Equação ( 2.28), obtém-se a equação de torque em termos dos parâmetros do circuito apresentada pela Equação ( 2.30).

$$T_e = \frac{3p}{2} \frac{V_s'^2 Ra}{w_e [(sR'_s + \frac{Ra}{s})^2 + (sX'_{ls} + sX_{lr})^2]} \quad (2.30)$$

A Equação ( 2.30) mostra a relação do torque com o escorregamento  $s$ , corrente do rotor  $I_{rf}$  e ângulo de disparo da ponte tiristorizada  $\alpha$ . Uma outra relação entre  $s$  e  $\alpha$  com o torque pode ser obtida pela análise da Figura 2.4. O torque é representado pela Equação ( 2.31).

$$T_e = \frac{3p}{2} \frac{P'_{gf}}{w_e} = \frac{3p}{2w_e} (V_c I_{rf} + I_{rf}^2 Rb) \quad (2.31)$$

Para valores pequenos de escorregamento, a simplificação das reatâncias e resistência do rotor pode ser feita já que estes possuem valores bem menores que os demais.

$$I_{rf} = \frac{\frac{sV_s}{n_1} - \frac{V'_s \cos(\alpha)}{sn_2}}{Rb} \quad (2.32)$$

Substituindo as Equações ( 2.27), ( 2.32) em ( 2.31) tem-se

$$T_e = \frac{3pV_s^2 s}{2w_e R_r n_1} \left[ \frac{s^2}{n_1} - \frac{\cos(\alpha)}{n_2} \right] \quad (2.33)$$

De acordo com a Equação ( 2.33) alguns resultados interessantes podem ser obtidos. O torque desenvolvido é proporcional à corrente fundamental do rotor

$I_{rf}$ . A Equação ( 2.32) ilustra que a corrente depende principalmente da diferença entre a tensão do rotor para um valor de escorregamento e a tensão da ponte retificadora.

A máquina pode operar nas seguintes condições:  $s < 0$  e  $s > 1$ . O balanço de potência pode ser ilustrado pela Equação( 2.34)

$$Tw_e = w_eTs + w_eT(1 - s) \quad (2.34)$$

em que as parcelas  $Tw_e$ ,  $w_eTs$  e  $w_eT(1 - s)$  podem ser identificadas, respectivamente, pelas potências do estator, elétrica do rotor e mecânica.

Caso a máquina opere a uma velocidade acima da velocidade síncrona ( $s < 0$ ), potência é absorvida no eixo e entregue a rede pelo rotor por meio dos conversores e pelo estator ( $T < 0, w_eT < 0, w_eT(1 - s) < 0$ ). Caso  $s > 1$ , o rotor atua como um freio e potência é fornecida à rede por meio do inversor. Esta potência é produzida pelo eixo e pelo estator ( $T > 0, w_eT(1 - s) < 0$ ).

## 2.2 Conclusões

No presente capítulo, foi possível compreender valiosos conceitos relacionados às máquinas de indução, no modo duplamente alimentado. O estudo do circuito equivalente foi realizado com o objetivo de possibilitar um melhor entendimento do modelo e serve para exemplificar ainda mais os conceitos referentes à este tipo de máquina.

A possibilidade do controle de velocidade, tanto no lado do estator quanto no rotor, é uma vantagem característica bem interessante da MIDA.

A análise do circuito equivalente permitiu entender importantes conceitos, como a relação entre escorregamento e ângulo de disparo da ponte de tiristores em função da relação de espiras entre o transformador e a máquina.





# Capítulo 3

## Técnicas de Acionamento de Máquinas de Indução Duplamente Excitadas

### 3.1 Introdução

A Máquina de Indução Duplamente Alimentada (MIDA) possui algumas vantagens quando comparada com o tipo convencional de máquina de indução com rotor em gaiola. O acesso aos enrolamentos do rotor da MIDA possibilita um controle do lado do estator, rotor ou de ambos. Diante destas possibilidades, a escolha de usar o lado do rotor é extremamente interessante, devido ao fato de envolver menor nível de potência, [D. Panda \(2001\)](#).

Máquinas de indução com rotor bobinado são comumente usadas em aplicações com elevada potência. Modelos de acionamento em que a potência de escorregamento é utilizada na variação de velocidade foram propostos inicial-

mente por [Kramer \(1908\)](#) e [Langsdorf \(1955\)](#). Em ambos os sistemas, a fonte de controle usada no circuito do rotor era uma máquina auxiliar.

Com advento dos conversores de potência como diodos e tiristores, foi possível substituir o motor adicional acoplado ao rotor por estes dispositivos. Vários modelos que utilizam conversores estáticos no circuito do rotor foram propostos principalmente por [V. N. Mittle \(1979\)](#), [A. Lavi \(1966\)](#) e [William Shepherd \(1969\)](#). Nestes esquemas, o fator de potência é baixo e o fluxo de potência no rotor flui apenas em uma direção. Assim a máquina pode operar, ou em velocidade subsíncrona ou supersíncrona.

A associação de um cicloconversor no rotor de uma MIDA, [Chattopadhyay \(1978\)](#), permite um fluxo de potência bidirecional no circuito do rotor e o controle de velocidade pode ser feito, tanto na velocidade subsíncrona quanto na supersíncrona.

Modelos mais recentes utilizam pontes de inversores IGBT para realizar a variação de velocidade. Estes são amplamente implementados em sistemas de geração de energia eólica, [D. Panda \(2001\)](#). Entretanto, existem aplicações de controle de velocidade de motores de elevada potência em que o custo total da instalação pode ser reduzido ao se utilizar conversores com custos mais baixos.

No presente capítulo são apresentadas as principais configurações, bem como as características das topologias de acionamento de máquinas de indução duplamente excitadas.

## 3.2 Acionamento Estático de Kramer

A técnica de variação de velocidade de motores de indução com rotor bobinado por meio da alteração da resistência no rotor possui o inconveniente da dissipação de energia nos resistores. Diante deste fato, o acionamento que permite uma variação de velocidade abaixo da velocidade síncrona feito por conexões de conversores em cascata é conhecido como acionamento estático de Kramer e seu esquema de montagem é ilustrado pela Figura 3.1. O acionamento estático de Kramer é um modelo em que a energia do circuito rotórico não é queimada na resistência, e sim, transformada em corrente alternada e devolvida à rede. Em tal modelo, a velocidade é controlada pela tensão aplicada aos terminais do rotor. Este tipo de acionamento consiste basicamente em um motor de indução com rotor bobinado e acoplado ao seu circuito de rotor tem-se uma associação de conversores estáticos (ponte de diodo e tiristor), que na outra extremidade se conectam a um transformador, de forma a possibilitar que a tensão seja devolvida à rede.

A utilização deste sistema é bastante característica em situações em que a faixa de variação de velocidade possui valores próximos e que sejam menores que a velocidade síncrona.

Uma das principais vantagens deste tipo de acionamento é que o sistema possui características de uma máquina de corrente contínua que apresenta um controle de velocidade mais simples. Esta vantagem, em determinadas aplicações, como variação de velocidade com conversores de menor potência, pode suprir as desvantagens, citadas anteriormente, de uma máquina de indução com rotor bobinado em relação ao rotor em gaiola de esquilo.

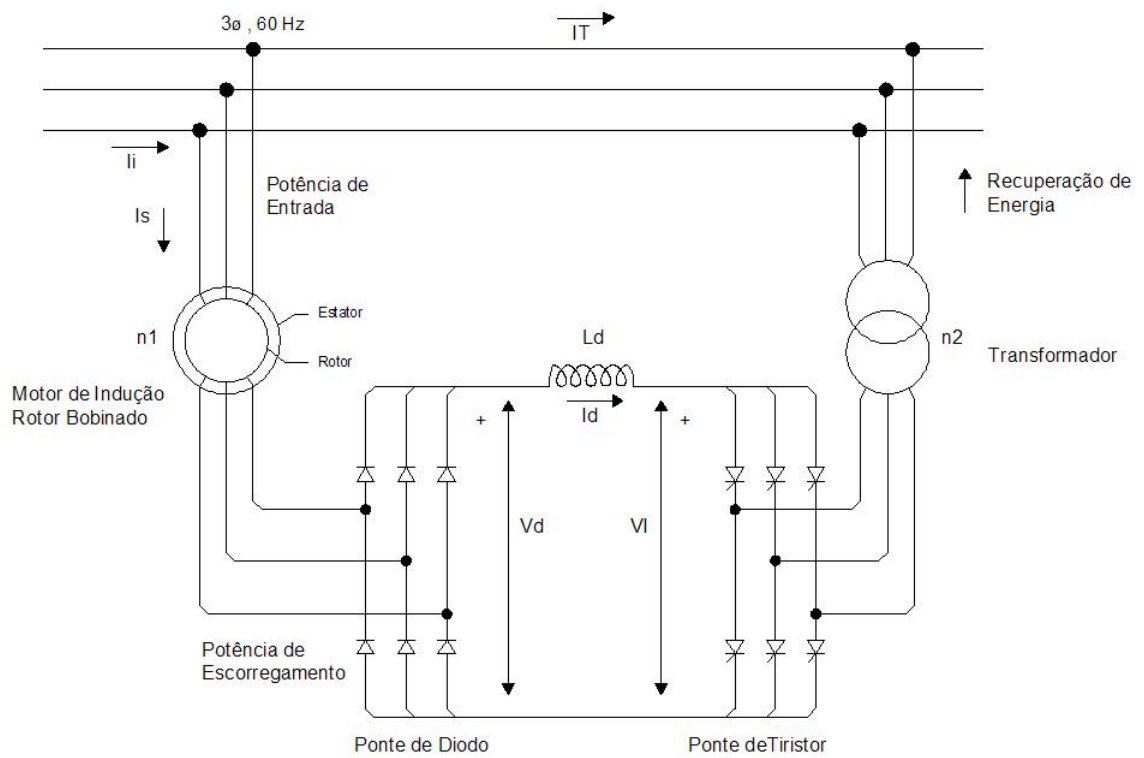


Figura 3.1: Modelo acionamento estático de Kramer.

A variação da velocidade no sistema apresentado ocorre por meio da alteração da potência de escorregamento no rotor. Como a corrente no circuito do rotor de uma máquina de indução é cerca de 6 vezes menor que a corrente no estator é possível utilizar conversores com potências mais baixas, quando comparado com esquemas em que a variação é feita no lado do estator.

O fluxo no entreferro da máquina é mantido constante quando a fonte de alimentação não apresenta flutuações e, neste caso, as perdas no estator podem ser consideradas nulas.

A tensão aplicada aos terminais do estator forma um fluxo no entreferro que permanece praticamente constante, caso as perdas no circuitos do estator e a flutuação de tensão da fonte sejam desconsiderados. O diagrama de fase referido ao estator de uma máquina pode ser observado na Figura 3.2, em que  $V_L$  é a tensão de fase,  $I'_{rf}$  é a componente na frequência fundamental da corrente de rotor referida ao estator,  $\psi_s$  é o fluxo no entreferro,  $I_m$  é a corrente de magnetização e  $\varphi$  é o ângulo do fator de potência.

Com um fluxo constante no entreferro, o torque da máquina é diretamente proporcional à corrente  $I'_{rf}$ . Como  $I'_{rf}$  é proporcional à corrente  $I_d$  (conforme Equação( 2.11)) fica evidente que o torque também é proporcional à  $I_d$ . Ao invés de realizar uma variação de torque por meio de resistências inseridas no circuito do rotor, como discutido anteriormente, pode ser feito ao variar a corrente  $I_d$ .

Na operação em regime permanente, a tensão retificada  $V_d$  e a tensão de entrada na ponte tiristorizada  $V_I$  estão balanceadas. Para tal, as perdas no enrolamento do  $L_d$  não foram consideradas. A tensão  $V_d$  é proporcional ao escorregamento  $s$  e a corrente  $I_d$  é responsável pelo desenvolvimento de torque. Para uma determinada velocidade, a diminuição do ângulo de disparo da ponte de ti-

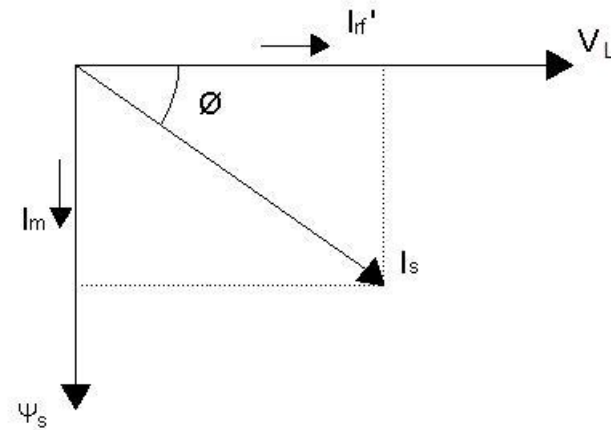


Figura 3.2: Diagrama fasorial do modelo de Kramer.

ristores provoca uma queda na tensão  $V_I$  e para manter o equilíbrio das tensões,  $I_d$  aumenta o que provoca um conseqüente aumento de torque.

A velocidade da máquina é alterada de acordo com o valor da tensão  $V_I$  que é determinada pelo ângulo de disparo da ponte de tiristor.

A análise da Equação ( 2.2) permite que, teoricamente, a variação de velocidade possa ser feita desde a velocidade nula até a velocidade síncrona por meio da alteração do ângulo de disparo  $\alpha$ .

- Velocidade 0 -  $V_d$  é máximo então  $\alpha = \pi$
- Velocidade síncrona -  $V_d$  é zero então  $\alpha = \frac{\pi}{2}$

Para situações práticas, a velocidade máxima é menor que a velocidade síncrona de modo que torque seja desenvolvido com uma pequena queda de tensão no indutor ( $V_d = I_d R_d$ ) para  $V_I = 0$

A partir da Equação ( 3.1) é possível verificar que o torque é proporcional à corrente  $I_d$ , o que identifica que o modelo possui características semelhantes ao de uma máquina de corrente contínua.

$$T_e = \frac{p1.35V_L}{2w_e n_1} I_d \quad (3.1)$$

Considerando uma carga acoplada à máquina, a velocidade tende a diminuir e a corrente  $I_d$  aumenta, então  $T_e = T_L$ . Em outras palavras, para um ângulo de disparo fixo,  $V_I$  permanece constante, entretanto, para balancear a queda de tensão no indutor de acoplamento c.c.,  $V_d$  aumenta, diminuindo, assim, a velocidade.

O acionamento estático de Kramer possui característica de controle em um quadrante e este não possibilita capacidade de frenagem regenerativa e a mudança de sentido de rotação não é possível.

### 3.2.1 Ajuste de Velocidade pelo Ângulo de Disparo

A partir do circuito equivalente do motor de indução e desprezando a impedância do estator, a tensão eficaz por fase no circuito do rotor é dada pela Equação ( 3.2)

$$V_r = \frac{V_s w_r}{n_1 w_s} = \frac{V_s s w_s}{n_1 w_s} = \frac{V_s s}{n_1} \quad (3.2)$$

em que  $w_s$  e  $w_r$  são, respectivamente, as frequências angulares das tensões aplicadas ao estator e rotor e  $n_1$  é a relação de espiras entre o estator e o rotor da máquina. A tensão de acoplamento c.c. no terminal do retificador, bem como a tensão do lado da ponte de tiristor conectada ao transformador, são expressas pelas Equações ( 3.3) e ( 3.4), [Muhammad \(2001\)](#).

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}V_r}{\pi} \quad (3.3)$$

$$V_i = -\frac{3\sqrt{6}V_s \cos(\alpha)}{\pi n_2} \quad (3.4)$$

em que  $n_2$  é a relação de espiras do transformador. O sinal negativo na Equação ( 3.4) é devido ao fato da ponte tiristorizada prover tensão negativa no modo inversor. O indutor  $L_d$  tem função principal de garantir condição de corrente contínua entre os conversores. Desprezando perdas no indutor tem-se que  $v_d = v_i$ , assim,

$$\frac{3\sqrt{6}V_r}{\pi} = -\frac{3\sqrt{6}V_s \cos(\alpha)}{\pi n_2} \quad (3.5)$$

Substituindo a Equação ( 3.2) na Equação ( 3.5) obtém-se a Equação ( 3.6)

$$s = -\cos(\alpha)N \quad (3.6)$$

em que  $N = \frac{n_1}{n_2}$

A velocidade do rotor pode ser representada pela Equação ( 3.7)

$$w_o = \frac{(1-s)w_s}{p} = \frac{w_s(1+N\cos(\alpha))}{p} \quad (3.7)$$

em que  $p$  é o número de par de polos.

Assim, a velocidade pode ser controlada pelo ajuste do ângulo de disparo da ponte de tiristores. A variação de  $\alpha$ , entre 180 e 90 graus, permite uma alteração de velocidade entre 0 e a velocidade nominal da máquina.



### 3.2.2 Cálculo da Indutância $L_d$

Geralmente, o controle de velocidade de motores com dupla alimentação utiliza em suas configurações um indutor e existe uma dificuldade em encontrar bibliografias ou trabalhos em que é apresentada uma metodologia para se determinar um valor real do indutor de acoplamento c.c ( $L_d$ ). Considerar o valor de  $L_d$  infinito é um artifício interessante para situações didáticas por simplificação e facilidade de entendimento de conceitos. Entretanto, tanto para simulações quanto implementações de situações reais tem-se a necessidade de obter um valor de indutância que atenda às especificações do sistema. Esta análise prévia é importante para evitar a utilização de parâmetros com valores elevados sem necessidade. Este procedimento reduz custos e pode ser determinante para viabilizar o modelo.

Diante desta situação, esta seção tem como finalidade exemplificar uma forma de determinar o valor de indutância que possa ser utilizado.

Considere a ponte trifásica ilustrada pela Figura 3.3. Assumindo uma indutância de carga infinita ( $L_d \rightarrow$  infinito), as formas de onda referentes à ponte retificadora da Figura 3.3 podem ser observadas na Figura 3.4.

Como mostrado na Figura 3.4, os diodos irão conduzir durante um período de tempo igual a  $\frac{2\pi}{3}$ . O sinal da tensão na carga ( $V_d$ ) é também mostrado na Figura 3.4. Este sinal é simétrico e repete a cada  $\frac{\pi}{3}$ . A tensão média é calculada pela Equação (3.8).

$$V_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2}V_L \cos(wt) dw = 1,35V_L \quad (3.8)$$

Em que  $V_L = \sqrt{3}V_S$  e  $V_S$  é a tensão de linha em rms na entrada da ponte.

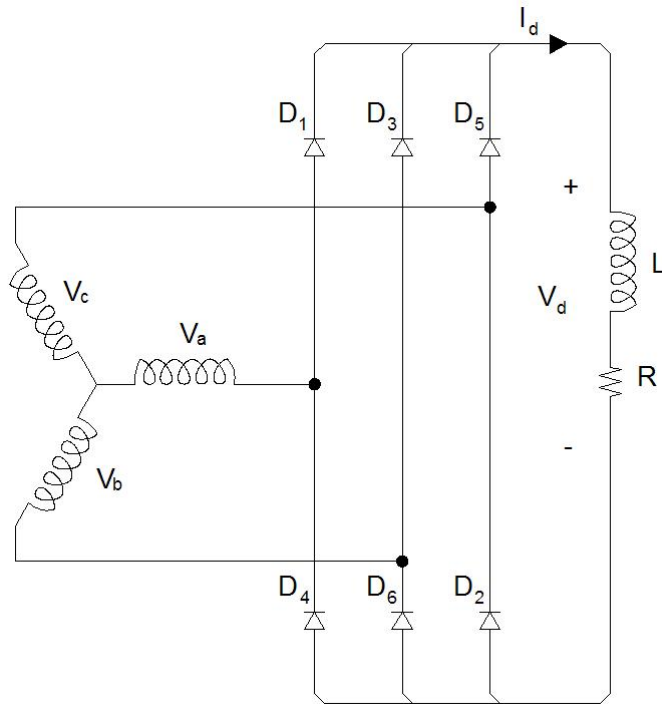


Figura 3.3: Ponte retificadora trifásica.

Considerando um sinal de entrada trifásico, senoidal com 60 Hz de frequência em uma ponte retificadora, o *ripple* da tensão de saída ( $V_d$ ) possui uma frequência igual a 360 Hz (6 x 60 Hz). Assim, por meio da Equação ( 3.8) é possível calcular o valor máximo e mínimo de  $V_d$ .

$$V_d(max) = V_d(0) = \sqrt{2}V_L \cos(0) = 1,41V_L \quad (3.9)$$

$$V_d(min) = V_d\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{2}V_L \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = 1,22V_L \quad (3.10)$$

$$Ripple = \Delta V_d = 0,19V_L \quad (3.11)$$

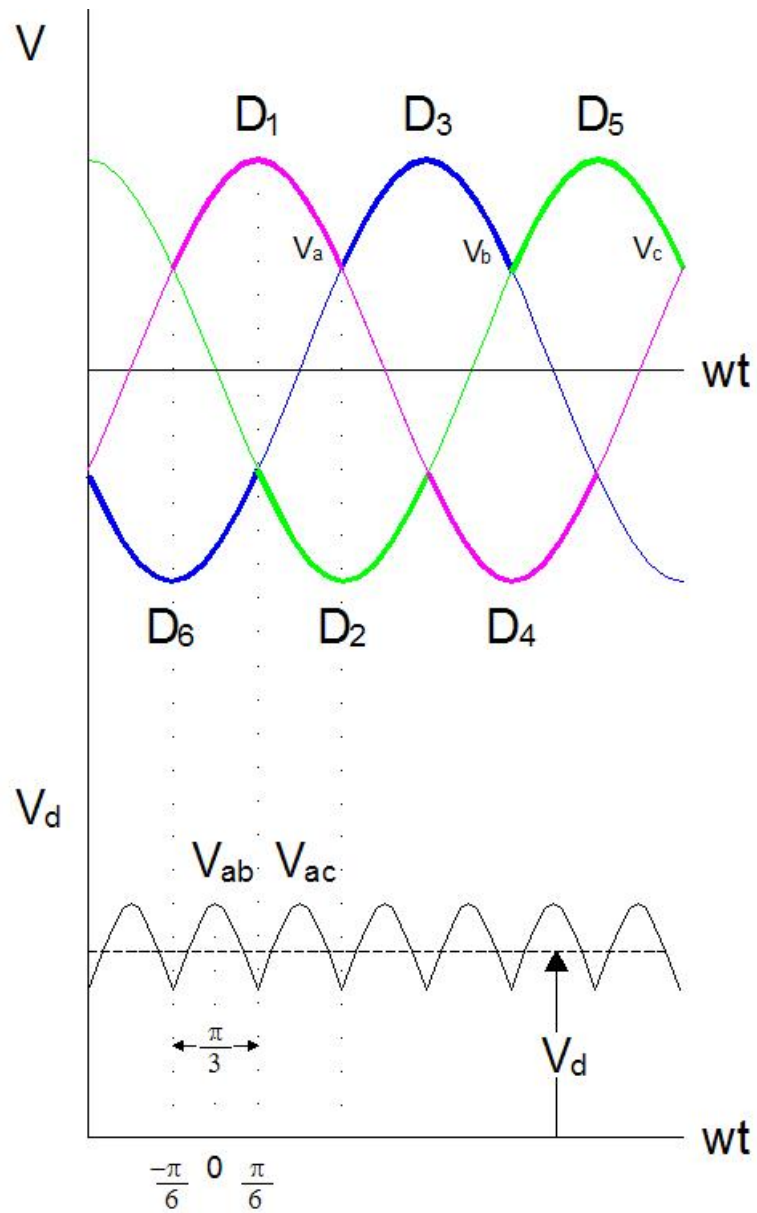


Figura 3.4: Formas de onda da ponte retificadora trifásica.

Substituindo as Equações ( 3.9), (3.10), (3.11) na Equação ( 3.12) obtém-se a Equação ( 3.13) que pode ser utilizada para estimar o valor de  $L_d$

$$V = L_d \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.12)$$

$$L_d = \frac{\Delta V \Delta t}{\Delta i} \quad (3.13)$$

em que  $\Delta t$  é o tempo referente a variação entre  $V_d(max)$  e  $V_d(min)$  e  $\Delta i$  é um valor aceitável do *ripple* da corrente no indutor que em vários casos pode ser considerado de 90% à 110% da corrente nominal. Um exemplo prático para o cálculo da  $L_d$  é apresentado no Capítulo 4 em que o valor da indutância é calculado para uma situação prática.

### 3.2.3 Diagrama de Fluxo de Potência do Acionamento de Kramer

O fluxo de potência na máquina é essencial para determinar o modo em que a MIDA irá operar. A Figura 3.5 ilustra o fluxo de potência do acionamento de Kramer.

A partir da alimentação da rede, tem-se que parte da potência total fornecida à máquina serve para magnetizar as reatâncias indutivas (potência reativa), a outra parte é a potência que realiza trabalho (potência ativa). A potência no entreferro ( $P_g$ ) que flui do estator é obtida ao retirar da potência ativa as perdas no enrolamento do estator e no núcleo e é dividida entre a potência mecânica de entrada no eixo e a potência de escorregamento ( $sP_g$ ). Como saída tem-se a

potência mecânica da máquina (potência no eixo do motor).

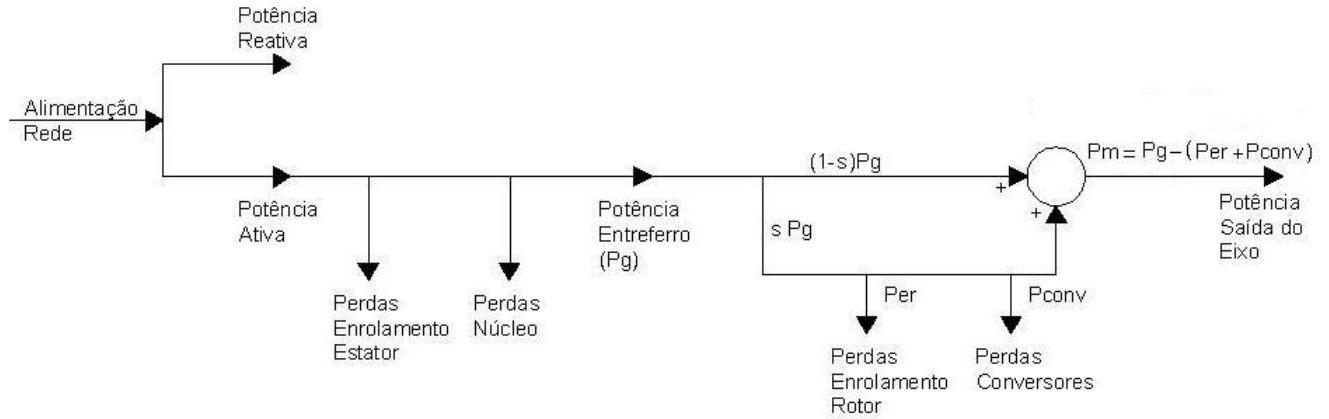


Figura 3.5: Diagrama de fluxo de potência do acionamento Kramer.

### 3.3 Acionamento Estático Scherbius

Outra alternativa proposta para evitar o uso de resistências no rotor para variação de velocidade é conhecida como acionamento estático Scherbius. Diversos modelos deste tipo de acionamento são propostos na literatura [A. Lavi \(1966\)](#) e [Bose \(2001\)](#).

