



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO



Desenvolvimento de um Rastreador Solar do Tipo Polar com Ajuste do Ângulo de Inclinação

José Rômulo Vieira Lira

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Natal, RN, 23 de Janeiro de 2014

UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede
Catalogação da Publicação na Fonte

Lira, José Rômulo Vieira.

Desenvolvimento de um Rastreador Solar do Tipo Polar com Ajuste do Ângulo de Inclinação. / José Rômulo Vieira Lira. - Natal, RN, 2014.
65 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Rastreador solar - Dissertação. 2. Energia solar - Dissertação 3. Controle de posição - Dissertação. 4. Estruturas - Energia solar - Dissertação. I. Ribeiro, Ricardo Lúcio de Araújo. II. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. III. Desenvolvimento de um Rastreador Solar do Tipo Polar com Ajuste do Ângulo de Inclinação.

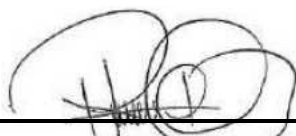
RN/UF/BCZM

CDU 621.472

Desenvolvimento de um Rastreador Solar do Tipo Polar com Ajuste do Ângulo de Inclinação

José Rômulo Vieira Lira

Dissertação de Mestrado aprovada em 23 de Janeiro de 2014 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro (Orientador) UFRN



Prof. Dr. Flavio Bezerra Costa UFRN



Prof. Dr. Francisco De Assis Dos Santos Neves UFPE

*A todas as pessoas que contribuíram
para realização deste trabalho,
principalmente a todos os
companheiros do LEPER pelo apoio
e companheirismo.*

Agradecimentos

Primeiramente, a Deus, que me iluminou ao longo desta caminhada.

Ao meu orientador, professor Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro, pela orientação ao longo deste trabalho.

A todos os amigos do LEPER, em especial a Thiago de Oliveira, Cecilio Martins e Rodrigo Barreto, pela companhia, dedicação e apoio nos momentos mais difíceis.

À minha família, em especial aos meus pais e meus irmãos.

A CAPES, pelo apoio financeiro.

Resumo

O aproveitamento da energia solar para geração de energia elétrica tem apresentado um crescente interesse nos últimos anos. Geralmente nestes sistemas, a conversão de energia solar em elétrica é realizada por módulos fotovoltaicos, instalados em estruturas fixas, com inclinação determinada em função da latitude do local de instalação. Neste sentido, o uso de estruturas móveis, com rastreamento solar, tem possibilitado o incremento da produção da energia gerada. Porém, o desempenho dessas estruturas depende do tipo de rastreador instalado e do tipo de controle de posição utilizado. Nesta dissertação, é empregada uma estratégia de controle de posição aplicada a um rastreador solar, que será instalado no Laboratório de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis (LEPER), localizado na Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN). O rastreador será do tipo polar, com rastreamento diário no sentido leste-oeste e ajuste do ângulo de inclinação manual nos períodos sazonais, no sentido norte-sul.

Palavras-chave: Rastreador solar, energia solar, controle de posição, estruturas.

Abstract

Abstract: The use of solar energy for electricity generation has shown a growing interest in recent years. Generally, the conversion of solar energy into electricity is made by PV modules installed on fixed structures, with slope determined by the latitude of the installation site. In this sense, the use of mobile structures with solar tracking, has enabled increased production of the generated energy. However, the performance of these structures depends on the type of tracker and the position control used. In this work, it is proposed position control a strategy applied for a solar tracker, which will be installed in Laboratory of Power Electronics and Renewable Energy (LEPER), located in the Federal University of Rio Grande do Norte (UFRN). The tracker system is of polar type with daily positioning east-west and tilt angle manual adjustment in the seasonal periods, from north to south.

Keywords: Solar tracker, solar energy, position control, structures.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	iv
Lista de Símbolos	vi
Lista de Abreviaturas e Siglas	x
1 Introdução	1
1.1 Motivação	3
1.2 Objetivos	3
1.3 Organização do Trabalho	4
2 Estado da Arte	5
2.1 Rastreadores Solares	5
2.1.1 Rastreadores Passivos	6
2.1.2 Rastreadores Ativos	6
2.2 Motores Elétricos Utilizados no Controle de Posição de Rastreadores So- lares	10
2.2.1 Técnicas de Controle de Posição de Máquinas Assíncronas	11
2.3 Conclusões	14
3 Rastreadores Solares	15
3.1 Classificação dos Rastreadores Solares Quanto ao Número de Eixos Ro- tativos	15
3.1.1 Rastreador Solar de um Eixo	15
3.1.2 Rastreador Solar de Dois Eixos	16
3.2 Classificação dos Rastreadores Solares Quanto ao Tipo de Estrutura	16
3.2.1 Estrutura com Pedestal	16

3.2.2	Estrutura <i>Roll-Tilt</i>	17
3.2.3	Estrutura com Plataforma Giratória	17
3.3	Classificação dos Rastreadores Solares Quanto ao Tipo de Controle	18
3.3.1	Passivos	18
3.3.2	Microprocessados	18
3.3.3	Eletro-Ópticos	19
3.4	Classificação dos Rastreadores Solares Quanto à Estratégia de Rastreamento	19
3.4.1	Rastreador Solar Polar	19
3.4.2	Rastreador Solar Azimutal	20
3.4.3	Rastreador Solar de Eixo Horizontal	20
3.5	Estrutura do Rastreador Solar Proposto	21
3.5.1	Justificativa de Escolha da Estrutura Proposta	21
3.5.2	Estrutura Metálica	23
3.5.3	Tracionador Mecânico	24
3.6	Conclusões	25
4	Modelagem da Máquina Trifásica	26
4.1	Equações da Máquina Trifásica	26
4.1.1	Expressões dos Fluxos da Máquina Trifásica	28
4.1.2	Expressões das Tensões da Máquina Trifásica	30
4.1.3	Expressão do Conjugado Eletromagnético da Máquina Trifásica	31
4.2	Representação <i>odq</i> da Máquina Trifásica	32
4.2.1	Expressões dos Fluxos em <i>odq</i>	34
4.2.2	Expressões das Tensões em <i>odq</i>	35
4.2.3	Expressões do Conjugado Eletromagnético em <i>odq</i>	35
4.3	Representação Bifásica <i>dq</i> da Máquina Ativa	36
4.4	Representação Vetorial <i>dq</i>	36
4.5	Conclusões	37
5	Técnica de Controle Empregada	38
5.1	