A análise do diagrama fasorial ilustrado pela Figura 3.2 indica que o modelo de Kramer possibilita a operação da máquina apenas como motor e isso indica que a operação do sistema ocorre em apenas um quadrante. Para o caso de operação do sistema no modo regenerativo, a corrente no rotor ( $I_{rf}$ ) deve ser reversa em relação à tensão  $V_s$  como mostra o diagrama fasorial da Figura 3.6. Com este novo diagrama, a potência de escorregamento flui também na direção contrária.

Caso a ponte de diodo do lado da máquina seja substituída por uma ponte

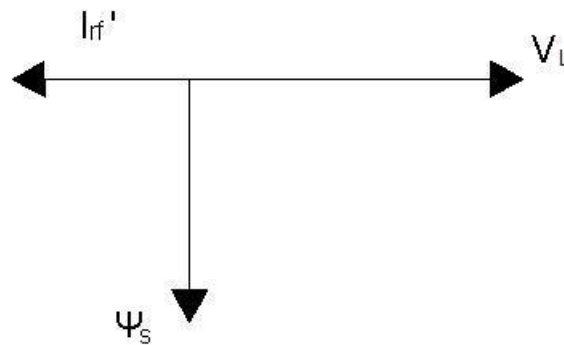


Figura 3.6: Diagrama fasorial do modelo Scherbius.

tiristorizada, como apresentada na Figura 3.7, é possível controlar a potência de escorregamento em ambas as direções. Para uma velocidade abaixo da velocidade síncrona e com a potência de escorregamento fluindo de modo reverso, a potência que produz torque mecânico pode ser enviada ao circuito do estator. Um sistema de acionamento, em que a potência de escorregamento pode fluir para ambos os lados, pode ser controlado como motor ou como sistema de frenagem regenerativa nas faixas de velocidades maiores ou menores que a síncrona. Este esquema é conhecido como acionamento estático Scherbius.

O esquema Scherbius é bem conhecido pela sua característica de velocidade ajustável e eficiência de desempenho quando comparado com o model de Kramer. Segundo [P. Lehone \(1982\)](#), as características favoráveis e custos moderados deste tipo de acionamento são ainda mais favoráveis quando aplicados em máquinas com potência da ordem de 50 MW.

A unidade recebeu a atenção de diversos pesquisadores. O trabalho de [A. Lavi \(1966\)](#) analisou tanto no estado estacionário quanto no transitório o comportamento da máquina, usando um conversor de tensão. Entretanto, suas análises não

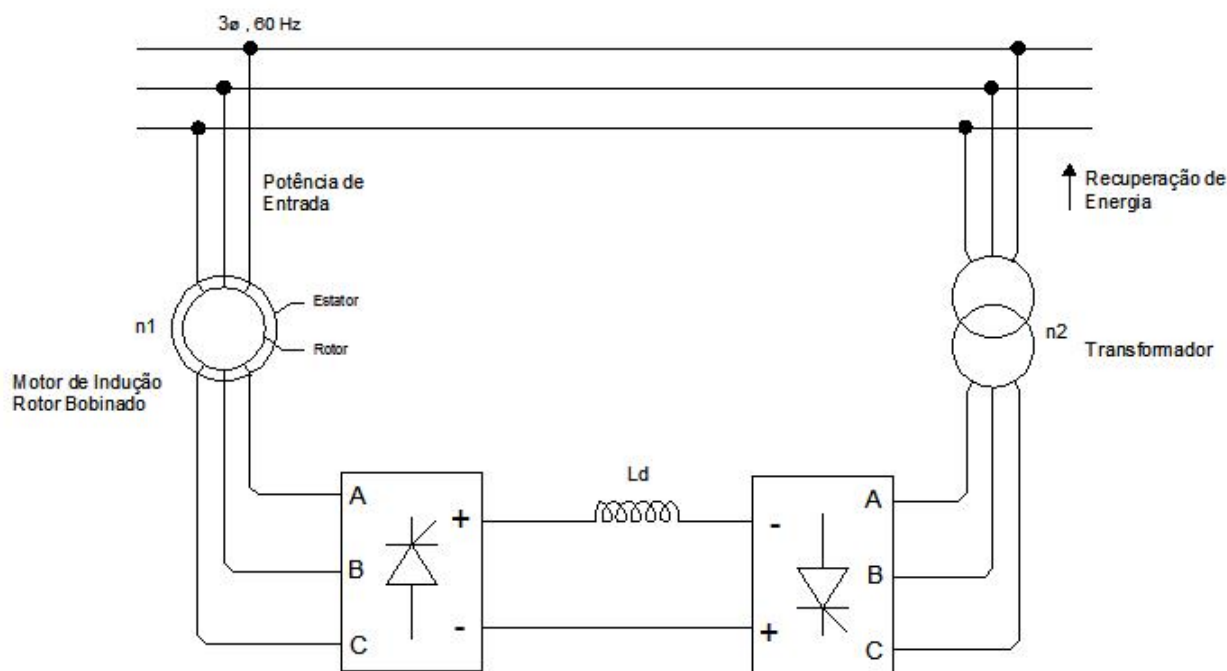


Figura 3.7: Modelo de acionamento estático Scherbius.

levaram em conta os efeitos da indutância de acoplamento. Em uma publicação posterior os efeitos desta indutância foram analisados por meio de um modelo interativo. Para o estado transitório, apenas um modelo reduzido de segunda ordem foi apresentado.

Miljanic (1968) introduziu ao esquema de acionamento um conversor do tipo *through-pass* com o objetivo de melhorar o fator de potência. O trabalho de William Shepherd (1969) recomendou uma realimentação no estator para o mesmo fim, ao custo de menor eficiência.

V. N. Mittle (1979) entrou no mérito da operação no modo regenerativo e Smith (1977) propôs a utilização de um cicloconversor ao invés dos conversores em cascata e foi possível verificar que o comportamento do sistema foi satisfatório. V. Pavlov (1979) desenvolveu um sistema híbrido do qual o esquema Scherbius no

modo de operação subsíncrona foi apenas um modo de operação. As reatâncias do motor foram incluídas na análise em regime permanente, todavia, esta não foi realizada em regime transitório.

Um estudo completo do sistema em malha fechada foi desenvolvido por [G. Giannakopoulos \(1979\)](#) que desenvolveu as equações diferenciais da máquina de forma numérica e não as linearizando. O modelo utilizado para o motor foi de quinta ordem. [V. N. Mittle \(1979\)](#) com seus colaboradores usaram um modelo de quinta ordem do motor para estudo em regime transitório e durante a análise, os efeitos das perdas pelo efeito indutivo foram desprezados. Bem como [Smith \(1977\)](#), [Tsuchiya \(1980\)](#) utilizou um cicloconversor no modelo sendo que eles incluíram um microprocessador em suas análises.

[P. Franz \(1981\)](#) fez uma análise similar a [Smith \(1977\)](#) e [G. Giannakopoulos \(1979\)](#) substituindo a fonte de corrente por uma fonte de tensão usada anteriormente.

O excesso de energia no rotor pode ser trazido de volta ao estator por meio da ponte tiristorizada. A quantidade desta energia é controlada pelo ângulo de disparo dos tiristores do inversor. No processo, a tensão do rotor é determinada. A tensão c.c. intermediária deve ser filtrada, a fim de limitar os harmônicos no circuito do rotor, tanto quanto possível. Este é o papel da indutância  $L_d$ .

No sistema Scherbius, ilustrado na Figura 3.7, a ponte de diodo do circuito de Kramer foi substituída por uma ponte de tiristor. Desta forma, o esquema passa a ter duas pontes com ângulo de disparo controlável. Isto possibilita que a potência de escorregamento flua em duas direções. A capacidade de se ter potência bidirecional possibilita que o equipamento funcione, não só como motor ou gerador, mas também nas regiões de velocidade acima ou abaixo da veloci-



dade síncrona. Entretanto, a faixa de velocidade continua limitada próximo da velocidade síncrona. Esta montagem é mais cara e possui controle de velocidade mais complexo. Todavia as vantagens são uma corrente praticamente senoidal no rotor que reduz as perdas com harmônicos e uma capacidade de operação da máquina no modo sobre excitada, que permite uma eventual correção de fator de potência no lado do estator. A operação no modo síncrona é possível quando o conversor opera como um retificador e gera uma excitação de corrente c.c. na máquina.

Durante a operação da máquina, a frequência e a fase de saída do conversor devem acompanhar de perto os mesmos dados de saída do rotor. O transformador na entrada reduz a tensão de entrada de modo que o conversor funcione com o melhor fator de potência para a faixa de velocidade de operação. Infelizmente, como no sistema de Kramer, o acionamento requer também a partida com reostato.

### **3.4 Acionamento com Cicloconversor no Circuito do Rotor**

Outro método desenvolvido para controle de velocidade de máquinas de indução com rotor bobinado é composto por um cicloconversor associado ao circuito do rotor da máquina e é ilustrado na Figura 3.8. Esta ponte de tiristores atua com a variação da frequência da tensão aplicada diretamente ao circuito do rotor, sendo que esta é aplicada na frequência de escorregamento. O modelo permite um fluxo de potência reversível, o que possibilita o controle de velocidade tanto no

modo subsíncrono como no modo supersíncrono por meio do controle de tensão aplicada aos enrolamentos do rotor.

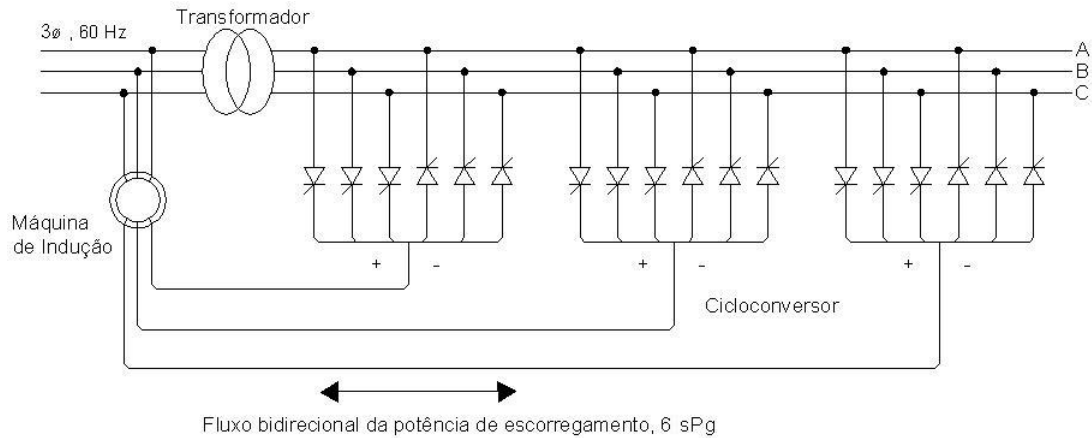


Figura 3.8: Modelo de acionamento cicloconversor.

O trabalho desenvolvido por [W. E. Long \(1971\)](#) descreve um controle utilizando cicloconversores em uma máquina de indução duplamente excitada no qual as características de torque e velocidade são similares a um motor c.c. [Weiss \(1974\)](#) em seu trabalho ilustra a aplicabilidade e performance de acionamentos de bombas e compressores com cicloconversores associados a motores duplamente excitados.

O cicloconversor é o conversor que permite variar a frequência e amplitude da tensão de saída. A [Figura 3.9](#) ilustra seu diagrama de blocos. A frequência de saída pode variar de zero (circuito retificador) até um valor limite do qual é sempre menor que a frequência de entrada.

### 3.4.1 Cicloconversor com Transformador de Interfase (IGR)

Cicloconversores são associações de retificadores controlados, de maneira que cada um dos retificadores produza, sobre a carga, tensões com valores médios



Figura 3.9: Diagrama de blocos do cicloconversor.

opostos. A Figura 3.10 ilustra o esquema de um cicloconversor para o caso de entradas trifásicas e saída monofásica.

Aplicação típica deste tipo de circuito é no acionamento de grandes motores elétricos (indução ou síncrono), na faixa de centenas ou milhares de kVA, em baixas velocidades, como ocorre em moínhos, por exemplo, para fabricação de cimento. Dada a alta potência requerida, não é possível utilizar transistores. Uma vez que a aplicação exige frequências baixas sobre a carga, torna-se possível utilizar tiristores com comutação natural.

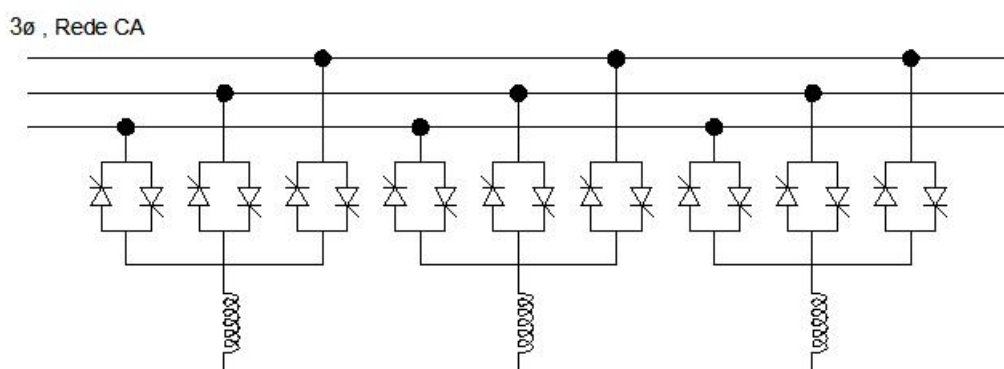


Figura 3.10: Esquema do cicloconversor trifásico.

Uma configuração típica e bastante empregada em situações práticas, mostrada pela Figura 3.11, consiste em um cicloconversor trifásico de meia onda que é uma associação de 18 tiristores em anti-paralelo. O circuito é composto por três grupos de retificadores de meia onda. Um transformador de interfase, co-

nhecido pela literatura como *inter-group reactor (IGR)*, é conectado à cada fase com a finalidade de restringir a circulação de corrente entre o terminal positivo e negativo do cicloconversor. Apesar das componentes fundamentais das ondas de tensão na saída dos conversores serem iguais, harmônicos causam diferença de potencial que irão causar curto-circuito, caso o IGR não seja introduzido no sistema. Diante desta questão uma atenção especial deve ser dada ao estudo de implementações de cicloconversores com transformador de interfase.

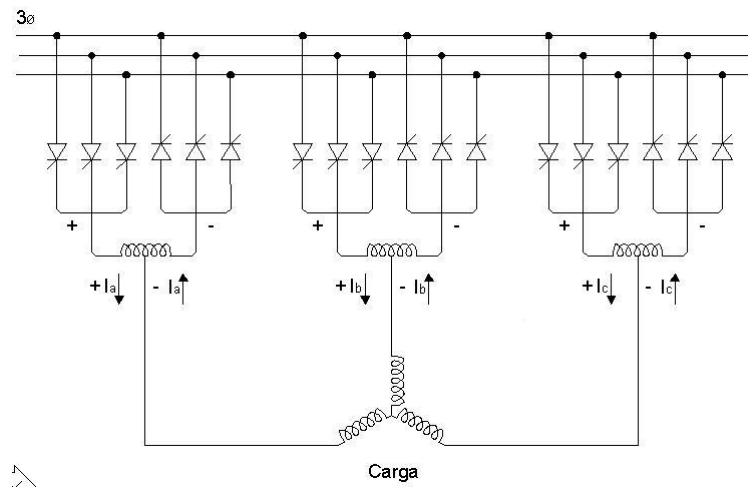


Figura 3.11: Cicloconversor com 18 tiristores e transformador de interfase (IGR).

Uma vasta gama de aplicações industriais que envolvem conversores estáticos, necessitam do fluxo de corrente unidirecional de forma que o sistema como um todo opere satisfatoriamente. Este fluxo direto de corrente pode ser obtido ao conectar dois ou mais retificadores em paralelo. Uma configuração comum deste tipo de conexão é feita por meio de dois retificadores de três pulsos interligados em paralelo, sendo que configurações de ordens mais elevadas podem ser conseguidas ao se colocar em cascata estes retificadores.

O circuito equivalente de Thèvenin de um conversor é representado na Fi-

gura 3.12, desprezando a impedância de Thèvenin de cada conversor, Bose (2001). Os diodos permitem o fluxo de corrente na direção indicada. Ambas as tensões  $V_{d1}$  e  $V_{d2}$  são controladas para serem iguais. Desta forma a tensão de saída ( $V_{d0}$ ) em qualquer condição é igual a  $V_{d1}$  e  $V_{d2}$  e a corrente  $I_d$  pode circular em ambas as direções. A partir destas considerações, é possível desenvolver a Equação (3.14) em que a  $V_{d0}$  é a tensão contínua de cada conversor com ângulo de disparo zero e  $\alpha_p$  e  $\alpha_n$  são os respectivos ângulos de disparo. A Figura 3.13 mostra as características do conversor de acordo com seu respectivo ângulo de disparo. A linha horizontal tracejada representa a tensão de saída e sua polaridade pode ser variada, bem como modulada de forma senoidal por meio da mudança dos ângulos de disparo. De acordo com a relação apresentada pela Equação (3.14), a relação entre os ângulos de disparo pode ser dada por (3.15). Para o caso particular exemplificado na Figura 3.13,  $V_d/V_{d0} = 0.5$ ,  $\alpha_p = \pi/3$  e  $\alpha_n = 2\pi/3$ . A Figura 3.14 apresenta o circuito equivalente quando as fontes variáveis de tensão contínua são substituídas por fontes senoidais.

$$V_0 = V_d = V_{d0} \cos(\alpha_p) = -V_{d0} \cos(\alpha_n) \quad (3.14)$$

$$\alpha_p + \alpha_n = \pi \quad (3.15)$$

Entretanto, para situações práticas, a interligação de dois ou mais retificadores em paralelo não é tão simples devido às oscilações de tensão na saída dos retificadores. Caso as tensões de saída dos retificadores não coincidam, haverá um fluxo de corrente entre eles, que poderá afetar diretamente a performance do dispositivo instalado no sistema. Uma forma de evitar esta problemática situação

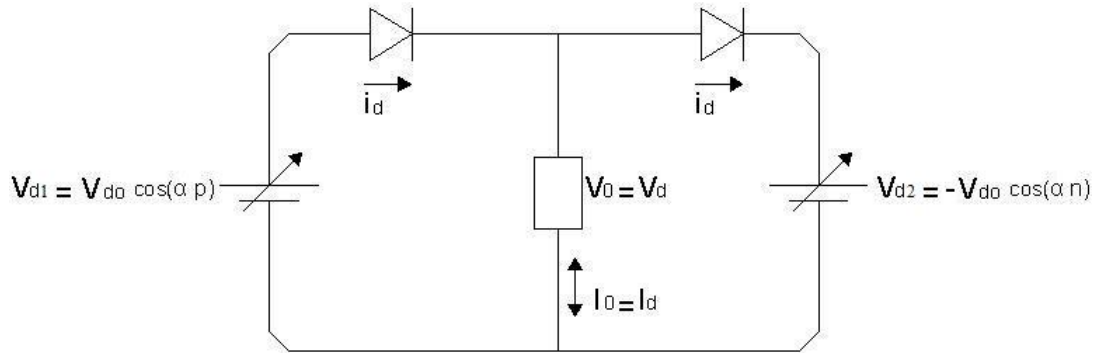


Figura 3.12: Circuito equivalente de Thèvenin de um conversor (fonte variável de tensão).

é conectar os conversores em paralelo por meio de um transformador de interfase, conforme ilustra a Figura 3.11.

A Figura 3.15 ilustra o circuito equivalente de um circuito com cicloconversor e transformador de interfase. É possível verificar que no circuito com o IGR existe uma corrente induzida que circula entre o positivo e o negativo do conversor. Este fenômeno é ilustrado na Figura 3.16. Assumindo que o circuito possui características predominantemente indutivas, que a corrente de carga  $i_0$  seja forçada a ser senoidal pela tensão  $v_0$  e que no instante inicial ( $t = 0$ ) a corrente na carga inicia seu ciclo positivo, como ilustra a Figura 3.16, a corrente de carga com valor positivo é provocada somente pelo lado positivo do conversor ( $i_p = i_0$ ). O deslocamento positivo da corrente na carga durante o intervalo de 0 a  $\frac{\pi}{2}$  cria uma queda de tensão positiva ( $v_l = \frac{di_0}{dt}$ ) no enrolamento primário do IGR. Com a polaridade definida de acordo com a Figura 3.15, a tensão induzida no secundário será negativa e inversa no diodo  $D_n$ . Este fato faz com que nenhuma corrente flua pelo negativo do conversor. Todavia, considerando para o ângulo de  $\frac{\pi}{2}$ ,  $v_L = 0$  quando  $i_0$  atinge o valor de pico de  $I_m$ . A partir deste momento,  $v_L$  tende a mudar

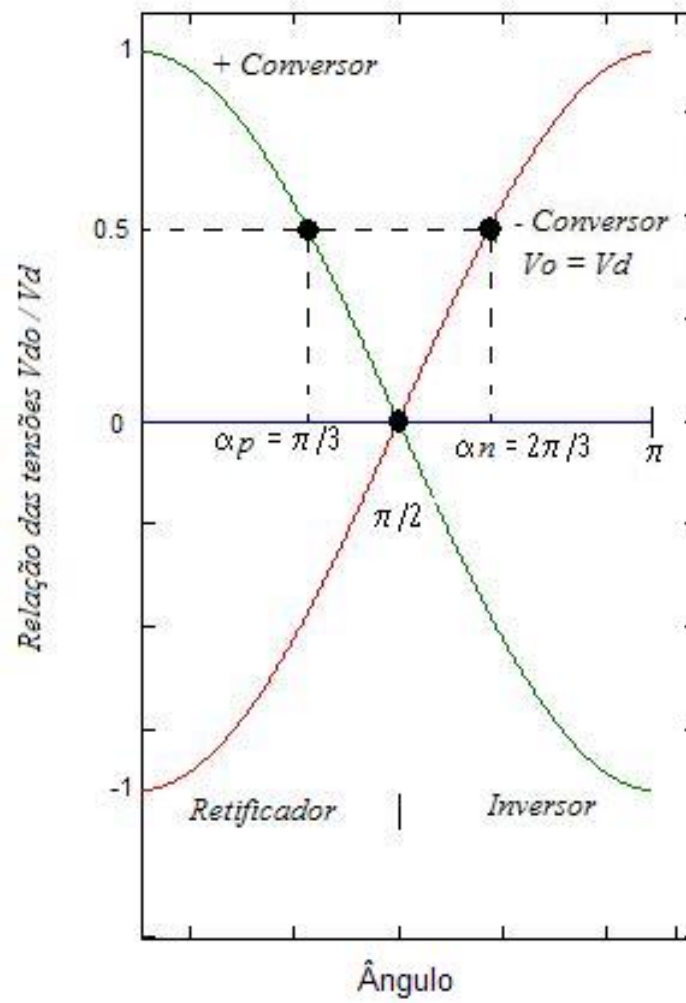


Figura 3.13: Relação das tensões do conversor de acordo com os ângulos de disparo.

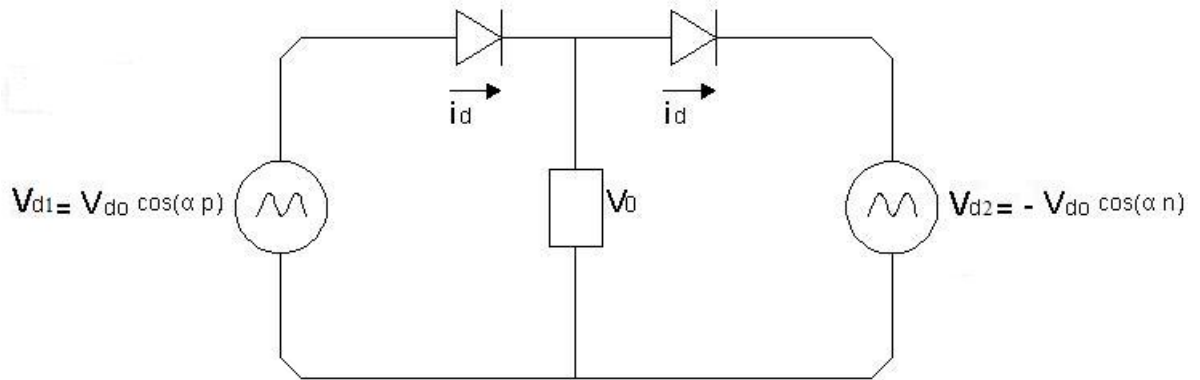


Figura 3.14: Circuito equivalente de Thèvenin de um conversor (fontes senoidais).

de polaridade. Assim, corrente será induzida no negativo do conversor o que faz com que a tensão no conversor tenda a zero. A partir deste momento, a tensão no conversor será mantida em zero e a mmf  $0.5NI_m$  ( $N =$  número de espiras do IGR) também é mantida em zero. Como resultado, haverá uma corrente auto induzida entre o positivo e o negativo do conversor, como mostra a Figura 3.16. Desde que o total da mmf (ou fluxo concatenado) no IGR permaneça constante ( $0.5NI_m$ ) a qualquer momento, o balanço da tensão mmf pode ser escrito pelas Equações ( 3.16) ou ( 3.17)

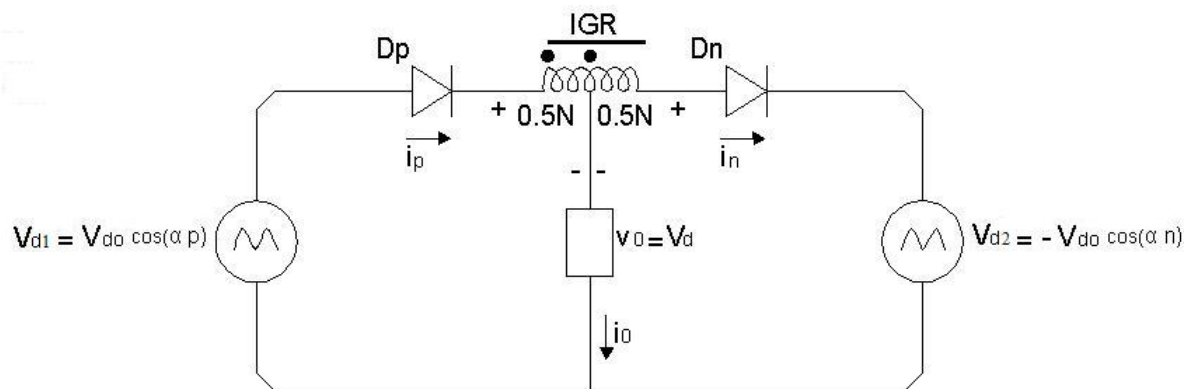


Figura 3.15: Circuito equivalente do cicloconversor com transformador de inter-fase (IGR).



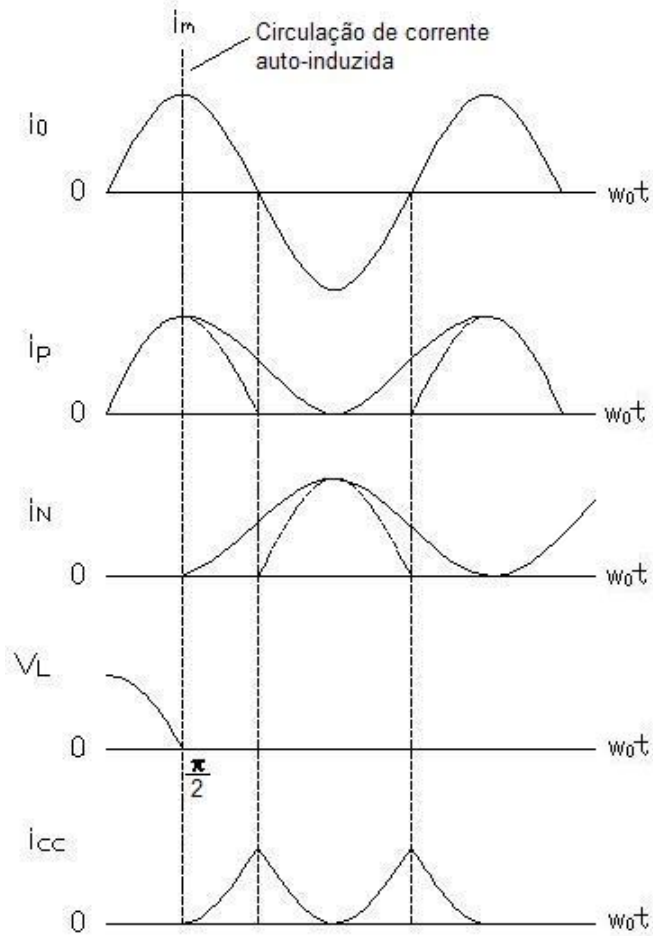


Figura 3.16: Formas de onda que ilustra a circulação de corrente induzida no circuito com transformador de interfase (IGR).

$$0.5Ni_p + 0.5Ni_n = 0.5NI_m \quad (3.16)$$

$$i_p + i_n = I_m \quad (3.17)$$

Mas,

$$i_p - i_n = i_0 = I_m \text{sen}(w_0t) \quad (3.18)$$

A partir das Equações ( 3.17) e ( 3.18) é possível determinar  $i_p$  e  $i_n$  como ilustra as Equações ( 3.19) e ( 3.20).

$$i_p = 0.5I_m + 0.5I_m \text{sen}(w_0t) \quad (3.19)$$

$$i_n = 0.5I_m - 0.5I_m \text{sen}(w_0t) \quad (3.20)$$

As formas de onda de  $i_p$  e  $i_n$ , ilustradas na Figura 3.16, indicam que a diferença entre a corrente no conversor e a componente da corrente na carga constitui a corrente auto induzida.

A inserção do IGR ao circuito do cicloconversor possibilita algumas vantagens e desvantagens que podem ser listadas abaixo.

Vantagens:

- a onda da tensão de saída ( $v_0$ ) é mais suave e conseqüentemente produz menos harmônicos na carga;
- a faixa de frequência de saída é maior;

- os harmônicos introduzidos na rede são menores;
- o controle é mais simples.

Desvantagens:

- o IGR aumenta os custos do sistema;
- a circulação de corrente produz uma carga adicional nos tiristores, o que aumenta as perdas.

### 3.5 Acionamento com Inversor de Frequência no Circuito do Rotor

A máquina de indução duplamente alimentada (MIDA) com acionamento com inversor de frequência no circuito do rotor é equipada com dois conversores estáticos no rotor, c.a/c.c/c.a, numa configuração dual, formados por pontes de conversores trifásicas de seis pulsos, geralmente com transistor bipolar com gate isolado (IGBT), interligados por um barramento de corrente contínua c.c e um filtro com capacitor para estabilização da tensão no barramento c.c e para armazenamento de energia no conjunto. O conversor do lado da máquina funciona de forma a produzir correntes e tensões com amplitude, frequência e fase variáveis, utilizando técnicas de controle vetorial. Assim, permite o fluxo de potência ativa e reativa de forma bi-direcional no circuito do rotor, podendo a máquina operar em velocidades subsíncrona e supersíncrona, [Silva \(2006\)](#).

A Figura 3.17 ilustra uma máquina assíncrona trifásica com rotor bobinado cujo circuito rotórico, que opera a uma frequência variável, se encontra ligado à

rede (caracterizada por uma frequência fixa) por meio de um conversor c.a/c.c/c.a. Por sua vez, o estator da MIDA está ligado diretamente à rede, [Ferreira \(2009\)](#).

Interligando os dois conversores existe um barramento de corrente contínua (*link c.c*) configurando uma topologia de conversores fonte de tensão, devido à ação de estabilização da tensão  $V_{cc}$  pelo capacitor  $C$ . Este barramento é modelado matematicamente utilizando-se as correntes contínuas  $I_{ccrede}$  e  $I_{ccmaq}$  que subtraídas resultam na corrente do capacitor  $I_C$ , conforme Equação ( 3.21).

$$I_{ccrede} - I_{ccmaq} = I_C = C \frac{d}{dt} V_{cc} \quad (3.21)$$

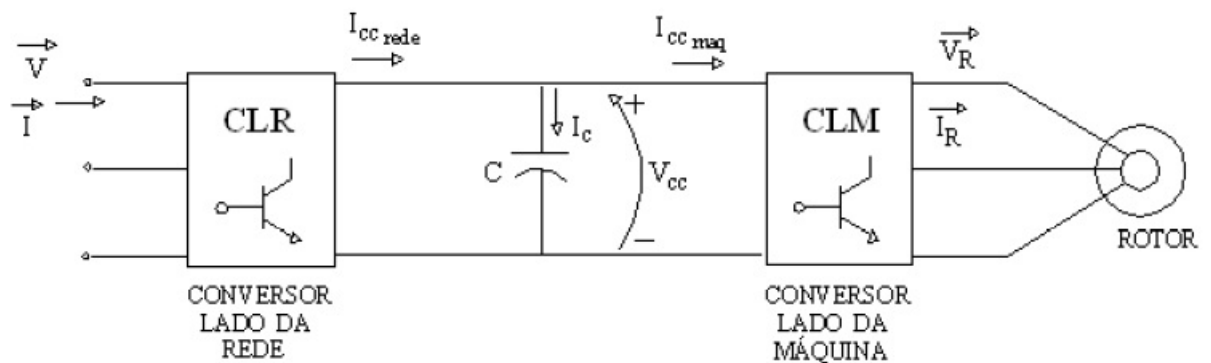


Figura 3.17: Esquema de uma MIDA com inversores de frequência no circuito do rotor.

O inversor de frequência mencionado anteriormente é constituído por dois conversores *back-to-back* controlados por tensão e unidos por meio de uma ligação c.c. Nestes conversores, os dispositivos comutáveis usados são IGBTs sendo possível, assim, o fluxo de energia em ambos sentidos.

Dependendo da velocidade de rotação do rotor, a energia pode ser entregue à rede por meio dos circuitos do estator e do rotor, sendo que este último também pode absorver energia. Quando a máquina se encontra a funcionar a uma veloci-

dade subsíncrona, Figura 3.18, o rotor absorve energia, com potência  $P_r$ , e parte da energia no estator, com potência  $P_s$ , entra no circuito rotórico. Se, por outro lado, a velocidade de funcionamento do gerador for superior à de sincronismo (regime supersíncrono), o rotor gera energia e assim a rede recebe energia dos circuitos do rotor e estator Figura 3.19.

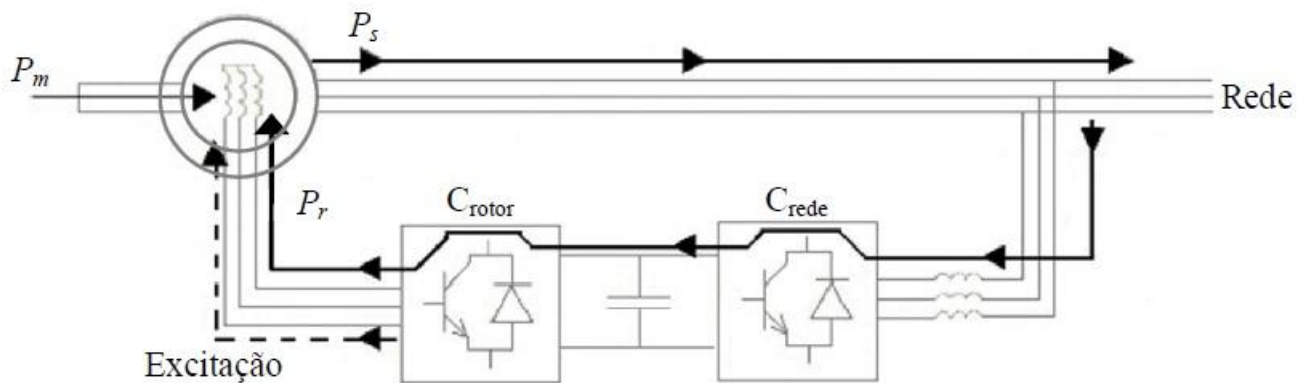


Figura 3.18: Fluxo de potência MIDA com operação em velocidade subsíncrona.

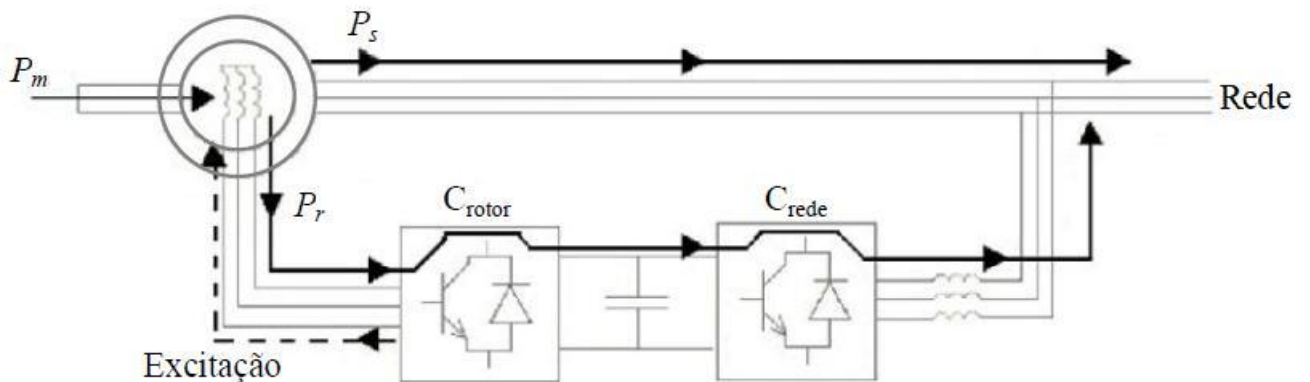


Figura 3.19: Fluxo de potência MIDA com operação em velocidade supersíncrona.

Outra característica do sistema de controle do no rotor é a capacidade de regular separadamente as potências reativa e ativa transaccionadas com a rede, ou seja, existe um controle independente do binário e da corrente de excitação

do rotor. O controle do conversor do lado da rede além de regular a tensão na ligação c.c, é feito de forma a não haver troca de energia reativa com a rede para otimizar o fator de potência.

### 3.5.1 Ligação c.c

A ligação c.c entre dois conversores consiste apenas em um condensador em paralelo, Figura 3.20 cuja função é retificar a tensão.

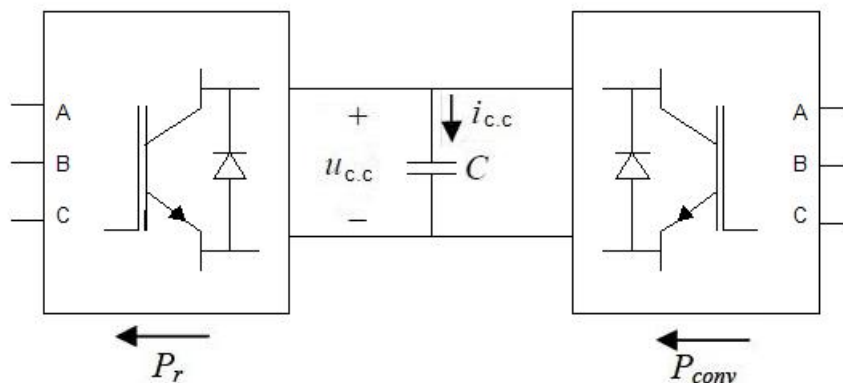


Figura 3.20: Esquema de ligação c.c.

A energia armazenada no link c.c,  $W_{cc}$  depende da potência proveniente da rede por meio do conversor de frequência,  $P_{conv}$ , e da potência entregue ao circuito rotórico,  $P_r$ , de acordo com a Equação ( 3.22), Petersson (2005).

$$W_{cc} = 0.5Cu_{cc}^2 = \int_0^{\pi} (P_{conv} - P_r)dt \quad (3.22)$$

em que  $\pi$  é o tempo de armazenamento do condensador e  $u_{cc} = \frac{1}{C} \int (i_{cc})dt$

## 3.6 Controle de Fluxo de Potência na Máquina

A MIDA é composta por conversores acoplados ao rotor de uma máquina de indução com rotor bobinado. A velocidade da MIDA é controlada pela direção do fluxo de potência que entra ou sai do enrolamento do rotor. Como a MIDA pode operar tanto como motor ou gerador nas velocidades subsíncrona ou supersíncrona, existem quatro modos de operação possíveis. O princípio de controle do fluxo de potência pode ser melhor entendido pela análise dos diagramas ilustrados na Figura 3.21, em que  $P_g$  é a potência do estator,  $P_r$  é a potência do rotor e  $P_m$  é a potência mecânica.

Ao observar o fluxo de potência quando a MIDA está operando como motor na velocidade subsíncrona, Figura 3.21(a), fica evidente que a potência é retirada do rotor. Este modo de operação é comumente chamado de "slip-power recovery". Entretanto, caso a velocidade aumente de forma que a máquina passe a operar na velocidade supersíncrona, Figura 3.21(c), a potência no rotor muda de direção, passando a ter uma direção contrária a situação anterior.

Dependendo do sentido do fluxo de potência no rotor, o conversor acoplado ao rotor da máquina pode ser dividido em dois grupos [D. Panda \(2001\)](#):

- operação como retificador;
- operação como inversor.

Possibilidades de operação do sistema:

- MODO 1 - Motor com operação abaixo da velocidade síncrona. Este modo é representado pela Figura 3.21 (a) e pode ser obtido tanto no modelo de Kramer quanto no de Scherbius. A potência no estator  $P_g$  permanece

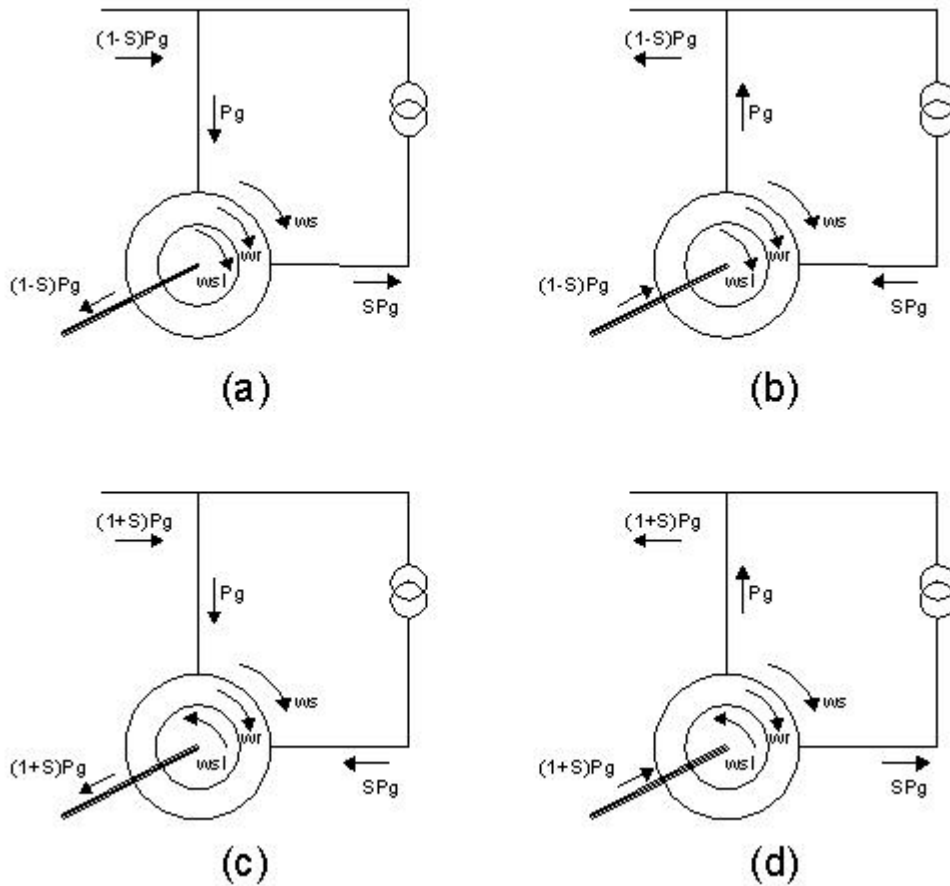


Figura 3.21: Fluxo de Potência MIDA (a) Motor com operação abaixo da velocidade síncrona. (b) Gerador com operação abaixo da velocidade síncrona. (c) Motor com operação acima da velocidade síncrona (motor super-excitado). (d) Gerador com operação acima da velocidade síncrona.



constante e a potência de escorregamento  $SP_g$ , que é proporcional ao escorregamento, retorna à rede através dos conversores. A potência mecânica  $P_m = (1 - S)P_g$  é consumida pela máquina. As correntes de escorregamento no rotor geram um campo magnético girante no mesmo sentido das correntes do estator e a velocidade do rotor  $w_r$  corresponde à diferença destas duas ( $w_e - w_{sl}$ ). Escorregamento e conjugado são positivos.

- MODO 2 - Motor com operação acima da velocidade síncrona (motor super excitado). Neste modo, ilustrado pela Figura 3.21 (c), a velocidade do eixo aumenta além da velocidade síncrona, assim o escorregamento é negativo e a potência de escorregamento é absorvida pelo rotor. A potência de escorregamento junto com a potência no entreferro formam a potência mecânica total de saída.
- MODO 3 - Gerador com operação abaixo da velocidade síncrona. No modo de frenagem regenerativa, apresentado pela Figura 3.21 (b), o eixo é acionado pela carga e potência mecânica é convertida em elétrica e fornecida pelos terminais do estator. Com torque negativo, a potência mecânica  $P_m$  aumenta com a velocidade até igualar à potência elétrica. O escorregamento é positivo e  $P_g$  é negativo.
- MODO 4 - Gerador com operação acima da velocidade síncrona. Neste modo, ilustrado pela Figura 3.21 (d), a potência de saída do estator  $P_g$  permanece constante, todavia o aumento da potência mecânica se deve a alterações na potência de escorregamento. A sequência de fase do cicloconversor é invertida de modo que o campo do rotor gire no sentido contrário ao do estator.

### 3.7 Conclusões

O estudo de diferentes esquemas de acionamentos de máquinas de indução duplamente alimentadas possibilita a realização de uma comparação entre os mesmos e um levantamento de suas principais características. Cada caso real necessita de uma solução específica que determina qual tipo de modelo pode ser usado para atender tal aplicação. O modelo mais básico, que é o de Kramer, possui limitações. Entretanto, seu custo é menor quando comparado aos outros sistemas apresentados. Embora mais complexo e com elevado custo quando comparado com o Kramer, o acionamento com cicloconversor pode ser uma alternativa interessante para substituir inversores de frequência de potências elevadas. A possibilidade de se construir sistemas de potência elevada em média tensão com velocidade variável, sem utilizar inversores de frequência, pode ser uma solução extremamente válida para casos em que a variação de velocidade não seja feita devido ao elevado custo da implantação do sistema.

A análise dos diagramas fasoriais facilita o entendimento dos conceitos que envolvem tanto o modelo de Kramer como o de Scherbius. O ajuste de velocidade pelo ângulo de disparo foi uma relação bastante interessante. Estes conceitos, bem como a metodologia para o cálculo da indutância  $L_d$ , foram empregados para desenvolver os modelos dinâmicos.

Inserir o transformador de interfase ao modelo de acionamento com cicloconversor evita problemas e esta técnica foi empregada durante o desenvolvimento deste modelo.

A análise do fluxo de potência é fundamental para entender os diversos modos de operação da máquina, sendo que cada modelo permite um determinado fluxo

na máquina.



# Capítulo 4

## Implementação de Modelos

### Dinâmicos

#### 4.1 Introdução

O controle de velocidade de máquinas c.a. possui uma extensa aplicação prática em vários setores da indústria e o seu desenvolvimento está relacionado com a evolução da eletrônica de potência.

A máquina de indução com dupla alimentação (MIDA) com controle de velocidade por meio da inserção de reostato no circuito rotórico é um dos métodos de controle de velocidade mais antigos utilizados na indústria.

A MIDA é uma boa alternativa para aplicações onde é requerido o controle de velocidade em uma faixa limitada de operação porque a potência do circuito rotórico (potência de escorregamento) é somente uma fração da potência da máquina o que possibilita utilizar conversores com menor potência. Esse tipo de aplicação pode ser implementado em acionamento de alta capacidade para sis-

temas de ventilação e bombas, turbinas eólicas de velocidade variável, geradores hídricos de velocidade variável entre outros.

A implementação de simulação de modelos é de fundamental importância para uma melhor análise e entendimento do comportamento dos sistemas a serem desenvolvidos. Diante deste fato, tem-se a motivação em se desenvolver modelos dinâmicos para simular o comportamento de máquinas de indução duplamente excitadas. O desenvolvimento de modelos é de extremo valor quando utilizados como um precursor de protótipos construídos para avaliar situações práticas.

Diversas situações práticas que necessitam de variação de velocidade de máquinas de grande porte deixam de ter este tipo de característica pelo fato do custo de inversores de frequência para tais aplicações ser extremamente elevado. O presente capítulo irá apresentar os modelos desenvolvidos para controle de velocidade de máquinas de indução duplamente alimentadas, que podem ser uma importante alternativa para substituir os inversores de elevada potência, já que utilizam conversores com potência mais baixas.

## 4.2 Modelo de Kramer

### 4.2.1 Introdução

Conforme apresentado nos capítulos anteriores, o modelo de máquina de indução duplamente alimentada proposto por Kramer é o mais simples para tal aplicação. Desta forma, como um estudo inicial, este modelo foi o primeiro a ser desenvolvido.

Diante da necessidade de se encontrar alternativas para controle de velocidade

de máquinas de grande porte, escolheu-se como referência de estudo a máquina com os dados de placa e características construtivas de acordo com as Tabelas 4.1 e 4.2. As simulações foram realizadas utilizando o software Matlab/Simulink o que justifica a escolha do modelo de máquina de maior porte disponível no programa. O critério de escolha também levou em consideração a tensão de alimentação em 460 V e frequência de 60 Hz.

Tabela 4.1: Dados de placa da máquina

Dados de Placa		
Potência ( $P_n$ )	150	kW
Tensão ( $V_s$ )	460	V
Frequência ( $f_n$ )	60	Hz
Número de Polos (p)	4	
Número de Fases	3	
Escorregamento (s)	0.833	%
Relação de Espiras Estator / Rotor	1	

Tabela 4.2: Parâmetros do circuito equivalente da máquina

Parâmetros do Circuito Equivalente			
$R_s$	0.01818	$\Omega$	Resistência Estator
$L_s$	0.00019	H	Indutância Dispersão do Estator
$R_r$	0.00996	$\Omega$	Resistência Rotor
$L_r$	0.00019	H	Indutância Dispersão do Rotor
$L_m$	0.00942	H	Indutância Mútua
J	2.6	Kg.m <sup>2</sup>	Momento de Inércia
F	0.04789	N.m.s	Coefficiente de Atrito Viscoso

Ao considerar carga nominal e diante do elevado torque de partida da mesma, a máquina não consegue partir quando submetida a uma partida direta conven-

cional. O método de partida utilizado foi o chaveamento de resistores no circuito do rotor. A Figura 4.1 mostra a curva Torque X Velocidade para os diferentes valores de resistência de rotor utilizados para partir o motor. Os valores determinados para as resistências inseridas variam respectivamente de 6, 5, 4, 3, 2 e 1 vezes do valor da resistência do rotor. Inicialmente, este começa com resistência máxima e à medida que a velocidade aumenta estas são chaveadas até que reste apenas a resistência de rotor.

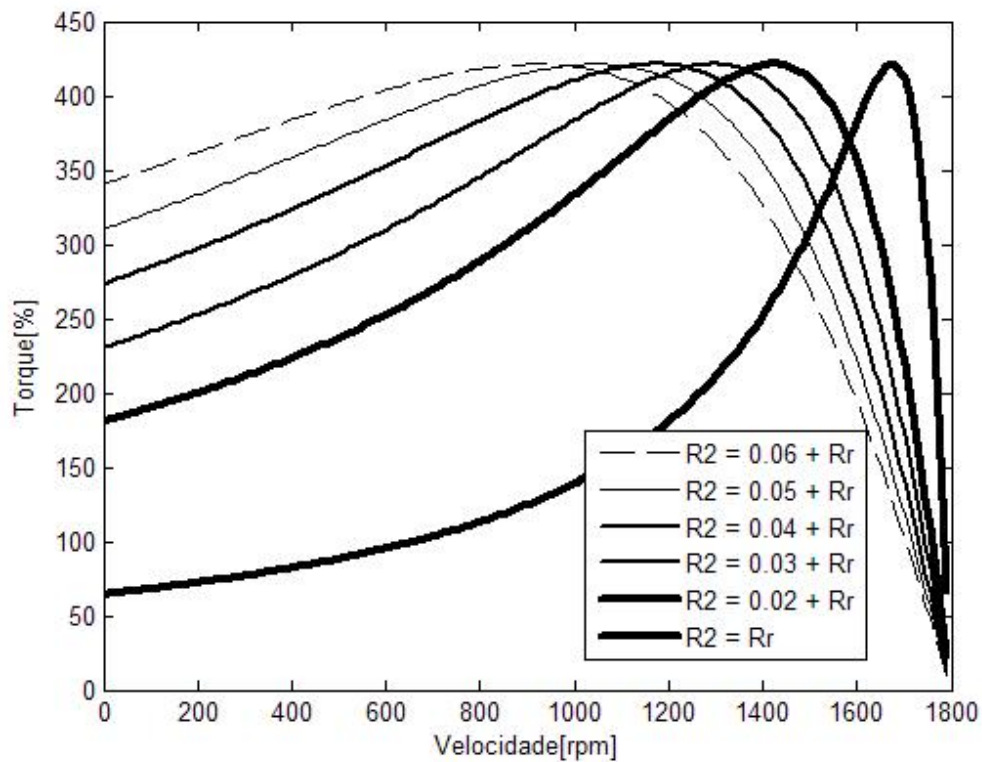


Figura 4.1: Curva Torque X Velocidade para diferentes valores de resistência de rotor.



### 4.2.2 Determinação do Valor de $L_d$

Para determinar o valor de  $L_d$  foi tomado como base os conceitos discutidos e apresentados no Capítulo 3. A tensão de linha  $V_S$  considerada foi de 460 V. Assim a tensão de fase de pico é dada pela Equação ( 4.1)

$$V_{FP} = \frac{V_S \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 376V \quad (4.1)$$

Com base na Equação ( 3.11)  $\Delta V$  é determinado pela Equação ( 4.2)

$$\Delta V = 0.19 \cdot V_S = 87V \quad (4.2)$$

Para determinar o valor da corrente no indutor inicialmente deve-se calcular o valor do torque nominal da máquina que é dado pela Equação ( 4.3) e a velocidade elétrica da mesma apresentada pela Equação ( 4.4)

$$T_n = \frac{P_n}{\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f_n}{p}\right)(1-s)} = \frac{150000}{\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 60}{4}\right)(1-0.00833)} = 800Nm \quad (4.3)$$

$$w_e = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot 2}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 2}{4} = 188.5rad/seg \quad (4.4)$$

De posse das Equações ( 4.3) e ( 4.4) é possível calcular por meio da Equação ( 4.5) a corrente no indutor.

$$I_d = \frac{T_e \cdot 2 \cdot w_e \cdot N}{p \cdot 1.35 \cdot V_S} = \frac{800 \cdot 188.5 \cdot 1}{4 \cdot 1.35 \cdot 460} = 121A \quad (4.5)$$

Para calcular o valor de  $\Delta I$  foi considerado um valor de *ripple* de corrente variando entre 90% e 110% do valor de  $I_d$ .  $\Delta I$  é dado pela Equação ( 4.6)

$$\Delta I = 1.1 \cdot I_d - 0.9 \cdot I_d = 24A \quad (4.6)$$

Considerando um sinal de entrada trifásico, senoidal com 60 Hz de frequência em uma ponte retificadora, o *ripple* da tensão de saída ( $V_d$ ) possui uma frequência igual a 360 Hz (6 x 60 Hz). Assim, o período para o valor de  $\Delta V$  pode ser obtido pela Equação ( 4.7)

$$\Delta t = \frac{1}{6 \cdot f_n \cdot 2} = 1.4ms \quad (4.7)$$

Após os cálculos foi possível obter todos os parâmetros para o cálculo da  $L_d$ . Substituindo o valor das Equações ( 4.2), ( 4.6) e ( 4.7) em ( 3.13) é possível determinar o valor de  $L_d$  conforme a Equação ( 4.8)

$$L_d = \frac{\Delta V \cdot \Delta t}{\Delta i} = \frac{87 \cdot 0.0014}{24} = 0.005H \quad (4.8)$$

### 4.2.3 Parâmetros do Modelo

O modelo de Kramer implementado em ambiente Matlab/Simulink e usado para obter os resultados é ilustrado pela Figura 4.4. A partir de um sinal externo de ângulo de disparo na ponte tiristorizada, é possível fazer com que a velocidade da máquina seja variada de acordo com este.

O primeiro parâmetro a ser avaliado foi o valor de  $L_d$  calculado na seção anterior. Assim, foi feita uma simulação de partida da máquina até esta atingir a velocidade nominal, considerando o valor de  $L_d$  calculado e outro 5 vezes menor que este. As Figuras 4.2 e 4.3 mostram a corrente no indutor  $L_d$  sendo que na Figura 4.3 é possível ver o comportamento desta em regime permanente.

Para o valor calculado, a curva de corrente obtida possui menor amplitude e um comportamento mais suave, assim o método para determinação deste parâmetro se mostrou satisfatório. Para o valor calculado, o ripple de corrente em regime permanente é 4,75 vezes menor, conforme a Figura 4.3.

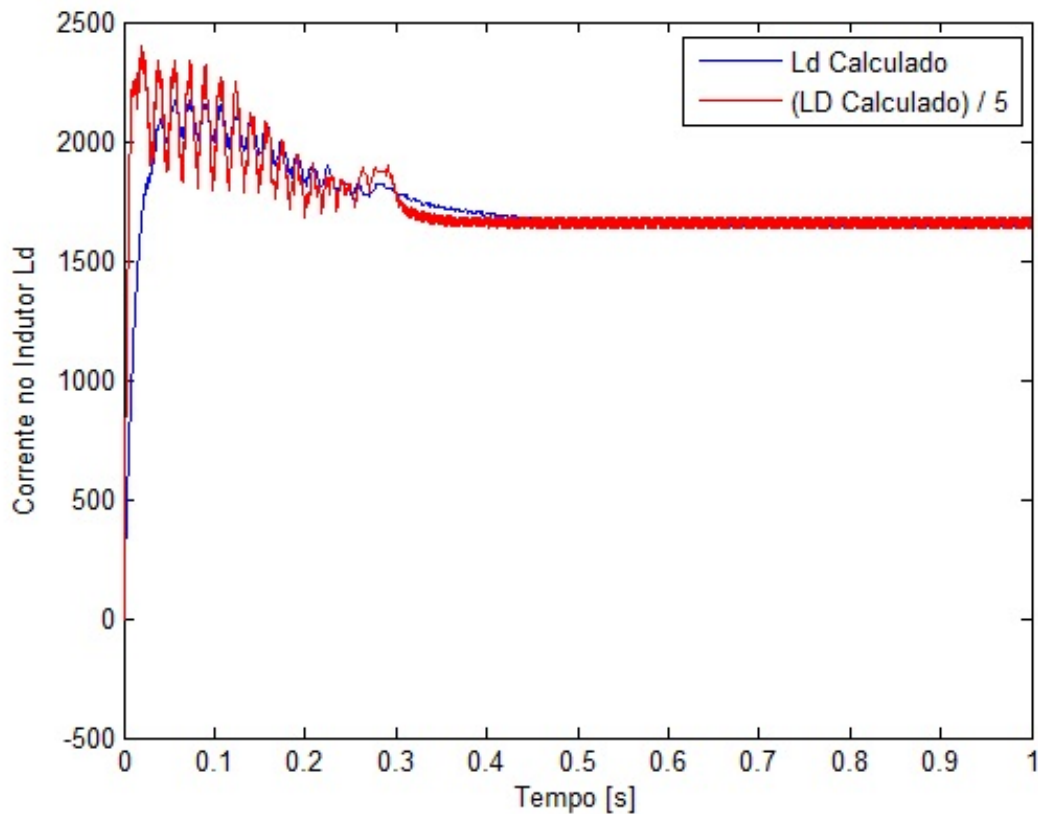


Figura 4.2: Corrente no indutor  $L_d$ .

A relação de espiras do transformador é outra variável extremamente importante. Assim, o gráfico comparativo que envolve dois transformadores com relação de espiras igual a  $N=1$  e  $N=4$  é apresentada pela Figura 4.5. Para uma mesma variação de ângulo de disparo (curva de cor preta da Figura 4.5), a variação de velocidade foi maior no modelo em que a relação de espiras do transformador é

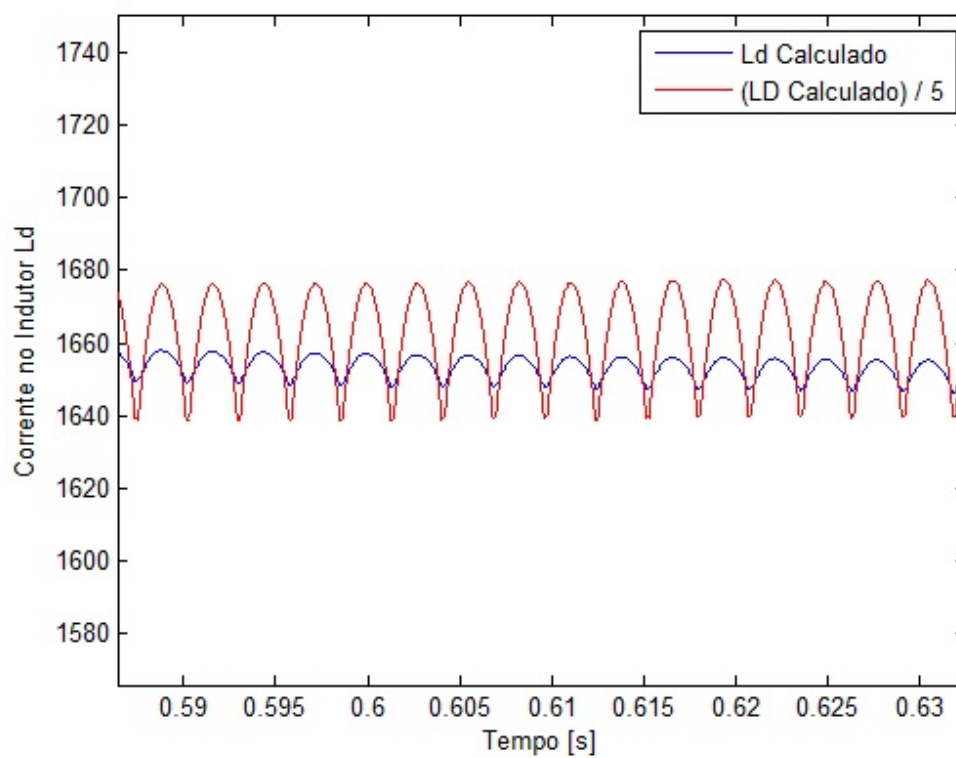


Figura 4.3: Corrente em regime permanente no indutor  $L_d$ .

igual a 1. Entretanto, para este caso a potência do transformador considerada foi de 155kVA e para a situação em que a relação é de 4 a potência do transformador foi de 45kVA. Diante deste fato, o tipo de aplicação definirá qual fator deva ser levado em consideração.

A redução na potência do transformador pode ser entendida ao observar a Figura 4.4. A corrente que flui nos conversores é a corrente no rotor. Ao considerar que o secundário do transformador está conectado à ponte tiristorizada e que a tensão na rede é de 460V, para o transformador com relação de espiras igual a 1 (460 / 460), a potência deste é dada por  $P_{trafo} = 460 * I_{rotor}$ . Já para o caso em que a relação de espiras do transformador é 4 (460 / 115), a potência do transformador é dada por  $P_{trafo} = 115 * I_{rotor}$ .

O cálculo do indutor foi realizado conforme apresentado e discutido na seção anterior.

A análise dos parâmetros do modelo é de fundamental importância para um melhor entendimento do efeito de cada um sobre o sistema, bem como a determinação da escolha de cada um, levando em consideração o caso específico.

Diante do melhor entendimento do comportamento do modelo para mudanças de determinados parâmetros, adotou-se para as demais simulações que compõem este trabalho a relação de espiras igual a 4.

Para qualquer situação proposta neste trabalho o método de partida considerado é o chaveamento de resistores, assim outra importante definição foi considerar que a condição inicial da máquina é a operação em velocidade nominal, o que determina de forma mais clara que o foco dos modelos é a variação de velocidade e não a partida da máquina.

Para ambos os casos, a variação de velocidade foi feita em malha aberta a

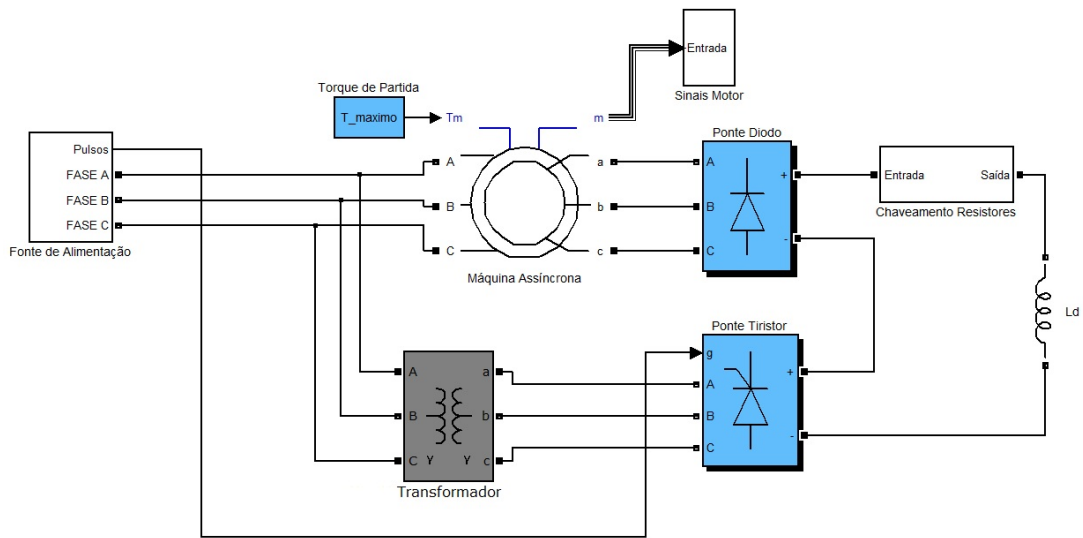


Figura 4.4: Modelo Kramer.

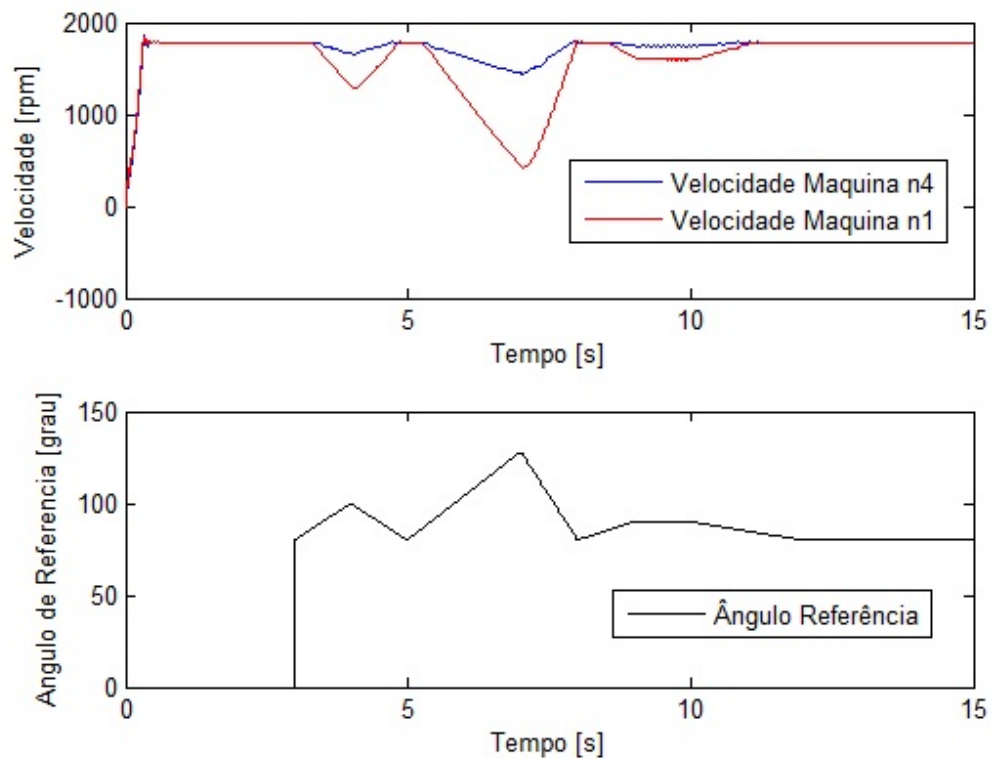


Figura 4.5: Comparação entre relação de espiras do transformador - modelo Kramer.

partir da definição do ângulo de disparo da ponte. Diante destas considerações, um controle de velocidade mais robusto pode ser feito, considerando uma malha fechada com malha interna de corrente e externa de velocidade.

### 4.3 Variação de Velocidade Malha Fechada

O controle realimentado traz diversas vantagens quando comparado com o em malha aberta.

A Figura 4.6 mostra o diagrama de blocos referente ao controlador utilizado no modelo. A malha externa de velocidade do controlador tem como sinal de referência o valor da velocidade no qual a máquina deverá operar. O sinal de realimentação é o valor real da velocidade e como diferença entre estes sinais tem-se o erro. A malha interna de corrente serve como um atuador de torque já que ambas as variáveis (torque e corrente) são proporcionais.

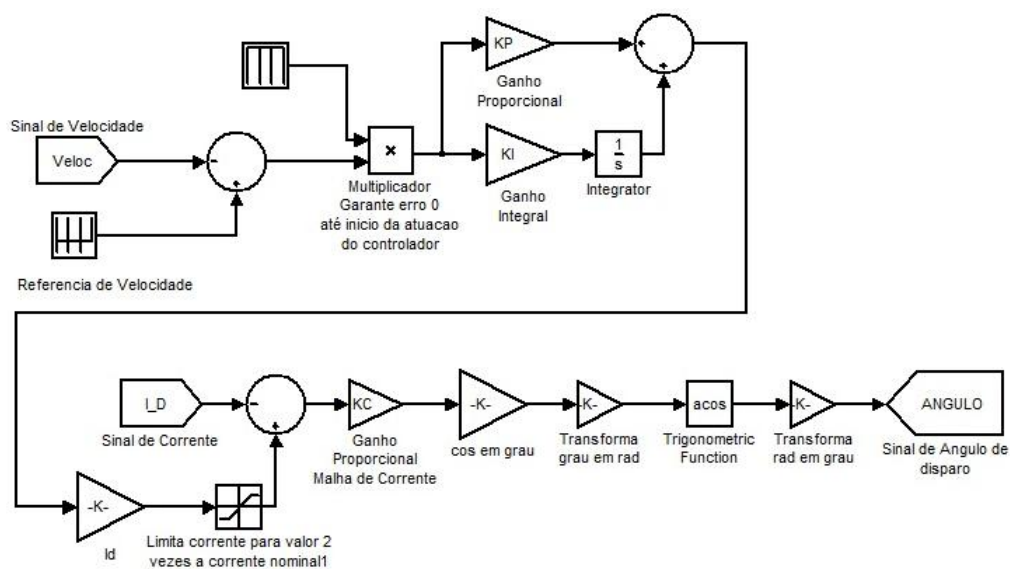


Figura 4.6: Diagrama de blocos para o controlador - modelo Kramer.

### 4.3.1 Sintonia de Controladores por Meio da Técnica de Raízes Duplas (*Double Ratios*)

A determinação de parâmetros, bem como a sintonia de controladores realimentados pode ser feito por meio de uma técnica denominada raízes duplas (*double ratios*). Esta técnica se baseia em estender a faixa de frequência de forma que a amplitude do sistema em malha fechada permaneça em  $|W_{ss}(jw)| \approx 1$ . Consequentemente, a largura de banda de frequência  $w_{BW}$  aumenta. A resposta do sistema ao degrau é rápida e possui um coeficiente de amortecimento considerável.

A função de transferência de um sistema linear pode ser representada pela Equação (4.9), na qual o numerador ( $num(s)$ ) possui  $m$  zeros e o denominador ( $f(s)$ )  $n$  zeros. O polinômio do denominador é o polinômio característico do sistema e suas raízes, denominadas polos, determinam as características da resposta do sistema. Os coeficientes dos polinômios  $b_0...b_n$  e  $a_0...a_m$  contribuem para mudanças na amplitude e fase do sistema.

$$W_{ss}(s) = \frac{num(s)}{f(s)} = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n} \quad (4.9)$$

O método das raízes duplas consiste em se obter os coeficientes  $b_0...b_n$  do polinômio característico  $f(s)$  de forma a satisfazer a relação estabelecida pela Equação (4.10), Vukosavic (2007).

$$\frac{b_{k+1}}{b_k} \leq \frac{b_k}{b_{k-1}} \Rightarrow b_k^2 \geq 2b_{k-1}b_k \quad (4.10)$$

É interessante considerar os efeitos da técnica de raízes duplas para diferentes



tipos de sistemas em malha fechada. As Tabelas 4.3, 4.4 e 4.5 ilustram, respectivamente, os polos em malha fechada para sistemas de segunda, terceira e quarta ordem que são obtidos por meio do cálculo das raízes do polinômio característico  $f_2(s) = b_0 + b_1s + b_2s^2$ ,  $f_3(s)$  e  $f_4(s)$ . Os polinômios,  $f_2(s)$ ,  $f_3(s)$  e  $f_4(s)$  são determinados pela seleção de uma relação arbitrária de  $\frac{b_0}{b_1}$  e ajustando os demais coeficientes de forma que  $b_k^2 = 2b_{k-1}b_{k+1}$ . A relação  $\frac{b_0}{b_1}$  determina o valor da frequência natural do sistema ( $w_n$ ). O coeficiente de amortecimento varia de 0.5 até 0.707. A experiência no emprego deste método possibilita evidenciar que a resposta do sistema, considerando a relação  $b_k^2 = 2b_{k-1}b_{k+1}$ , possui um bom coeficiente de amortecimento, bem como uma robustez à variação dos parâmetros da planta, Vukosavic (2007).

Tabela 4.3: Raízes do polinômio característico e coeficiente de amortecimento: sistema de segunda ordem

Sistema Segunda Ordem	
Ordem	$n=2$
Raíz	$s_{1/2} = -\frac{w_n}{\sqrt{2}} \pm j\frac{w_n}{\sqrt{2}}$
Coefficiente de Amortecimento	$\xi = 0.707$

### 4.3.2 Sintonia da Malha de Controle

O diagrama de blocos do sistema em estudo é ilustrado na Figura 4.7.

Os blocos  $W_{SC}(s)$ ,  $W_A(s)$  e  $W_P(s)$  são definidos, respectivamente, pelas Equações ( 4.11), ( 4.12) e ( 4.13)

Tabela 4.4: Raízes do polinômio característico e coeficiente de amortecimento: sistema de terceira ordem

Sistema Terceira Ordem	
Ordem	$n=3$
Raíz	$s_{1/2} = -\frac{w_n}{2} \pm j\frac{w_n\sqrt{3}}{2}$ $s_3 = -w_n$
Coefficiente de Amortecimento	$\xi = 0.5$

Tabela 4.5: Raízes do polinômio característico e coeficiente de amortecimento: sistema de quarta ordem

Sistema Quarta Ordem	
Ordem	$n=4$
Raíz	$s_{1/2} = -\frac{w_n}{\sqrt{2}} \pm j\frac{w_n}{\sqrt{2}}$ $s_{3/4} = -\frac{w_n}{\sqrt{2}} \pm j\frac{w_n}{\sqrt{2}}$
Coefficiente de Amortecimento	$\xi = 0.707$

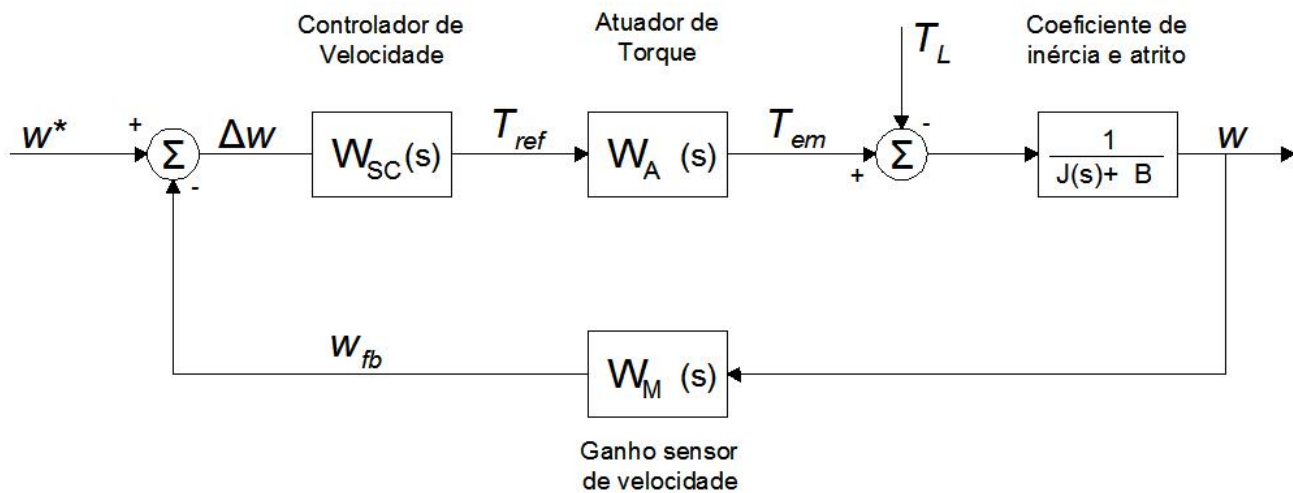


Figura 4.7: Diagrama de blocos do sistema real.

$$W_{SC}(s) = \frac{K_P s + K_I}{s} \quad (4.11)$$

$$W_A(s) = \frac{K_A}{s\tau_A + 1} \quad (4.12)$$

$$W_P(s) = \frac{1}{Js + B} \quad (4.13)$$

Existem diversas técnicas para determinar os ganhos dos controladores. Como o controlador desenvolvido possui uma malha interna de corrente e uma malha externa de velocidade, o primeiro ganho a ser determinado é o da malha de corrente. Para tal, apenas a malha de corrente com um ganho proporcional estabelecido (10 para o presente trabalho) foi considerada. Um degrau de corrente foi aplicado a fim de verificar a variação da mesma. O comportamento do sistema pode ser observado pela Figura 4.8 sendo que o degrau foi aplicado no instante de tempo igual a 6 segundos.

A análise da resposta do sistema, apresentada na Figura 4.8, permite aproximá-lo de modelo de primeira ordem. A função de transferência de um sistema de primeira ordem é dada pela Equação (4.14)

$$FT = \frac{K_A}{s\tau_A + 1} \quad (4.14)$$

em que  $K_A$  é o ganho do sistema e  $\tau_A$  é a sua constante de tempo.

Segundo Aguirre (2007), se a resposta a um degrau de amplitude  $A$  for registrada e se o nível de ruído nos dados for suficientemente baixo, é possível determinar com relativa facilidade os parâmetros  $K_A$  e  $\tau_A$ . O ganho é dado por

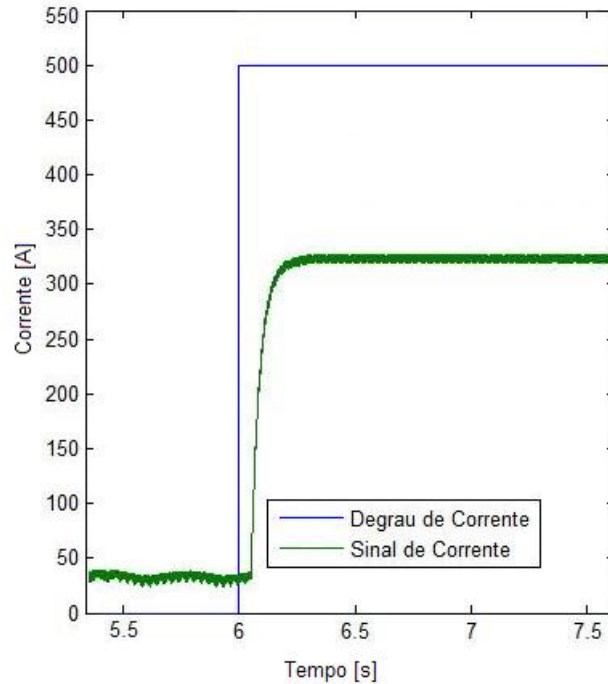


Figura 4.8: Resposta da corrente ao degrau.

$K_A = (y(\infty) - y(0^-))/A$ , sendo que  $y(\infty)$  é o valor em regime permanente de  $y(t)$ . A constante de tempo, por outro lado, pode ser determinada a partir da resposta ao degrau. No período de tempo equivalente a uma constante de tempo,  $\tau_A$ ,  $y(t)$  sai do valor que tinha antes da aplicação do degrau e chega a 63,2% da variação total devida ao degrau, ou seja,  $y(\tau_A) = 0,632(y(\infty) - y(0^-) + y(0^-))$ , sendo que foi suposto que o degrau foi aplicado em  $t=0$ . Caso o sistema tenha atraso puro de tempo, o desenvolvimento acima ainda é válido. Entretanto, nesta situação,  $t=0$  será o instante em que o sistema começa a responder à entrada. O atraso puro de tempo será igual ao período decorrido entre a aplicação do degrau e o início da resposta do sistema à entrada.

Ao se aplicar estes conceitos no sistema em estudo é possível determinar o modelo de primeira ordem. A Figura 4.9 mostra a comparação do modelo de

primeira ordem com a resposta real do sistema.

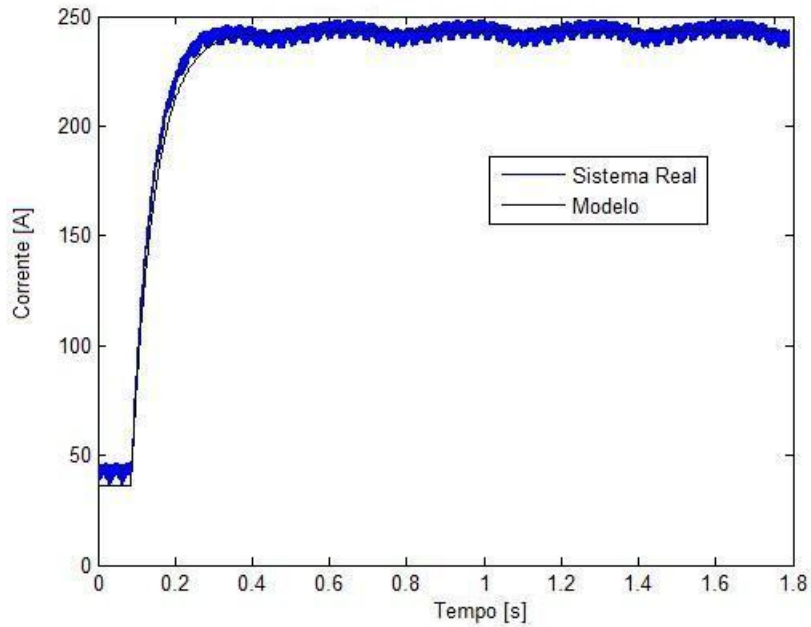


Figura 4.9: Comparação do modelo de primeira ordem com a resposta real do sistema.

A função de transferência do modelo é dada pela Equação ( 4.15) e será o bloco  $W_A$  da Figura 4.7.

$$W_A = e^{-0.085s} \frac{0.4135}{0.06s + 1} \quad (4.15)$$

A função de transferência de malha aberta do modelo em estudo é dada pela Equação ( 4.16) e ( 4.17).

$$W_S(s) = W_{SC}(s)W_A(s)W_P(s) \quad (4.16)$$

$$W_S(s) = \frac{K_I \frac{sK_P K_A}{K_I} + K_A}{Bs(1 + s\tau_A)(1 + \frac{J}{B}s)} \quad (4.17)$$

A razão  $\tau_P = \frac{J}{B}$  representa a constante de tempo mecânica do sistema, enquanto a razão entre os ganhos proporcional e integral  $\tau_{SC} = \frac{K_P}{K_I}$  é a constante de tempo do controlador de velocidade. Os valores de  $\tau_P$  e  $\tau_{SC}$  determinam os polos e zeros do sistema em malha aberta. Ao substituir  $\tau_P$  e  $\tau_{SC}$  na Equação ( 4.17) é possível determinar a Equação ( 4.18)

$$W_S(s) = \frac{K_I K_A (s\tau_{SC} + 1)}{Bs(1 + s\tau_A)(1 + s\tau_P)} \quad (4.18)$$

As duas constantes de tempo  $\tau_P$  e  $\tau_A$ , representadas no denominador de  $W_S(s)$ , determinam, respectivamente, a constante de tempo da planta (mecânica) e a constante elétrica. Na maioria dos casos, a constante de tempo mecânica é maior. Para a maioria das aplicações os ganhos  $K_P$  e  $K_I$  são determinados de forma a obter  $\tau_P = \tau_{SC}$  e é possível o cancelamento do polo  $-1/\tau_P$  com o zero  $-1/\tau_{SC}$ . Para tal,  $K_P$  e  $K_I$  devem satisfazer a Equação ( 4.19)

$$\frac{K_P}{K_I} = \tau_{SC} = \tau_P = \frac{J}{B} \quad (4.19)$$

Conseqüentemente, a função de transferência em malha aberta do sistema se reduz a Equação ( 4.20)

$$W_S(s) = \frac{K_I K_A}{Bs(1 + s\tau_A)} \quad (4.20)$$

A função de transferência em malha fechada  $W_{SS}(s) = W_S(s)/(1 + W_S(s))$  do sistema da Figura 4.7, considerando a relação definida em 4.19, é determinada

pela Equação ( 4.21) e possui no denominador um polinômio de segunda ordem e nenhum zero.

$$W_S(s) = \frac{K_I K_A}{\tau_A B s^3 + s B + K_I K_A} \quad (4.21)$$

Pela Equação ( 4.22),  $b_0 = 1$ ,  $b_1 = \frac{B}{K_I K_A}$  e  $b_2 = \frac{B \tau_A}{K_I K_A}$ , ao aplicar a técnica das raízes duplas em que  $b_1^2 = 2b_0 b_2$  os ganhos do controlador PI são obtidos pelas Equações ( 4.23) e ( 4.24)

$$W_S(s) = \frac{1}{b_2 s^2 + s b_1 + b_0} \quad (4.22)$$

$$K_P = \frac{K_I J}{B} \quad (4.23)$$

$$K_I = \frac{B}{2\tau_A K_A} \quad (4.24)$$

Com os parâmetros definidos nas Equações ( 4.23) e ( 4.24), a função de transferência em malha fechada do sistema se torna essencialmente a mesma obtida na Equação ( 4.9), que não possui zeros e cuja forma do denominador seja  $f(s) = 2\tau_A^2 s^2 + 2\tau_A s + 1$ .

A técnica das raízes duplas aplicada ao sistema da Figura 4.7 garante que a faixa de frequência em que a amplitude  $|W_{SS}(jw)|$ , que é plana e próxima de 0 dB, seja estendida para frequências maiores.

Diante do modelo encontrado para a malha de corrente e ao utilizar a técnica de raízes duplas *double ratios*, conforme apresentada em Vukosavic (2007), os valores de ganho proporcional e integral da malha de velocidade são apresentados

pela Tabela 4.6. A Figura 4.10 mostra a comparação da velocidade real da máquina com a velocidade de referência, para os ganhos calculados e ajustados. A técnica utilizada para estimar os ganhos proporcional e integral proporcionou valores de erro menores que 1%, como pode ser observado pela Figura 4.11. A fim de conseguir resultados ainda melhores, os ganhos  $K_P$  e  $K_I$  foram ajustados.

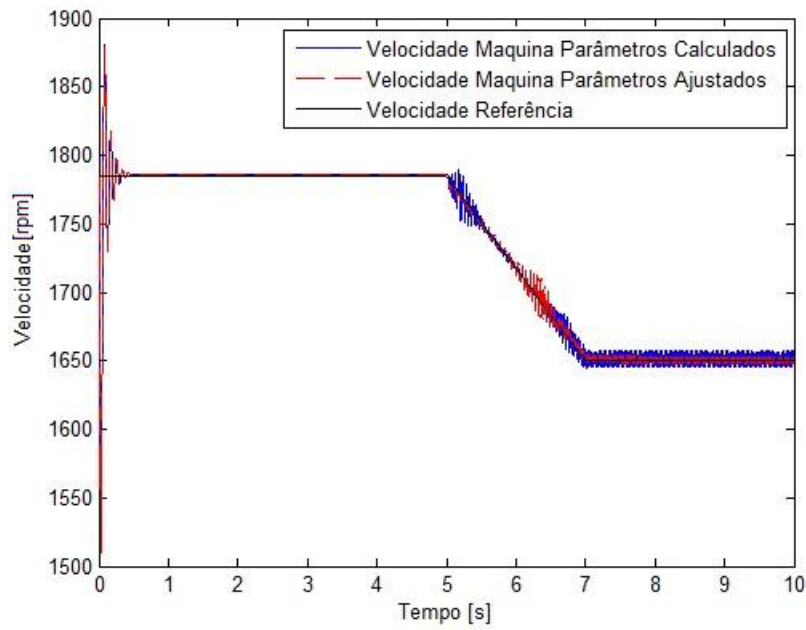


Figura 4.10: Comparação da velocidade real da máquina com a velocidade de referência, para os ganhos calculados e ajustados.

Tabela 4.6: Ganhos do controlador

Ganhos do Controlador		
-	Calculado	Ajustado
$K_P$	50	27
$K_I$	1	3
$K_C$	10	10



Ao se analisar a Figura 4.10 fica claro que o valor real da velocidade acompanhou o valor de referência para ambos os casos. Entretanto, uma melhor maneira de quantificar o resultado é fazer uma análise do erro em %. A Figura 4.11 mostra esta análise e, durante toda a operação, o valor máximo do erro não é maior que 1%.

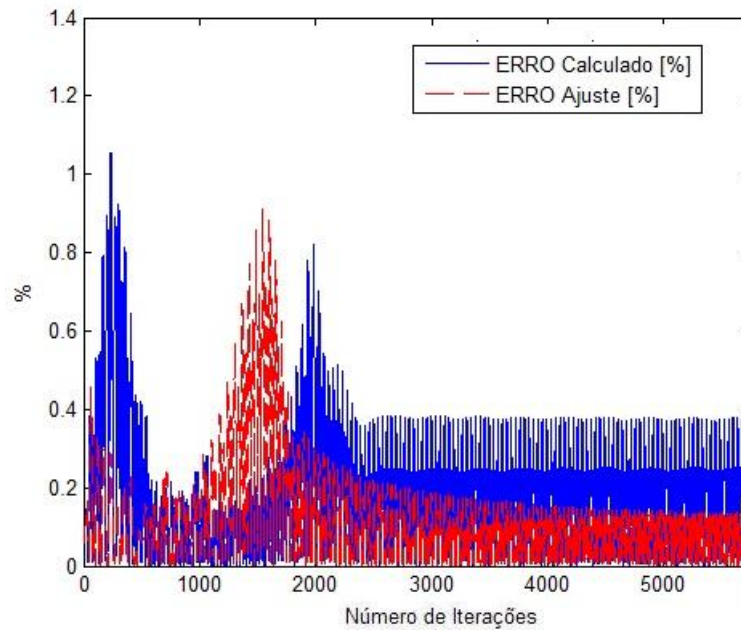


Figura 4.11: Valor de erro entre a velocidade real da máquina e a velocidade de referência.

O controle em malha fechada se mostrou extremamente satisfatório para o controle da máquina, entretanto, a qualidade dos resultados deste estão diretamente relacionados com os valores de ganhos estipulados.

## 4.4 Variação de Velocidade Modelo Cicloconversor

Embora o modelo de Kramer seja um modelo que utilize conversores com custos mais baixos quando comparado com inversores de frequência e possibilite um bom controle de velocidade, este possui a limitação de possibilitar o controle apenas para velocidades menores que a velocidade síncrona.

Inúmeras aplicações no setor industrial necessitam de uma operação tanto na velocidade acima quanto abaixo da velocidade síncrona. A associação de um cicloconversor ao circuito do rotor da máquina permite um fluxo de potência reversível, o que possibilita o controle de velocidade tanto no modo subsíncrono como no modo supersíncrono por meio do controle de tensão aplicada aos enrolamentos do rotor.

Diante desta situação, o desenvolvimento de um modelo que possua estas características se torna interessante.

### 4.4.1 Modelo do Cicloconversor com Transformador de Interfase

Conforme já apresentado nas seções anteriores, a inserção do transformador de interfase evita inconvenientes e problemas de curto circuito além de tornar o sistema mais robusto, [Bose \(2001\)](#), [Maamoon Al-Kababjie \(2007\)](#) e [R. S. Bhide \(2009\)](#). Para desenvolver o modelo da máquina de indução duplamente alimentada com cicloconversor associado ao circuito do rotor, é de fundamental importância implementar e garantir o funcionamento correto do cicloconversor com o

transformador de interfase. O modelo apresentado pela Figura 4.12 representa um cicloconversor trifásico com saída monofásica interligado a uma carga resistiva.

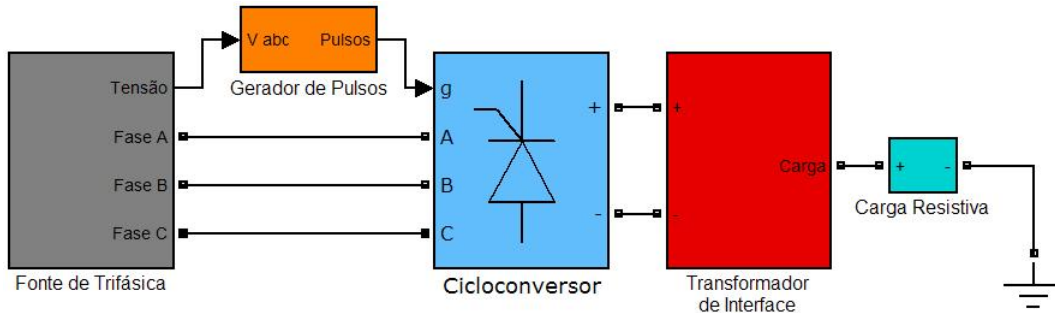


Figura 4.12: Modelo cicloconversor com transformador de interfase (IGR) e saída monofásica.

A Figura 4.13 ilustra a tensão na carga resistiva. A partir de um sinal de referência com frequência que varia de 10 à 20 Hz, é possível verificar que a tensão na carga fornecida pelo cicloconversor é formada por fragmentos de ondas e formam uma onda com frequência igual à onda de referência.

Ao observar a Figura 4.13 é possível verificar que a inserção do transformador de interfase não alterou o funcionamento do cicloconversor, ou seja, a tensão na carga fornecida pelo cicloconversor, composta por fragmentos de ondas, formou uma onda com frequência igual à da rede. Diante desta resposta, é possível concluir que o funcionamento do modelo está satisfatório.

#### 4.4.2 Modelo MIDA com Cicloconversor

Após a validação de um sistema envolvendo cicloconversor e transformador de interfase foi possível desenvolver um modelo de máquina de indução duplamente alimentada com cicloconversor.

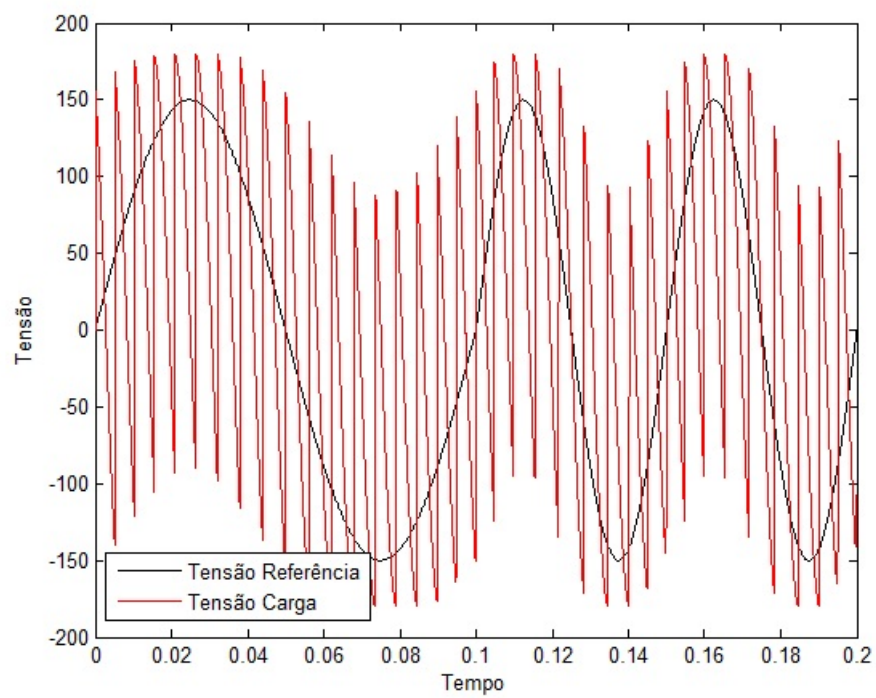


Figura 4.13: Tensão na carga para modelo cicloconversor com transformador de interfase (IGR) e saída monofásica.

A Figura 4.14 ilustra o diagrama de blocos desenvolvido, sendo que este pode ser dividido em três subsistemas: fonte de tensão, circuito de disparo e cicloconversor, os quais são detalhados a seguir.

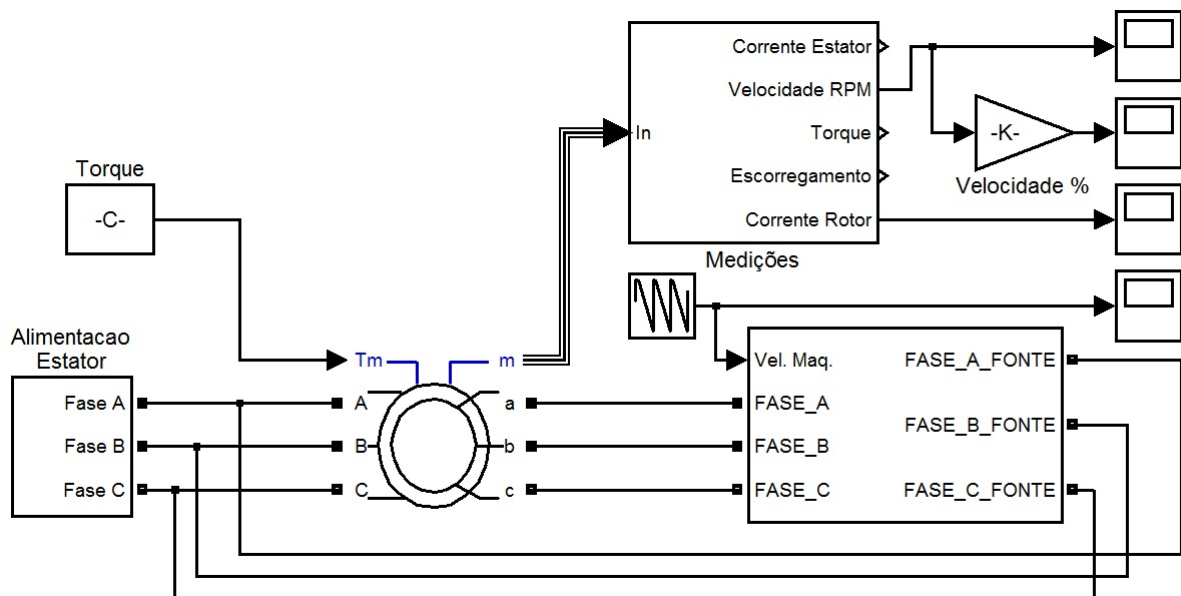


Figura 4.14: Modelo MIDA com cicloconversor.

### Fonte de Tensão

A Figura 4.15 apresenta o diagrama de blocos do sistema que tem como finalidade gerar três sinais de tensão defasados em 120 graus e com amplitude proporcional ao escorregamento. Estes sinais são variáveis de entrada para o bloco circuito de disparo, sendo que a partir destes é possível gerar o valor correto de ângulo para definir a sequência de pulsos a ser aplicada ao cicloconversor.

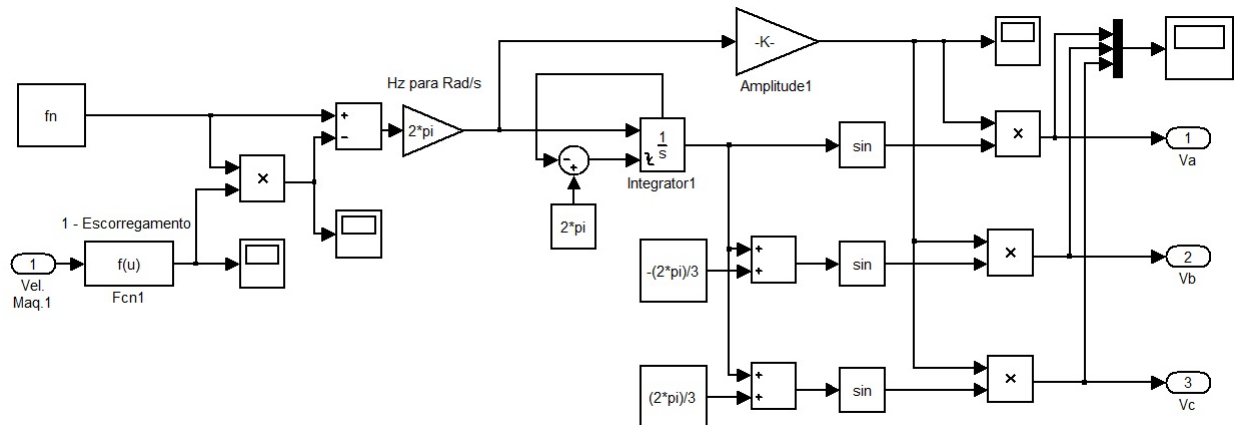


Figura 4.15: Bloco fonte de tensão.

### Circuito de Disparo

A Figura 4.16 ilustra o bloco que cria os pulsos de disparo dos cicloconversores. A constante  $K$  é dada pela Equação ( 4.25). Por meio dela é possível obter o sinal do cosseno do ângulo de disparo do cicloconversor e gerar a sequência de pulsos do cicloconversor.

$$K = \frac{N}{1.35V_L} \tag{4.25}$$

### Cicloconversor

A Figura 4.17 é referente à ligação dos cicloconversores com transformador de interfase que recebem como sinal de entrada a tensão da rede e os pulsos gerados pelo bloco "circuito de disparo".

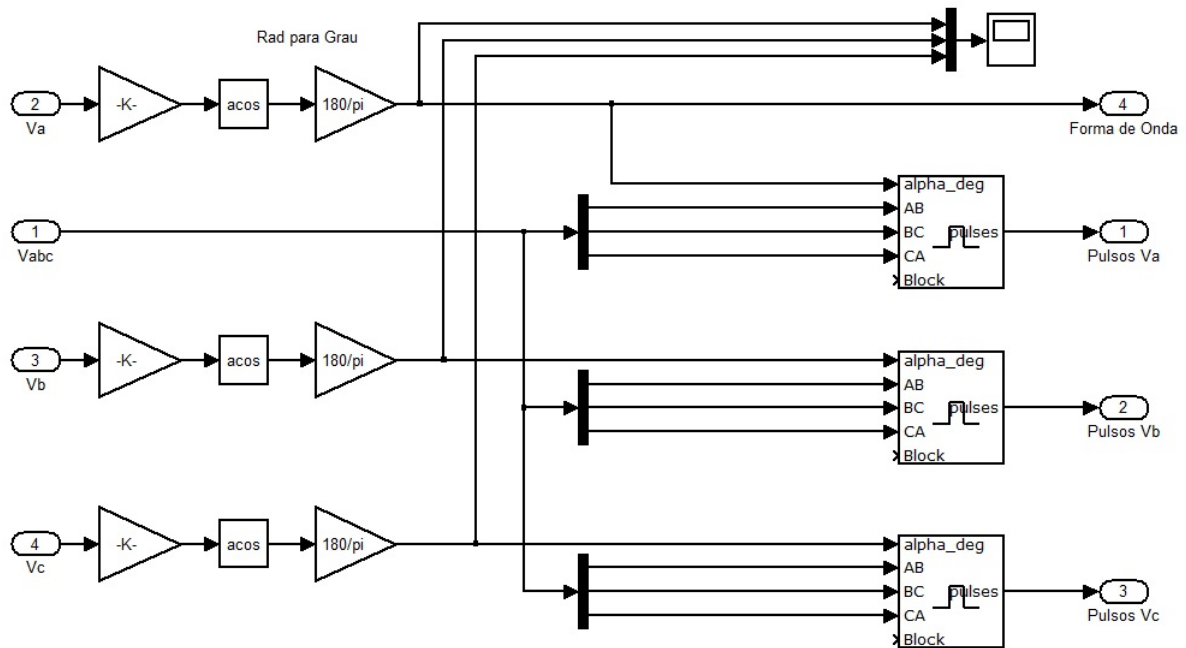


Figura 4.16: Bloco circuito de disparo.

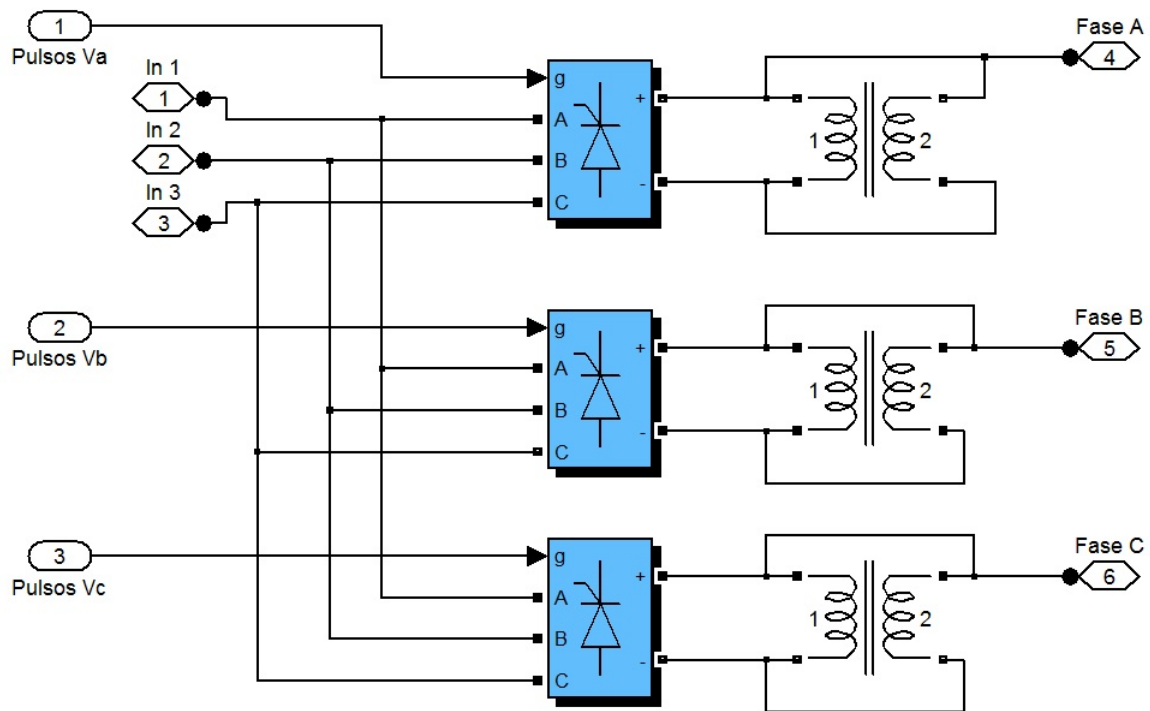


Figura 4.17: Bloco cicloconversor.

### 4.4.3 Controle de Velocidade MIDA com Cicloconversor

De posse do modelo completo da máquina de indução duplamente alimentada com cicloconversor foi possível simular o comportamento do sistema quando submetido a diferentes valores de velocidade. Inicialmente é considerado que a máquina está operando a vazio e com velocidade nominal (1785 rpm). Após dois segundos, sua velocidade é diminuída para 1600 rpm e permanece neste valor até o instante de 4 segundos. A seguir o sinal de referência faz com que a máquina opere com velocidade síncrona até os 5 segundos e depois deste instante a máquina opera com velocidade acima da velocidade síncrona.

A Figura 4.18 apresenta comparação da velocidade real da máquina com o valor de referência. A Figura 4.19 mostra a diferença (erro) em cada instante da simulação e a corrente no rotor é apresentada pela Figura 4.20.

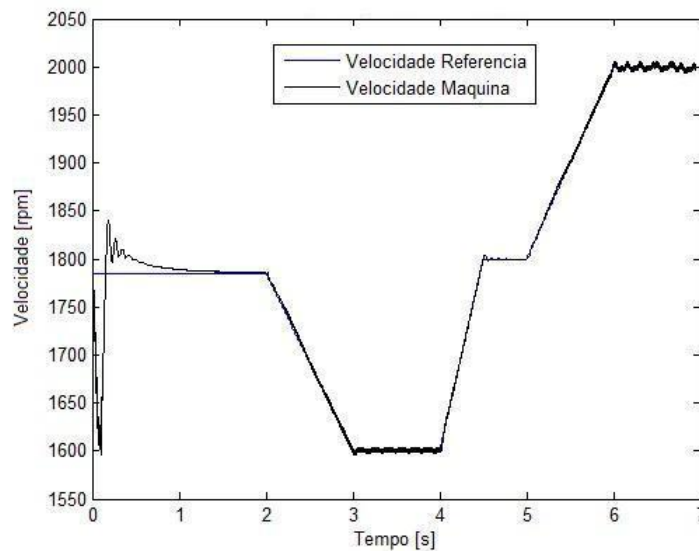


Figura 4.18: Comparação modelo MIDA acionamento com cicloconversor e sem carga.

A seguir são apresentados os sinais de cada bloco do modelo, com o objetivo



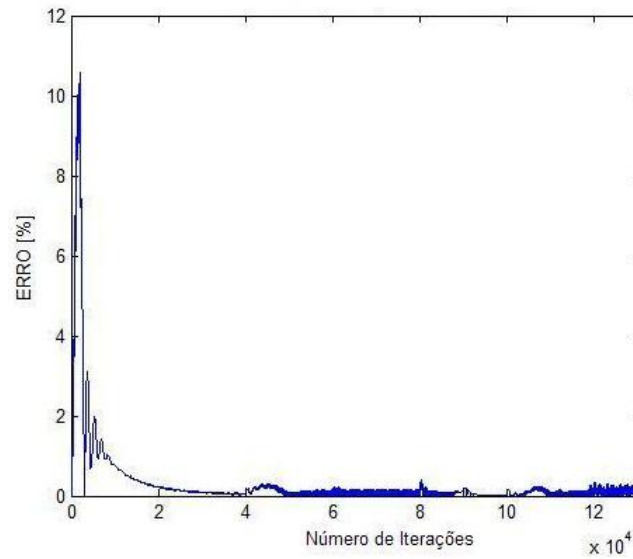


Figura 4.19: Erro modelo MIDA acionamento com cicloconversor e sem carga.

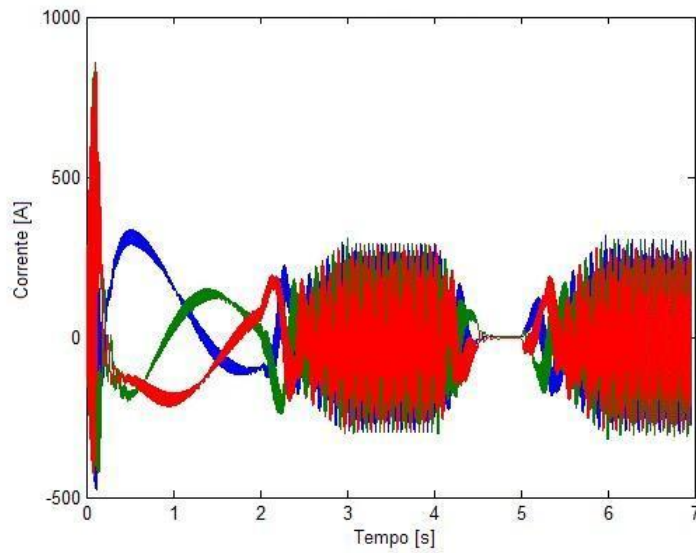


Figura 4.20: Corrente no rotor para modelo MIDA acionamento com cicloconversor e sem carga.

de exemplificar de maneira mais clara o funcionamento dos mesmos.

Diante de um sinal de referência de velocidade é possível calcular o escorregamento da máquina e definir um valor de amplitude para os sinais de tensão de cada fase, como pode ser verificado pela Figura 4.21.

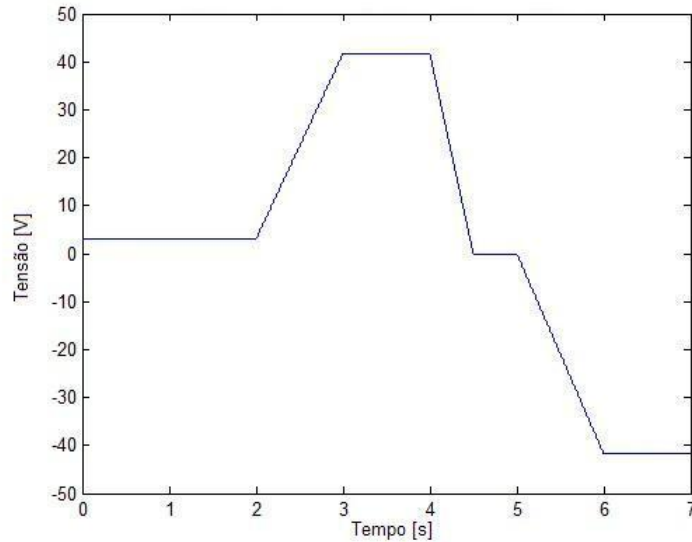


Figura 4.21: Sinal de amplitude proporcional ao escorregamento.

O sinal de amplitude é usado para gerar ondas senoidais defasadas em 120 graus que são proporcionais ao escorregamento, conforme ilustrado pela Figura 4.22.

Finalmente, o valor da tensão é convertido para um sinal de ângulo como ilustrado na Figura 4.23.

As simulações anteriores foram feitas considerando a máquina operando a vazio. Entretanto, na grande maioria das situações reais, a máquina opera com carga. Assim foram realizadas outras duas simulações em que o sistema opera a meia carga e carga nominal, Figuras 4.24 e 4.25. Para estes casos, a velocidade da máquina oscilou mais e não atingiu a velocidade síncrona. O erro para cada caso pode ser observado por meio das Figuras 4.26 e 4.27, respectivamente.

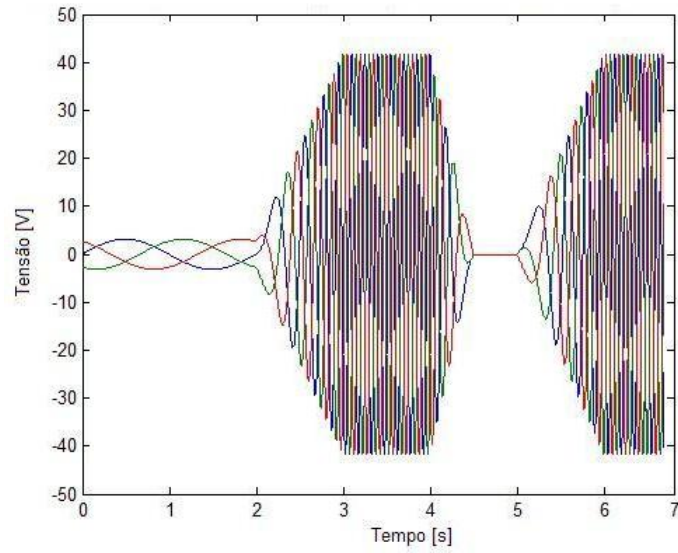


Figura 4.22: Tensões senoidais proporcionais ao escorregamento.

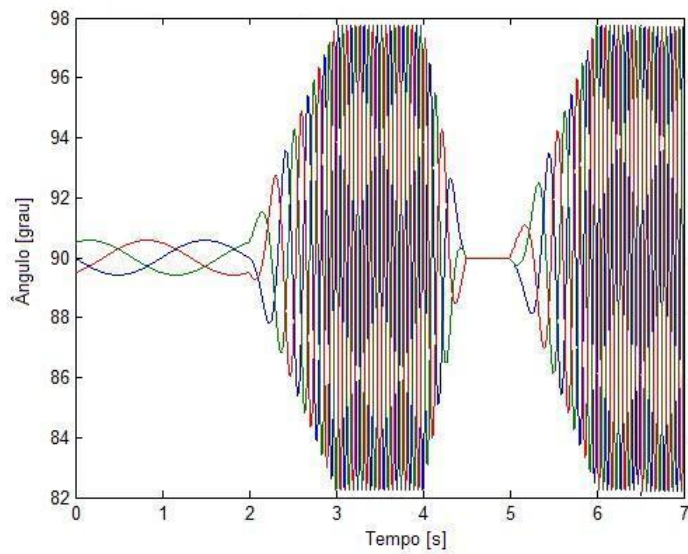


Figura 4.23: Ângulo de referência para o cicloconversor.

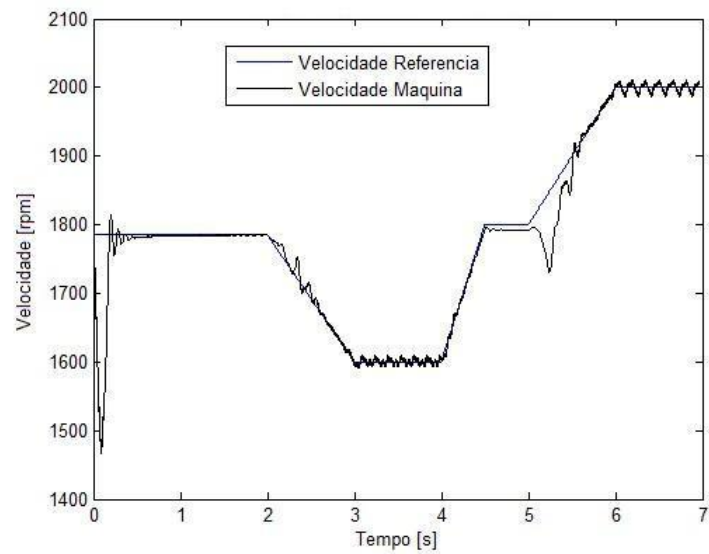


Figura 4.24: Comparação modelo MIDA acionamento com cicloconversor e meia carga.

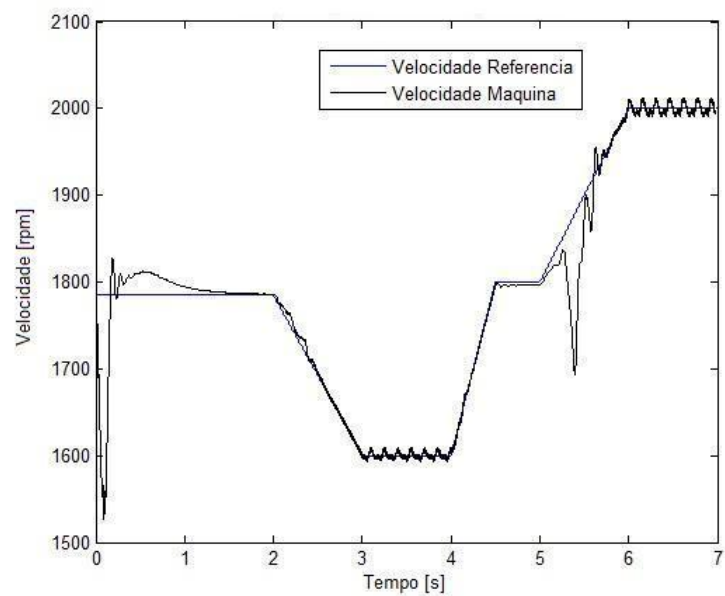


Figura 4.25: Comparação modelo MIDA acionamento com cicloconversor e carga nominal.

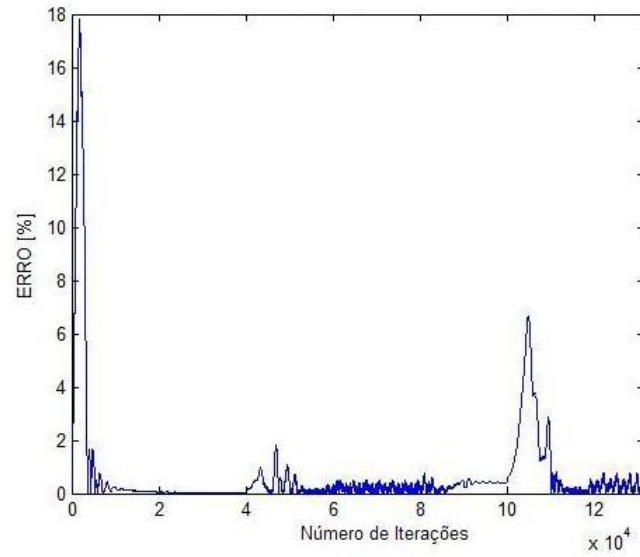


Figura 4.26: Erro modelo MIDA acionamento com cicloconversor e meia carga.

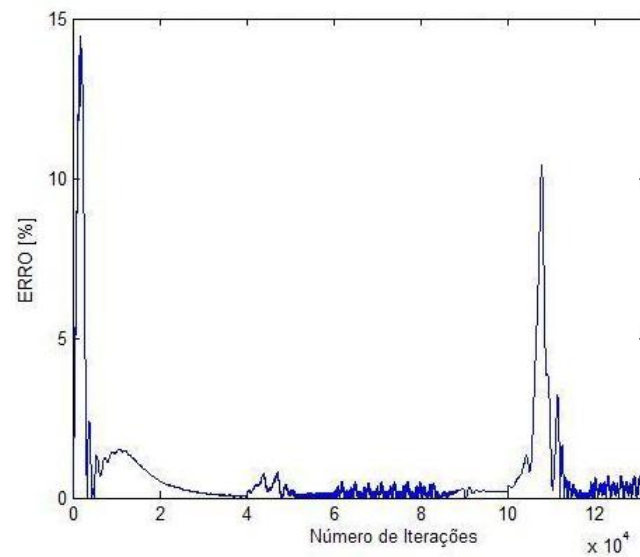


Figura 4.27: Erro modelo MIDA acionamento com cicloconversor e carga nominal.

## 4.5 Comparação Acionamento Kramer e Acionamento com Cicloconversor

Para um mesmo sinal de referência de velocidade, ambos os modelos (Kramer e Cicloconversor) foram simulados. A Figura 4.28 mostra o sinal de velocidade para cada caso. É importante observar que com o modelo de Kramer não foi possível obter velocidade acima da síncrona. A comparação dos erros para cada caso é apresentada pela Figura 4.29.

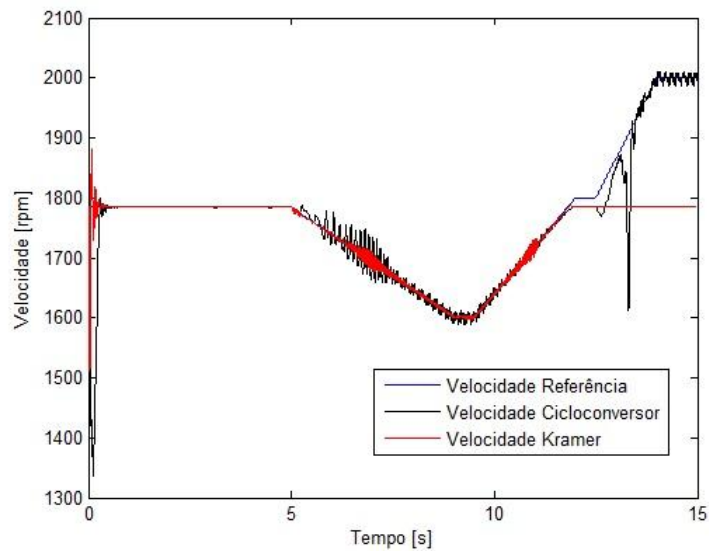


Figura 4.28: Comparação acionamento Kramer e acionamento com cicloconversor.

## 4.6 Conclusões

A simulação foi de fundamental importância para compreender importantes conceitos. A partir dos modelos computacionais foi possível entender os diferentes

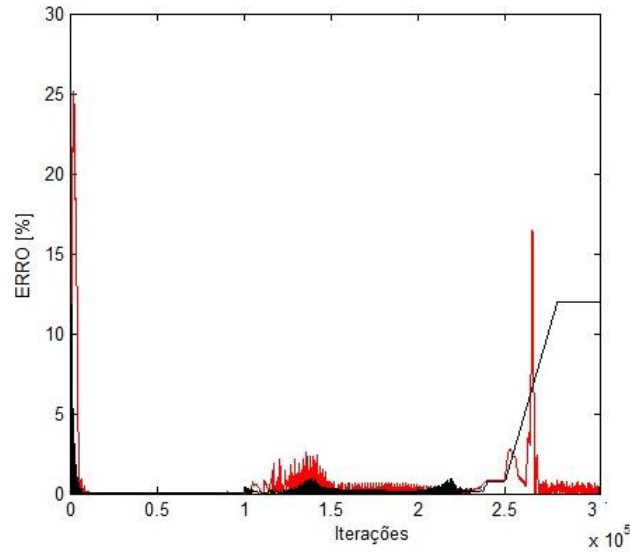


Figura 4.29: Erro comparação acionamento Kramer e acionamento com Ciclo-conversor.

tipos de acionamento, bem como suas particularidades.

A máquina em estudo, quando submetida à uma partida direta a plena carga, não consegue partir. Então, o primeiro modelo de partida foi o chaveamento de resistores que consiste em mudar o valor da resistência de rotor de forma que o ponto no qual tem-se o torque máximo varie de uma velocidade abaixo da nominal até a nominal. Apesar de ser possível variar a velocidade com este modelo atualmente este sistema é utilizado em sua maioria em situações em que necessita-se partir uma máquina com elevado torque de partida.

Antes de implementar o modelo de Kramer, foi apresentado o cálculo da indutância  $L_d$  que é um parâmetro de grande importância no modelo. Um estudo comparativo entre a relação de espiras do transformador permitiu verificar que a faixa de variação de velocidade está diretamente relacionada com esta relação, entretanto, quanto maior estes fatores, maior a potência do transformador.

A partir de um sinal de referência do ângulo de disparo da ponte tiristorizada, foi possível variar a velocidade da máquina, porém um sistema em malha aberta possui limitações principalmente quando este está sujeito a ruídos e perturbações. Assim, o sistema de acionamento de Kramer em malha fechada foi desenvolvido e consiste basicamente de uma malha interna de corrente e uma externa de velocidade. Ao desconsiderar a malha de velocidade e aplicar um degrau de corrente no sistema, foi possível verificar a resposta do sistema e aproximá-la ao de um sistema de primeira ordem. Diante desta consideração, levantou-se a equação que descreve o comportamento da resposta e aplicou-se ao modelo a técnica de *double ratios* para sintonizar os ganhos das malhas. Para a malha interna de corrente, utilizou-se um controlador PD e para a externa de velocidade um controlador PID. A fim de desenvolver um modelo mais robusto, que permita o funcionamento da máquina tanto na velocidade subsíncrona como supersíncrona, as pontes de diodo e tiristor foram substituídas por um cicloconversor.

Por fim, um estudo comparativo entre os modelos foi realizado de forma a entender e ilustrar os principais pontos de cada sistema. Apesar da maior complexidade e de envolver um sistema mais oneroso, o modelo com cicloconversor apresentou as vantagens de fazer com que a máquina opere na velocidade síncrona, subsíncrona e supersíncrona o que torna o emprego desta técnica bastante interessante.



# Capítulo 5

## Conclusões e Proposta de Continuidade

O principal objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de modelos dinâmicos de acionamentos de máquinas duplamente alimentadas. Estes podem ser uma alternativa interessante em aplicações específicas em que equipamentos de grande porte necessitam de elevado torque de partida e controle de velocidade.

O controle de velocidade pelo circuito rotórico permite utilizar conversores estáticos para controle de velocidade com potências menores em relação àqueles empregados ao circuito do estator.

Nos três primeiros capítulos do presente trabalho foi feito um estudo teórico que serviu de base para poder desenvolver os modelos dos sistemas. No Capítulo 4 em que são apresentados os modelos, é possível obter informações a respeito de como estimar parâmetros dos modelos que são fundamentais para o desenvolvimento da simulação. O primeiro modelo proposto foi o mais básico relacionado a controle de velocidade de máquinas de indução com dupla alimentação que

empregam conversores estáticos. Embora este possua limitações, sendo que a principal delas é possibilitar a variação da velocidade apenas abaixo da síncrona, seu desenvolvimento foi de fundamental importância para consolidar e aplicar a teoria envolvida e poder analisar os principais componentes do sistema como um todo. Uma técnica para estimação de ganhos de controladores foi demonstrada, utilizada e aplicada de forma satisfatória.

Outro modelo composto pela associação da máquina de indução duplamente alimentada com cicloconversores possibilitou obter resultados mais robustos em que a máquina pode operar nas velocidades síncronas, subsíncrona e supersíncrona. A inserção dos transformadores de interface garantiram a operação do modelo sem ocorrer curto circuito nos terminais das pontes tiristorizadas.

## 5.1 Propostas de Continuidade

A validação de modelos desenvolvidos computacionalmente é de fundamental importância. Desta forma, implementar protótipos em laboratório a fim de comparar os resultados reais e teóricos para o mesmo sistema seria de extrema valia.

Apesar de prover resultados interessantes, o modelo de acionamento com cicloconversor, para a simulação com carga não apresentou o comportamento da máquina com velocidade nominal. Desta forma, ainda é necessário desenvolver no modelo características que implementem esta situação.

Todos os modelos em estudo consideram resistências para partida dos mesmos. Para cargas elevadas, o custo destes reostatos é considerável para o sistema como um todo. Assim, um estudo mais profundo envolvendo a partida do sistema

sem a necessidade de resistências de grande impotância para reduzir os custos e justificar ainda mais o emprego de sistemas com máquinas de indução duplamente alimentadas.



# Referências Bibliográficas

- A. E. Fitzgerald, C. K. J. e. S. D. U. (2006). *Maquinas Eletricas*. Bookman.
- A. Lavi, R. I. P. (1966). Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor. *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, PAS-85(1):76–84.
- Aguirre, L. A. (2007). *Introdução à Identificação de Sistemas*. UFMG.
- Bose, B. K. (2001). *Modern Power Electronics And Ac Drives*. Prentice Hall.
- Chattopadhyay, A. K. (1975). Analog Computer Simulation of an Adjustable-Speed Induction Motor Drive with a Cycloconverter-Type Thyristor-Commutator in the Rotor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, IECI-22(3):433–440.
- Chattopadhyay, A. K. (1976). Digital Computer Simulation of an Adjustable Speed Induction Motor Drive with a Cycloconverter Type Thyristor Commutator in the Rotor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, IECI-23(1):86–91.
- Chattopadhyay, A. K. (1978). An Adjustable-Speed Induction Motor Drive with a Cycloconverter-type Thyristor Commutator in the Rotor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-14:116–122.

- D. Panda, E. L. B. e. T. A. L. (2001). A Novel Control Strategy for the Rotor Side Control of a Doubly-Fed Induction Machine. *Department of Electrical and Computer Engineering*, pages 1–8.
- Ferreira, J. F. (2009). Controlo de Geradores de Indução Duplamente Alimentados em Turbinas Eólicas. *Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia*.
- G. Giannakopoulos, S. G. (1979). Dynamic Simulation of an Induction Motor Drive with D.C link in the Rotor Circuits. *Power Engineering Society Winter Meeting*, A79112-4.
- Johan Morren, S. W. H. d. H. (2005). Ridethrough of Wind Turbines with Doubly-Fed Induction Generator During a Voltage Dip. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(2):435–441.
- Kramer, C. (1908). Neue Methoden zur Regelung von Asynchronmotoren und ihre Anwendung fur Verschiedene Zwecke. (31):620–625.
- Kunzler, J. (2006). Analises Teorica e Experimental do Gerador Assíncrono de Dupla Alimentação. *Universidade Federal do Rio Grande do Sul*.
- Langsdorf, A. S. (1955). *Theory of Alternating Current Machinery*. McGraw-Hill Book Company second ed.
- Liao, Y. (1996). Design of A Brushless Doubly-Fed Induction Motor for Adjustable Speed Drive Applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pages 850–855.

- Maamoon Al-Kababjie, R. M. K. (2007). Modeling and Simulation of multi-pulse Cycloconverterfed AC induction motor and study of output power factor. *Al-Rafidain Engineering*, 15(1):1–14.
- Meyer, M. (1961). Ueber die untersynchrone Stromrichter-kaskade. *Elektrotechnische Zeitschrift Ausgabe A*, pages 589–596.
- Miljanic, P. N. (1968). The Through-Pass Inverter and Its Application to the Speed Control of Wound Rotor Induction Machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-87(1):234–239.
- Muhammad, R. (2001). *Power Electronics Handbook - Devices, Circuits, and Applications*. Butterworth-Heinemann Ltd.
- P. Franz, A. M. (1981). Digital Simulation of a Complete Subsynchronous Converter Cascade with 6/12-Pulse Feedback System. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, PAS-100(12):4948–4957.
- P. Lehone, T. T. (1982). Large Adjustable Speed Drives. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101(5):1229–1235.
- Perdana, A. (2008). Dynamic Models of Wind Turbines. *Chalmers University of Technology*.
- Petersson, A. (2005). Analysis, Modeling and Control of Doubly Fed Induction Generators for Wind Turbines. *Chalmers University of Technology*.
- R. S. Bhide, S. V. K. (2009). Comparison of Interphase Transformer and Five-Legged Transformer Options for Low-voltage High-current applications. *Indian Institute of Technology Bombay*, pages 1–9.

- Silva, K. F. (2006). Controle e Integração de Centrais Eólicas à Rede Elétrica com Geradores de Indução Duplamente Alimentados. *Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.*
- Smith, G. A. (1977). Static Scherbius System of Induction Motor Speed Control. *Proceedings IEEE*, 124(6):557–560.
- Tsuchiya, T. (1980). Suboptimal Control of a Static Scherbius Induction Motor System Using a Microprocessor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-16(5):686–699.
- V. N. Mittle, K. e. S. C. G. (1979). Switching Transients in Static Slip Energy Recovery Drive. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-98(4):1315–1320.
- V. Pavlov, H. Okitsu, T. S. e. T. O. (1979). Hybrid Speed-Control System of Wound-Rotor Induction Motor. *Proceedings IEEE*, 126(9):821–825.
- Vukosavic, S. N. (2007). *Digital Control of Electrical Drives*. Xpringer.
- W. E. Long, N. L. S. (1971). Cicloconverter Control of the Doubly Fed Induction Motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IGA-7(1):95–100.
- Weiss, H. W. (1974). Adjustable Speed AC Drive Systems for Pump and Compressor Applications. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-10(1):162–167.
- William Shepherd, J. S. (1969). Slip Power Recovery in an Induction Motor by the Use of a Thyristor Inverter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IGA-5(1):74–82.



# Apêndice A

## Introdução às Máquinas de Indução

### A.1 Princípios Básicos

Este apêndice tem como objetivo estudar o comportamento em regime permanente de uma máquina de indução por meio do seu circuito equivalente. Os circuitos equivalentes podem ser usados para estudar o efeito de carga apresentado pela máquina diante de uma fonte de energia, seja ela uma fonte de frequência fixa, como um sistema de potência, seja um acionado de motor com frequência e tensão variáveis, [A. E. Fitzgerald \(2006\)](#).

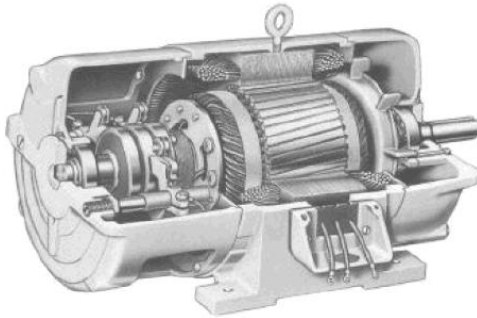
Na máquina de indução, operando na sua forma tradicional, a fonte de tensão aplica corrente alternada nos terminais do estator e o rotor recebe uma corrente induzida, similar a um transformador. Esta tensão alternada quando fornecida por uma fonte polifásica equilibrada, gera um campo magnético no entreferro da máquina que gira na velocidade síncrona. Esta velocidade pode ser determinada pela frequência da fonte aplicada ao estator e pelo número de polos da máquina. A Equação( [A.1](#)) pode ser empregada para o cálculo da velocidade síncrona em

rpm.

$$n_s = \frac{120f_n}{p} \quad (\text{A.1})$$

Existem dois tipos de rotor para a máquina de indução: rotor bobinado e gaiola de esquilo. O rotor bobinado é composto por enrolamentos polifásicos semelhante ao estator e com o mesmo número de polos do mesmo. Já o motor de gaiola de esquilo é composto por barras condutoras encaixadas em ranhuras no ferro do rotor e curto-circuitadas em cada lado por anéis condutores. A Figura A.1 ilustra os dois tipos de rotor.

- Bobinado:



- Gaiola:

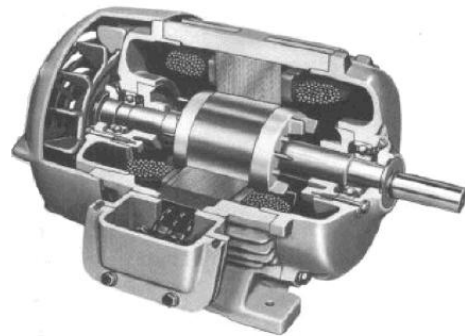


Figura A.1: Tipos de rotor para máquinas de indução.

Considerando que o rotor gira no mesmo sentido do campo a uma velocidade  $n$  em rpm, a velocidade síncrona pode ser obtida pela Equação (A.1). O campo magnético girante do estator gera um campo induzido também girante no rotor. Desta forma, tem-se uma tensão induzida no rotor. A polaridade dessa tensão induzida é tal que, se a bobina do rotor for colocada em curto-circuito, a tensão induzida dará origem a uma corrente que fluirá pelo rotor o que possibilita o

movimento do mesmo. Caso a velocidade do rotor seja a mesma do estator, ambos os campos magnéticos se anulam e não haverá corrente circulando no rotor e conseqüentemente este para de girar.

Assim existe uma diferença entre a velocidade síncrona do estator ( $n_s$ ) e a velocidade do rotor ( $n_r$ ) definida geralmente como escorregamento ( $s$ ). A Equação (A.2) define o escorregamento como uma fração da velocidade síncrona e geralmente este é um dado de placa da máquina.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (\text{A.2})$$

A partir desta consideração, fica interessante expressar a velocidade do rotor em termos da velocidade síncrona e esta relação é apresentada pela Equação (A.3)

$$n_r = (1 - s)n_s \quad (\text{A.3})$$

A mesma relação é válida para os valores de velocidade angular definida pela Equação (A.4)

$$w_r = (1 - s)w_s \quad (\text{A.4})$$

O movimento relativo entre o fluxo do estator e os condutores do rotor induz tensões de frequência  $f_r$  dada pela Equação (A.5) e podem ser chamadas de frequência de escorregamento. Assim, o comportamento elétrico de uma máquina de indução é similar ao de um transformador. Entretanto a máquina apresenta uma característica adicional da transformação de frequência produzida pelo movimento relativo entre os enrolamentos do estator e do rotor, [A. E. Fitzgerald](#)

(2006).

$$f_r = sf_e \quad (\text{A.5})$$

Os terminais do rotor de um motor de indução podem ser curto-circuitados por construção, no caso da gaiola de esquilo, e externamente, no caso do motor de rotor bobinado. O fluxo girante de entreferro induz tensões com a frequência de escorregamento nos enrolamentos do rotor. As correntes do rotor são determinadas então pelas magnitudes das tensões induzidas e pela impedância apresentada pelo rotor na frequência de escorregamento. Na partida, o rotor está parado ( $n_r = 0$ ), o escorregamento é unitário ( $s = 1$ ), e a frequência do rotor é igual à frequência do estator  $f_e$ . Portanto, o campo produzido pelas correntes do rotor gira com a mesma velocidade que o campo do estator, resultando em um conjugado de partida que faz com que o rotor tenda a girar no sentido de rotação do campo de indução do estator. Se esse conjugado for suficiente para superar a oposição à rotação criada pela carga no eixo, então o motor atingirá a sua velocidade de operação. No entanto, para uma máquina de indução, caso essa velocidade se iguale à velocidade síncrona, os condutores do rotor estariam estacionários em relação ao campo do estator, assim nenhuma corrente seria induzida neles e, conseqüentemente, nenhum conjugado seria produzido.

Com o rotor girando no mesmo sentido de rotação que o campo do estator, a frequência das correntes do rotor será  $sf_e$  e elas produzirão uma onda girante de fluxo que irá girar com  $sn_s$  rpm em relação ao rotor no sentido para frente. Entretanto, superposta à essa rotação, está a rotação mecânica do rotor a  $n_r$  rpm. Assim, em relação ao estator, a velocidade da onda de fluxo produzida

pelos correntes do rotor é a soma dessas duas velocidades sendo igual a

$$sn_s + n_r = sn_s + n_s(1 - s) = n_s \quad (\text{A.6})$$

Da Equação (A.6), pode-se concluir que as correntes do rotor produzem uma onda de fluxo no entreferro que gira na velocidade síncrona e, portanto, em sincronismo com a produzida pelas correntes do estator. Como os campos do estator e do rotor giram sincronicamente cada um, eles estão estacionários entre si, e produzem um conjugado constante que assim mantém a rotação do rotor. Esse conjugado, que existe em qualquer velocidade mecânica  $n_r$  do rotor que seja diferente da velocidade síncrona, é chamado de conjugado assíncrono.

## A.2 Circuito Equivalente da Máquina de Indução

Uma estratégia eficaz de análise e avaliação de performance em regime permanente de uma máquina de indução é o estudo do circuito equivalente. É válido pensar que as máquinas trifásicas possuem a configuração de interligação em Y de modo que as correntes e tensões sejam sempre expressas por valores de fase. Desta forma é possível representar e deduzir o circuito por fase, e para obter os valores das correntes e tensões basta realizar um deslocamento de fase. A Figura A.2 ilustra o circuito equivalente por fase de uma máquina de indução.

Uma tensão ( $V_s$ ) é aplicada aos terminais do estator. A variação do fluxo no entreferro da máquina gera uma força contra eletromotriz ( $V_m$ ) que referida ao circuito do rotor é representada por  $V_r' = nsV_m$ , em que  $n$  é a relação de espiras do motor e  $s$  é o escorregamento. A queda de tensão nos enrolamentos do estator

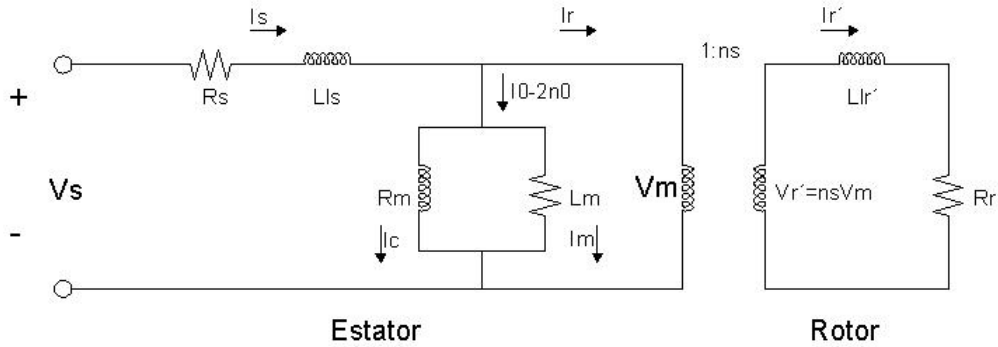


Figura A.2: Circuito equivalente de um motor de indução polifásico.

provocada pelas resistências dos fios ( $R_s$ ), bem como a indutância do circuito  $L_{ls}$  diferem o valor da tensão  $V_s$  de  $V_m$ .

A corrente de excitação  $I_0$  é composta por duas componentes: corrente de perdas no núcleo ( $I_c = \frac{V_m}{R_m}$ ) e a corrente de magnetização  $I_m = \frac{V_m}{\omega_e L_m}$ , sendo que  $R_m$  é a resistência que representa as perdas no núcleo e  $L_m$  é a indutância de magnetização. A corrente induzida no rotor ( $I_r'$ ) na frequência ( $\omega_{sl}$ ) é provocada pela tensão ( $V_r'$ ) e é limitada pela resistência ( $R_r'$ ) e reatância ( $\omega_{sl} L_{lr}'$ ). A tensão induzida no rotor  $V_r'$  provoca uma corrente no rotor  $I_r'$  na frequência de escorregamento  $\omega_{sl}$ , que é limitada pela resistência do rotor  $R_r'$  e pela reatância  $\omega_{sl} L_{lr}'$ . A corrente no estator  $I_s$  é formada pelas correntes de excitação  $I_0$  e a corrente do rotor referida para o lado do estator, Bose (2001).

Para completar o circuito equivalente, é necessário determinar o valor dos parâmetros do rotor referidos ao estator. Isso pode ser feito referindo a impedância do lado do rotor ao lado do estator. Para tal, suas componentes são divididas pelo quadrado da relação de espiras do motor. Desta forma, as componentes referidas ao estator são  $R_r = \frac{R_r'}{n^2}$  e  $L_{lr} = \frac{L_{lr}'}{n^2}$ .

A Figura A.3 ilustra o circuito equivalente com os parâmetros referidos ao

lado do estator.

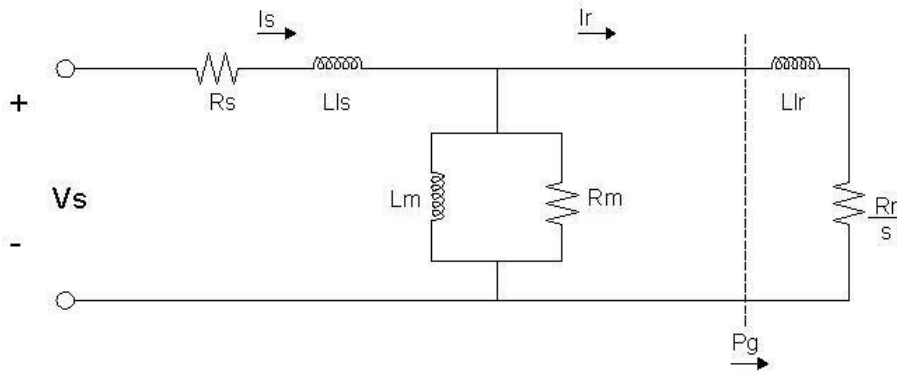


Figura A.3: Circuito equivalente com parâmetros referidos ao rotor de um motor de indução polifásico.

A corrente  $I_r$  é determinada pela Equação (A.7).

$$I_r = nI'_r = \frac{n^2 s V_m}{R'_r + j\omega_{sl} L'_{lr}} = \frac{V_m}{\frac{R_r}{s} + j\omega_e L_{lr}} \quad (\text{A.7})$$

em que  $s = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e}$

Na velocidade síncrona,  $s = 0$ ,  $I_r = 0$  e a corrente que circula na máquina é apenas a corrente de excitação  $I_0$ . Em velocidades subsíncronas  $0 < s < 1$ , e para um valor pequeno de escorregamento, a corrente no rotor é influenciada principalmente pelo parâmetro  $R_r/s$  ( $R_r/s \gg \omega_e L_{lr}$ ).

O torque da máquina pode ser expresso pela Equação (A.8)

$$T_e = \frac{3p\hat{\psi}_m \hat{I}_r \text{sen}(\delta)}{2} \quad (\text{A.8})$$

em que  $p$  é o número de polos,  $\hat{\psi}_m$  é o valor de pico do fluxo no entreferro por polo,  $\hat{I}_r$  é o valor de pico da corrente do rotor e  $\delta = \frac{\pi}{2} + \theta_r$  definido como ângulo de torque.

### A.2.1 Análise do Circuito Equivalente

Diversas expressões para potência podem ser obtidas pela análise da Figura A.3.

Potência de entrada:

$$P_{in} = 3V_s I_s \cos\phi \quad (\text{A.9})$$

Perdas no enrolamento do estator:

$$P_{es} = 3I_s^2 R_s \quad (\text{A.10})$$

Perdas no núcleo:

$$P_{ec} = 3 \frac{V_m^2}{R_m} \quad (\text{A.11})$$

Potência no entreferro:

$$P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \quad (\text{A.12})$$

Perdas no enrolamento do rotor:

$$P_{er} = 3I_r^2 R_r \quad (\text{A.13})$$

Potência de saída:

$$P_o = P_g - P_{er} = 3I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} \quad (\text{A.14})$$

Potência no eixo:

$$P_{sh} = P_o - P_{FW} \quad (\text{A.15})$$

sendo que  $P_{FW}$  são as perdas por fricção e atrito e  $\cos\phi$  é o fator de potência



na entrada.

A potência de saída é o produto do torque desenvolvido  $T_e$  pela velocidade  $w_m$ . É possível expressar  $T_e$  pela Equação( A.16)

$$T_e = \frac{P_o}{w_m} = \frac{3I_r^2 R_r}{w_m} \frac{1-s}{s} = \frac{3PI_r^2 R_r}{2sw_e} \quad (\text{A.16})$$

em que  $w_m = (\frac{2}{P})w_r = (\frac{2}{P})(1-s)w_e$  é a velocidade mecânica do rotor (rad/s). Substituindo a Equação( A.12) em ( A.16) tem-se

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{P_g}{w_e} \quad (\text{A.17})$$

A Equação( A.17) indica que o torque pode ser obtido por meio da potência do entreferro caso a frequência do estator seja conhecida. Desprezando as perdas no núcleo pode-se escrever:

$$P_g = 3V_m I_s \text{sen}(\theta) \quad (\text{A.18})$$

em que,

$$V_m = w_e \psi_m \quad (\text{A.19})$$

$$\psi_m = L_m I_m \quad (\text{A.20})$$

e

$$I_s \text{sen}(\theta) = I_s \text{sen}(\delta) \quad (\text{A.21})$$

Substituindo as Equações ( A.18), ( A.19), ( A.20), ( A.21) em ( A.17), o torque pode ser determinado das seguintes formas:

$$T_e = 3\left(\frac{P}{2}\right)\psi_m I_r \text{sen}(\delta) \quad (\text{A.22})$$

$$T_e = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)\hat{\psi}_m \hat{I}_r \text{sen}(\delta) \quad (\text{A.23})$$

$$T_e = 3\left(\frac{P}{2}\right)L_m I_m I_a \quad (\text{A.24})$$

$\hat{\psi}_m$  e  $\hat{I}_r$  são, respectivamente, valores de pico dados por  $\sqrt{2}\psi_m$  e  $\sqrt{2}I_r$  e  $I_a = I_r \text{sen}(\delta)$

A Equação ( A.23) mostra outra maneira para determinar o torque da máquina e é semelhante à ( A.8). A expressão de torque em ( A.24) é análoga à equação de torque de uma máquina de corrente contínua em que  $I_m$  é a corrente de magnetização do estator,  $I_a$  é a corrente de armadura e o termo  $3\left(\frac{P}{2}\right)$  é uma constante.

O circuito equivalente da Figura A.3 pode ser simplificado e representado pela Figura A.4. Nesta nova representação a resistência do núcleo foi desconsiderada e indutância de magnetização foi transferida para a entrada. Esta simplificação é justificada pela relação  $|(R_s + jw_e L_{ls})| \ll w_e L_m$ . O erro provocado por esta simplificação é de aproximadamente 5%, Bose (2001).

A análise da Figura A.4 permite calcular  $I_r$  como

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + \frac{R_r}{s})^2 + w_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (\text{A.25})$$

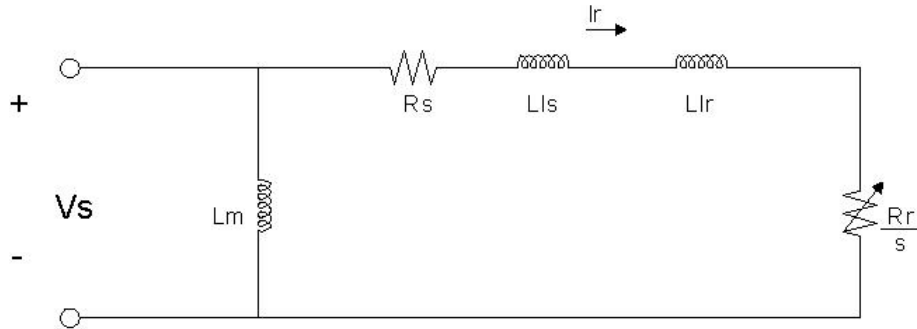


Figura A.4: Circuito equivalente aproximado com parâmetros referidos ao rotor de um motor de indução polifásico.

Substituindo a Equação (A.25) em (A.16) obtém-se:

$$T_e = 3 \frac{P}{2} \frac{R_r}{s w_e} \frac{V_s^2}{(R_s + \frac{R_r}{s})^2 + w_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} \quad (\text{A.26})$$

Quando o circuito equivalente do motor de indução é aplicado, deve-se ter em mente as idealizações nas quais foi baseado. Isso é particularmente necessário quando as análises são desenvolvidas para uma larga faixa de velocidades, tal como é o caso na análise da partida de um motor. A saturação, sob as intensas correntes transitórias iniciais, associadas às condições de partida, tem um efeito significativo sobre as reatâncias do motor. Além disso, a frequência das correntes do rotor é a de escorregamento, variando desde a frequência de estator, para a velocidade nula, até um valor baixo, para a velocidade de plena carga. A distribuição das correntes nas barras do rotor dos motores de gaiola pode variar significativamente em função da frequência, dando origem a variações importantes de resistência no rotor. Erros devidos a essas causas podem ser mantidos em um mínimo quando são usados parâmetros de circuito equivalente que correspondem tão de perto quanto possível aos das condições de funcionamento propostas,

[A. E. Fitzgerald \(2006\)](#).

### **A.3 Variação de Velocidade Inserindo Resistência no Rotor**

Em condições de funcionamento com frequência constante, um motor de indução convencional é essencialmente um motor com operação em velocidade fixa. Inúmeras aplicações industriais utilizam motores de indução com rotor bobinado ou gaiola de esquilo com alimentação exclusivamente no estator.

Para situações em que a potência do motor é extremamente elevada, o custo de equipamentos eletrônicos como conversores, dispositivos de partida e parada especiais, inversores de frequência, entre outros, necessários para partir o motor é elevado. Diante desta situação, outras possibilidades de acionamento devem ser analisadas. Uma possibilidade interessante é adicionar resistências em série ao circuito do rotor o que permite obter torque elevado para velocidades baixas.

A extrema simplicidade e a robustez da construção do rotor em gaiola de esquilo representam vantagens notáveis que justificam a grande preferência em se utilizar este tipo de rotor. Embora o motor de indução com rotor bobinado tenha um custo mais elevado, maior inércia rotórica, maior limitação de velocidade, maiores problemas com manutenção e ser mais pesado quando comparado com o motor de gaiola de esquilo este possui características interessantes que justificam para determinados casos sua escolha.

No caso de um motor de indução com rotor bobinado, o acesso à resistência do rotor possibilita a variação da velocidade do mesmo ao inserir uma resistência

extra no circuito do rotor. Este acréscimo de resistência influencia na relação torque x velocidade em regime permanente e pode ser analisado pela Figura A.5.

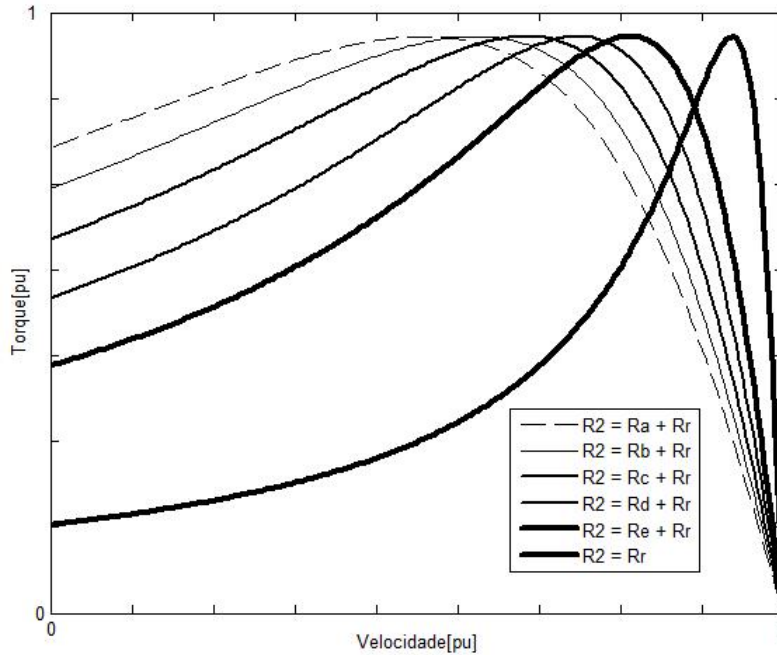


Figura A.5: Característica torque X velocidade para diferentes valores de resistência de rotor.

Uma expressão para o conjugado eletromecânico máximo,  $T_{max}$  indicado na Figura A.5 pode ser obtido a partir da análise do circuito equivalente quando o teorema de Thévenin da teoria de circuitos é aplicado a este, A. E. Fitzgerald (2006). A partir desta análise é possível determinar a equação correspondente do torque máximo:

$$\frac{R_r}{s_{maxT}} = \sqrt{R_{1,eq}^2 + (X_{1,eq} + L_{lr})^2} \quad (A.27)$$

Portanto, o escorregamento  $s_{maxT}$ , para o conjugado máximo, é representado

pela Equação( A.28) e o conjugado correspondente pela ( A.29). Em que  $n_{fases}$  é o número de fases,  $V_{1eq}$ ,  $R_{1eq}$  e  $X_{1eq}$  são, respectivamente, a tensão, resistência e indutância de Thévenin.

$$s_{maxT} = \frac{R_r}{\sqrt{R_{1,eq}^2 + (X_{1,eq} + L_{lr})^2}} \quad (\text{A.28})$$

$$T_{max} = \frac{1}{w_s} \left[ \frac{0,5n_{fases}V_{1,eq}^2}{R_{1,eq} + \sqrt{R_{1,eq}^2 + (X_{1,eq} + L_{lr})^2}} \right] \quad (\text{A.29})$$

Uma análise interessante que pode ser feita da Figura A.5 é que o torque máximo permanece o mesmo alterando apenas a velocidade na qual ele ocorre. Quanto maior o valor da resistência do rotor, menor é a velocidade em que tem-se o torque máximo. O valor do torque de partida aumenta a medida que a resistência do rotor aumenta.

Durante o funcionamento normal do motor, o rotor gira no sentido de rotação do campo magnético produzido pelas correntes de estator, a velocidade está entre zero a a velocidade síncrona, e o correspondente escorregamento está entre 1 e 0. Indicado na Figura A.6 por "Região Motor".

Para operar na região de S maior que 1 (correspondendo a uma velocidade negativa do motor), o motor deve ser acionado em sentido contrário, contra o sentido de rotação do seu campo magnético, por uma fonte de potência mecânica capaz de contrabalancear o conjugado  $T_{mec}$ . A principal utilização prática dessa região está em trazer rapidamente o motor até uma parada por um método chamado frenagem por inversão de fases. Invertendo dois terminais do estator de um motor trifásico, a sequência de fase e, portanto, o sentido de rotação do campo

magnético são invertidos subitamente e o que era um pequeno escorregamento, antes da inversão, torna-se um escorregamento próximo de 2 após a inversão. O motor para sob a influência do conjugado  $T_{mec}$  e é desligado da linha antes que comece a girar no sentido oposto. Dessa forma, a região de escorregamento maior que um é indicada por "Região Frenagem".

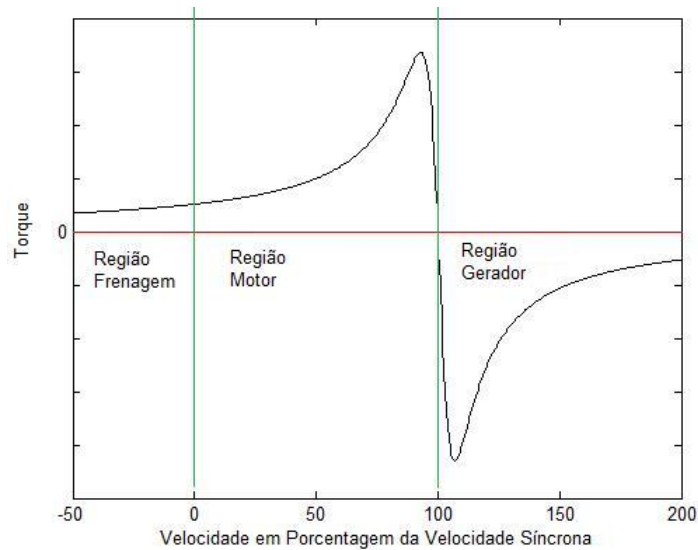


Figura A.6: Curva de torque X escorregamento de uma máquina de indução, mostrando as regiões de frenagem e de funcionamento como motor e gerador.

As Equações ( A.28) e ( A.29) mostram que o escorregamento para torque máximo é diretamente proporcional à resistência do rotor  $R_r$ , entretanto, o valor do conjugado máximo não depende de  $R_r$ . Quando o valor de  $R_r$  é incrementado, inserindo-se uma resistência externa no rotor, o torque máximo não é afetado, porém, a velocidade na qual isso ocorre pode ser controlada diretamente.

Apesar do valor do torque máximo não ser alterado com a alteração da resistência do rotor, o valor do torque inicial se altera o que é interessante porque é possível obter torque alto de partida, necessário quando deseja-se partir cargas com elevado torque de partida.

O motor de indução com rotor bobinado associado a um reostato que possibilita a alteração da resistência do rotor é um dos métodos mais antigos de variar velocidade em máquinas de indução. Outra grande vantagem deste tipo de configuração é que a potência de escorregamento está relacionada com os anéis do rotor e pode ser eletronicamente controlada para permitir o controle de velocidade. Para aplicações em determinadas faixas de velocidade, em que a potência de escorregamento é apenas uma fração da potência da máquina a redução nos custos dos conversores podem ser substanciais.

O método de variação de velocidade por variação de resistência do rotor, ilustrado pela Figura A.7, é um método bastante ineficiente porque uma quantidade considerável de energia é consumida pelas resistências.

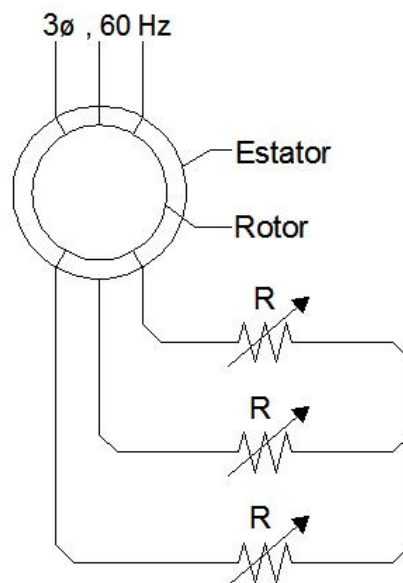


Figura A.7: Variação velocidade com inserção de resistências no rotor.

O constante desenvolvimento da eletrônica de potência proporciona a utilização de conversores de elevada potência para acionamento de máquinas. En-



tretanto, para aplicações de elevada potência estes dispositivos ainda possuem elevado custo.

Uma alternativa para a variação de velocidade é utilizar uma ponte retificadora composta por diodos e um dispositivo denominado *chopper* para alterar o valor da resistência equivalente do rotor. O esquema desta alternativa é ilustrado pela Figura A.8. O circuito do estator está conectado diretamente a fonte de tensão. Porém, a tensão no circuito do rotor é retificada por meio da ponte de diodo. O indutor  $L_d$  conectado em série, produz uma corrente  $I_d$  a partir da tensão retificada  $V_d$  que é aplicada ao IGBT e à resistência R. O pulso modulado do *chopper* controla a condução ou não do mesmo. Este possui um ciclo definido por  $\delta = \frac{t_{on}}{T}$ , em que  $t_{on}$  é o tempo de condução do dispositivo eletrônico e T é o período. Quando o IGBT não está conduzindo, a resistência é conectada ao circuito e a corrente  $I_d$  circula por ela. Por outro lado, quando o *chopper* está conduzindo, a resistência é curto circuitada e a corrente não circula por ela. A velocidade da máquina pode ser variada por meio da alteração do ciclo de disparo do IGBT. Este método é vantajoso quando comparado com o explicado anteriormente. Entretanto, ainda existe o inconveniente da baixa eficiência devido a perda de energia no rotor. Este modelo pode ser usado em aplicações em que a variação de velocidade tenha uma faixa restrita e as perdas possam ser desconsideradas.

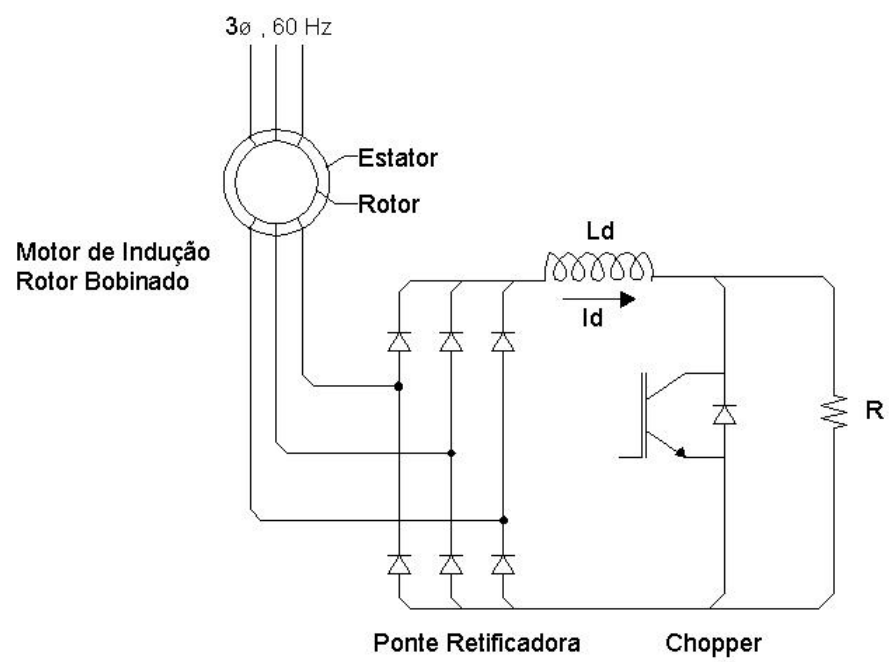


Figura A.8: Variação velocidade com inserção de ponte retificadora e *Chopper*.

# Apêndice B

## Sistemas de Controle

O apêndice tem como finalidade expor os principais conceitos envolvendo alguns tipos de controladores.

### B.1 Configurações de Sistemas de Controle

Um sistema de controle fornece uma saída ou resposta para uma dada entrada ou estímulo. A entrada representa a resposta desejada e a saída é a resposta real.

Após aplicar o sinal de referência, a resposta se altera segundo uma trajetória que se relaciona com o dispositivo físico e ao modo de armazenar ou dissipar energia. A mudança gradual da resposta é chamada de resposta transitória. Depois da resposta transitória, um sistema físico tende à resposta de estado estacionário, que é a aproximação da resposta comandada ou desejada.

A diferença entre o valor da entrada e saída é chamado de erro de estado estacionário. A ocorrência de erro de estado estacionário não existe somente nos sistemas de controle com defeito. Frequentemente, este erro é inerente ao sistema

projetado, e o engenheiro determina se esse conduz ou não a degradação relevante das funções do sistema.

### B.1.1 Sistemas a Malha Aberta

Um sistema a malha aberta genérico é mostrado na Figura B.1 e consiste em um subsistema chamado transdutor de entrada, que converte a forma de entrada na que é usada pelo controlador. O controlador age sobre um processo ou planta. A entrada também pode ser chamada de referência, ao passo que a saída pode ser chamada de variável controlada. Outros sinais, como perturbações, são mostrados somados às saídas do controlador e do processo por meio de adições que produzem a soma algébrica de seus sinais de entrada usando sinais associados.

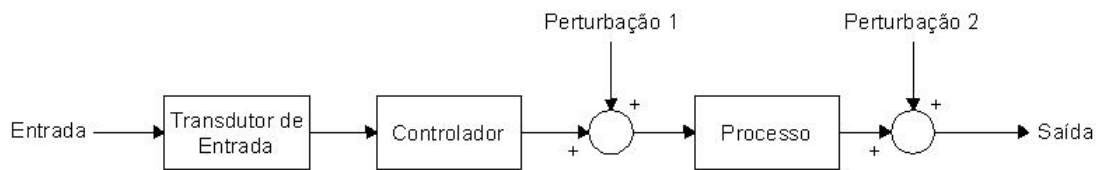


Figura B.1: Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.

A característica que distingue um sistema a malha aberta é que este não pode compensar a ação de quaisquer perturbações que sejam adicionadas ao sinal atuante do controlador. A saída de um sistema a malha aberta é corrompida não apenas por sinais que agregam aos comandos do controlador, mas também pelas perturbações na saída.

Os sistemas em malha aberta, portanto, não corrigem os efeitos de perturbações e são comandados unicamente com base na entrada.

### B.1.2 Sistemas a Malha Fechada

As desvantagens do sistema em malha aberta, especificamente a sensibilidade a perturbações e a incapacidade de corrigir os efeitos destas, podem ser superadas nos sistemas a malha fechada. A arquitetura genérica deste sistema é mostrado pela Figura B.2.

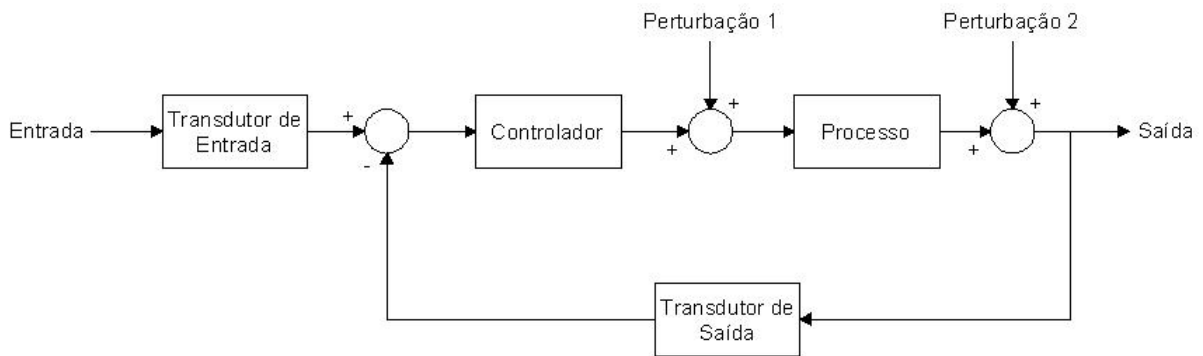


Figura B.2: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.

O transdutor de entrada converte a forma de entrada na forma usada pelo controlador. Um transdutor de saída, ou sensor, mede a resposta de saída e a converte na forma usada pelo controlador. A primeira junção de adição adiciona algebricamente o sinal de entrada ao de saída. O sistema de malha fechada compensa perturbações medindo a resposta da saída, retornando esta medição através de um canal de retroação e comparando essa resposta com a entrada. Caso exista alguma diferença entre as duas respostas, o sistema age sobre a planta para fazer a correção. Se não existir diferença, o sistema não age sobre o processo.

Os sistemas a malha fechada, por conseguinte, apresentam a vantagem óbvia de uma maior precisão que os sistemas a malha aberta e são menos sensíveis a ruídos, perturbações e a mudanças nos parâmetros do sistema. A resposta

transitória e o erro de estado estacionário podem ser controlados de modo mais conveniente e com maior flexibilidade nos sistemas a malha fechada, por outro lado são mais caros e complexos quando comparados com os a malha aberta.

## B.2 Sistema de Controle

O desenvolvimento de um controlador tem como objetivo manter a variável controlada o mais próximo possível de um valor previamente determinado, por meio de alterações das variáveis manipuladas. O controle é feito pela comparação do valor desejado e o valor medido.

### B.2.1 Controle Proporcional, Integral e Derivativo (PID)

O PID é um algoritmo de controle universal baseado na filosofia por realimentação, é versátil e robusto e caso as condições do sistema mudem a re-sintonia do controlador geralmente produz um controle satisfatório.

É interessante assinalar que mais da metade dos controladores industriais em uso nos dias atuais utiliza estratégias de controle PID ou PID modificadas. A maioria dos controles analógicos é hidráulica, pneumática, elétrica e eletrônica, ou resulta de uma combinação destes tipos. Correntemente, muitos deles são transformados em digitais por intermédio dos microprocessadores.

Tendo em vista que a maioria dos controladores é ajustada no local de uso, têm sido propostos na literatura muitos tipos diferentes de regras de sintonia. A utilização destas regras de sintonia tem tornado possível o ajuste suave e preciso dos controladores PID no local de uso. Além disso, têm sido desenvolvidos métodos visando a sintonia automática e alguns controladores PID podem ser dotados

de capacidade de sintonia automática, em operação (on-line). Muitos métodos práticos de comutação suave (da operação manual para a operação automática) e de programação de ganho estão disponíveis comercialmente.

Controladores PID (Proporcional Integral Derivativo) são dispositivos muito comuns para o auxílio no controle de inúmeros sistemas reais. Como seu próprio nome indica, ele é composto por três parâmetros: proporcional, integral e derivativo. Em um projeto de controladores PID, existem duas fases decisivas. Primeiramente, deve-se escolher uma das várias estruturas possíveis para o controlador. Após a escolha dessa estrutura, deve-se escolher o valor de cada parâmetro do controlador.

### Ação de Controle Proporcional

No caso da ação de proporcional, a relação entre a saída do controlador e o erro é apenas um ganho. As Equações B.1 e B.2 representam, respectivamente, este tipo de controle e sua função de transferência.

$$u(t) = k_p e_{rr}(t) \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{U(s)}{E_{rr}(s)} = k_p \quad (\text{B.2})$$

em que,  $U$  é a amplitude do sinal de controle,  $E_{rr}$  é o sinal de erro e  $k_p$  é o ganho proporcional.

O controlador proporcional possui uma característica intrínseca que faz com que a variável se afaste do valor desejado quando existir variação na carga de demanda, porque esta lava a saída do controlador para uma nova posição. Este

desvio da variável em relação ao valor desejado, chamado de desvio permanente, erro de regime ou offset, só pode ser removido se o controlador proporcional for ajustado manualmente.

### Ação de Controle Integral

Este tipo de ação vai atuar no processo ao longo do tempo enquanto existir diferença entre o valor desejado e o medido. O sinal de correção é integrado no tempo, como ilustra a Equação B.3

$$\frac{de_{rr}(t)}{d(t)} = k_i u(t) \quad (\text{B.3})$$

Para que a correção fique sob forma de amplitude e não de velocidade, é necessário fazer a integração da Equação B.3, que resulta na Equação B.4

$$e_{rr}(t) = K_i \int u(t) d(t) \quad (\text{B.4})$$

A função de transferência é representada pela Equação B.5

$$\frac{U(s)}{E_{rr}(s)} = \frac{k_i}{s} \quad (\text{B.5})$$

em que  $k_i$  é o ganho integral

O tempo necessário para que uma repetição do efeito proporcional seja obtido é determinado pelo inverso de  $k_i$  e é chamado de tempo integral. A ação integral apresenta como principal vantagem a eliminação do desvio permanente.

O efeito indesejado introduzido por esta ação consiste na saturação do sinal produzido pela integração quando existir um desvio positivo ou negativo du-



rante um determinado tempo. Quando isto acontece, o sinal de controle  $M(s)$  aumenta e o valor do sinal que efetivamente será aplicado ao sistema  $U(s)$  permanece constante após a saturação. Assim, como ilustra a Figura B.3  $U(s) \neq M(s)$ . A inversão da polaridade do erro, proporciona uma redução no sinal de controle  $M(s)$ , entretanto, esta somente irá afetar  $U(s)$  quando finalmente o sinal de controle atingir valores dentro da faixa de operação sem saturação. Este efeito pode alterar consideravelmente o comportamento do sistema, e pode gerar inclusive instabilidade ao mesmo.

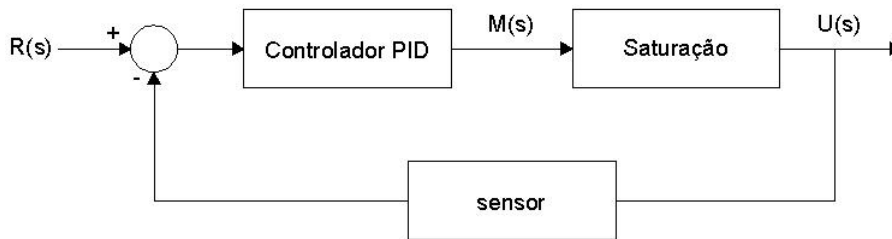


Figura B.3: Sistema com controle PID e saturação no sinal de controle.

Para minimizar este efeito, compensadores podem ser inseridos no sistema com o objetivo de evitar que o sinal de controle atinja valores elevados quando ocorre a saturação. A estratégia de projeto consiste basicamente em anular o efeito da componente de integração para valores de sinal de controle que resultam em saturação. Para isto, deve-se monitorar o sinal de controle para verificar quando a saturação ocorre e quando ocorrer, o erro de controle produzido ( $M(s) - U(s)$ ) deve ser multiplicado por uma componente de integração que irá subtrair o sinal de erro que será produzido futuramente de forma a evitar que o crescimento do erro de controle permaneça aumentando ao longo do tempo.

### Ação de Controle Proporcional Integral (PI)

A ação PI reúne as características do controle proporcional e integral em um mesmo controlador, as Equações B.6 e B.7 representam, respectivamente, este tipo de controle e sua função de transferência.

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (\text{B.6})$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (\text{B.7})$$

### Ação de Controle Derivativa

Na ação derivativa, a amplitude de correção é proporcional à amplitude do desvio. Uma grande taxa de variação provoca um grande sinal de correção mesmo que o erro seja pequeno, todavia caso o erro não varie o sinal de correção é nulo. As Equações B.8 e B.9 representam, respectivamente, este tipo de controle e sua função de transferência.

$$e(t) = T_D \frac{du(t)}{dt} \quad (\text{B.8})$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = s T_d \quad (\text{B.9})$$

O tempo derivativo ( $T_d$ ), também chamado de ganho derivativo, corresponde ao tempo gasto para se obter a mesma quantidade operacional da ação proporcional somente pela ação derivativa, quando o desvio varia numa velocidade constante.

O modo derivativo não deve ser empregado em processos ruidosos, porque o mesmo pode atingir amplitudes de correção prejudiciais ao processo. O emprego desse modo de controle é recomendado para processos que possuem várias capacitâncias e tempos mortos.

### Ação de Controle Proporcional Derivativa (PD)

Em situações práticas, a ação derivativa não pode ser implementada isoladamente. Sua utilização é normalmente desenvolvida juntamente com a ação proporcional, o que resulta nas Equações B.10 e B.11.

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{B.10})$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + sT_d) \quad (\text{B.11})$$

### Controle Proporcional, Integral, Derivativo (PID)

A associação das ações proporcional, integral e derivativa é um dos mais consagrados tipos de controle utilizados em sistemas de malha fechada. Suas equações características podem ser expressadas pelas Equações B.12 e B.13.

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{B.12})$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + sT_d \right) \quad (\text{B.13})$$



# Apêndice C

## Processo de Moagem

### C.1 Princípios Básicos

Na área de mineração, existem diversos equipamentos cujas características permitem o estudo de viabilidade de aplicação de máquinas de indução duplamente alimentadas (MIDA), ou seja, são equipamentos com elevada potência nominal, alto torque de partida e que necessitam de controle de velocidade. Os moinhos são um exemplo deste equipamento.

Grande parte da moagem industrial é realizada pelos chamados "moinhos rotativos" que são basicamente cilindros rotativos revestidos internamente com placas de desgaste, dentro dos quais os "corpos moedores" (bolas, barras) se movem livremente, ao realizar seu trabalho de cominuição sobre o material a moer. Estes corpos moedores são elevados pela rotação do moinho até uma determinada altura, caindo então sobre as placas de revestimentos.

A ação que motiva a quebra do material é o resultado da combinação da queda dos corpos moedores sobre o revestimento do moinho, do escorregamento

dos mesmos corpos moedores sobre esse revestimento e finalmente, o impacto ou escorregamento dos corpos moedores entre si.

A ação de queda chamada "cascata" ou "catarata", conforme a rotação do moinho seja mais lenta ou mais rápida provoca a quebra do material por impacto, enquanto a ação de escorregamento origina a moagem por atrito.

Encontrar o devido equilíbrio entre estas duas ações de cominuição é a questão fundamental da moagem em moinhos rotativos.

Existem vários tipos de moinhos, e a determinação do uso está relacionado com o tipo de material envolvido no processo. Neste apêndice serão apresentados três tipos:

- Moinho de Bolas;
- Moinho Vertical;
- Moinho SAG.

## C.2 Moinho de Bolas

Esta é a designação genérica dos moinhos rotativos que usam esferas de aço fundido ou forjado ou ainda ferro fundido como corpos moedores, embora também caibam nesta designação os que empregam pequenos cilindros, ou outros corpos de forma especial.

São chamados "moinhos de bolas", mais especificamente, aqueles que possuem uma só câmara de moagem e em que o comprimento útil dessa câmara é menor que o dobro do seu diâmetro. A Figura C.1 ilustra um tipo deste moinho.



Figura C.1: Moinho de Bolas.

Os tamanhos das bolas são selecionados a partir do tamanho da alimentação e do "work index" do material. Como regra grosseira, pode-se adotar a seguinte: o maior tamanho de bola deve ser 4 a 5 vezes o tamanho da alimentação.

O moinho de bolas deve iniciar a sua operação como uma carga de bolas escalonada, isto é, com vários tamanhos de bolas abaixo do tamanho máximo de bolas obtido pelo cálculo. Dependendo do desgaste e características da moagem, a reposição das bolas deve ser feita apenas com o maior tamanho de bolas usado para a carga inicial, ou no máximo incluir um ou dois tamanhos abaixo deste.

A experiência demonstra que a redução de diâmetro de qualquer bola é a mesma, independente do valor do seu diâmetro, isto é, se um moinho contém bolas de 3", 2" e 1", elas perderão com o uso  $1/8$ " no diâmetro de qualquer delas, num mesmo intervalo de tempo.

A Tabela C.1 mostra algumas características do motor de um moinho de bolas.

Tabela C.1: Moinho de Bolas - CITIC HIC

Características do Motor	
Dimensão do Moinho (Comprimento x Diâmetro)	13600 x 7900 mm
Número de Motores	02
Potência	8250 kW
Tensão	13200 V
Frequência	60 Hz
Número de Polos	08
Número de Fases	03
Tipo de Rotor	Bobinado

### C.3 Moinho Vertical

Os corpos moedores, tais como bolas de aço e seixos cerâmicos ou naturais, são agitados por uma espira de rosca dupla suspensa (ou agitador de carga). O material de alimentação e água são introduzidos por uma abertura na parte superior do moinho. Uma bomba centrífuga externa de reciclagem cria uma aceleração ascendente, pré-determinada, que provoca a classificação de partículas na parte superior do corpo do moinho. A pré-classificação e a remoção de granulometria de produto na alimentação reduzem a remoagem desnecessária e aumentam a eficiência. As partículas minúsculas sobem, ao passo que as maiores são arrastadas para os corpos moedores, sendo moídas.

A moagem ocorre por atrito/abrasão. A pressão relativamente alta entre os corpos moedores e as partículas a serem moídas contribui para melhorar a eficiência de moagem. Por haver maior pressão entre os corpos moedores e menor geração de calor e ruído, o moinho vertical consome menos energia do que o moinho horizontal para realizar o mesmo trabalho. A Figura C.2 ilustra um tipo deste



moinho.



Figura C.2: Moinho Vertical.

Os corpos moedores preenchem a parte inferior do corpo do moinho, exceto no pequeno espaço logo abaixo das roscas. Quando se utilizam bolas de aço, a altura típica da camada de moagem é de 6 a 8 pés. O material é levado para cima pelas roscas e se precipita no espaço existente entre as extremidades das roscas e o diâmetro interior do corpo do moinho.

A polpa transborda para fora do corpo do moinho e se deposita num tanque separador, equipado com válvula tipo dardo e dispositivos de controle que dividem a polpa em fluxo de processo e fluxo de reciclagem. O fluxo de reciclagem é controlado para criar uma aceleração ideal ascendente no corpo do moinho, destinada a uma aplicação específica de moagem. O fluxo de processo se torna produto acabado ou alimenta um sistema externo de classificação.

A Tabela C.2 mostra algumas características do motor de um moinho vertical.

Tabela C.2: Moinho de Vertical - METSO

Características do Motor	
Número de Motores	02
Potência	2238 kW
Tensão	4160 V
Frequência	60 Hz
Número de Polos	06
Número de Fases	03
Tipo de Rotor	Bobinado

## C.4 Moinho SAG com Acionamento Gearless

A moagem semi-autógena (SAG) tem a flexibilidade de tratar vários tipos de minérios, principalmente, aqueles que encerram baixo índice de competência para esse processo de moagem. No caso da moagem autógena, isto não acontece, pois o processo exige do minério um índice de moabilidade mais elevado.

Os moinhos autógenos baseiam-se num princípio de moer empregando o próprio material como corpo moedor, usando para isso alguns blocos de grandes dimensões e eliminando, tanto quanto possível, a maior parte dos corpos moedores de aço ou ferro fundido. Em determinadas circunstâncias, torna-se necessário adicionar algumas bolas de 5" e 6" a um moinho autógeno primário para suprir a falta da quantidade suficiente de blocos maiores. Nesse caso o moinho é chamado de Semi-Autógeno.

Esse tipo de moagem resulta quando uma pequena quantidade de bolas de aço, 3% a 20% do volume do moinho, é adicionada ao moinho. Para facilitar a fragmentação de uma fração mais resistente à moagem que tem tendência a manter-se muito tempo no moinho, ou retornar várias vezes do classificador como

carga circulante. São ideais para a moagem grossa de minérios úmidos para preparar a alimentação para uma moagem final em moinhos de bolas. São também usados para moagem em estágio único atingindo, nesta etapa, a granulometria final desejada.

Como a densidade do minério é mais baixa que a das bolas, estes moinhos necessitam maiores volumes e/ou maiores velocidades do que os moinhos de bolas correspondentes. A adição de uma pequena quantidade de bolas pode alterar consideravelmente o desempenho do moinho, influenciando diretamente na capacidade, nos custos operacionais e na eficiência energética.

A moagem SAG tem uma predominância dos processos de compressão e impacto, gerando um produto mais grosso comparado ao da moagem autógena, que tem predominância de abrasão, gerando partículas finas, porém este processo caracteriza-se por ter elevado consumo energético.

Conclui-se que a moagem SAG tem uma eficiência energética maior permitindo um fluxo maior de material em um determinado intervalo de tempo, que é mais significativo do que o acréscimo de bolas utilizadas no moinho que, como já foi dito anteriormente, também aumenta a energia gasta pelo mesmo.

Acionamentos sem engrenagem (*Ring Motors* ou acionamentos Gearless) têm sido utilizados em moinhos rotativos ao longo de muitas décadas. A característica do projeto são os elementos do rotor do motor parafusados no corpo do moinho, um conjunto estator estacionário que envolve os elementos do rotor e conversores eletrônicos que controlam a entrada da frequência de 50/60 Hertz até aproximadamente 1 Hertz. O corpo do moinho age como elemento rotativo de um grande motor de baixa velocidade. A velocidade do moinho é alterada mediante a variação de frequência da alimentação elétrica do motor. O *Ring Motor*

pode ser usado para avançar gradualmente e preparar o moinho para a posição de manutenção.

No início da década de 70, problemas de manutenção relatados com a aplicação de engrenagem / pinhão e com redutores de velocidade de grandes dimensões, encontrados nos moinhos de comprimentos longos em sistemas de moagem de cimento via seca, motivaram os operadores a procurarem um projeto de acionamento alternativo. Em função disso, foram instaladas varias dezenas de moinhos de cimento com acionamento sem engrenagens. A Figura C.3 ilustra um tipo deste moinho.

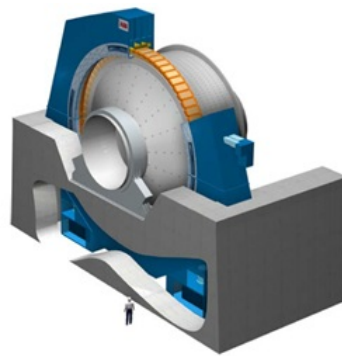


Figura C.3: Moinho SAG com acionamento Gearless.

O projeto de acionamento sem engrenagem não foi usado em moinhos na indústria de mineração até os anos 80. As razões da aplicação desta tecnologia na indústria de mineração diferem das surgidas nas indústrias de cimento. As aplicações de mineração não estavam sujeitas aos mesmos problemas de manutenção decorrentes do projeto de acionamento nos moinhos. Os moinhos eram, em sua maioria, de moagem por via úmida e de comprimento muito menor. Eles não estavam sujeitos à severidade de dilatação e desalinhamentos ou às condições atmosféricas do pó abrasivo encontrados numa indústria de cimento. A seleção de

um acionamento sem engrenagens (com vantagem no custo de capital) deveu-se a outros fatores:

- Capacidade de velocidade variável;
- Mudanças dos limites de potência dos projetos.

A Tabela C.3 mostra algumas características do motor de um moinho SAG.

Tabela C.3: Moinho SAG com Acionamento Gearless - ABB e FLSmidth

Características do Motor	
Dimensão do Moinho (Comprimento x Diâmetro)	12800 x 8000 mm
Número de Motores	01
Potência	23 MW
Tensão	34,5 kV
Frequência	60 Hz
Número de Polos	78
Número de Fases	03
Tipo de Rotor	Bobinado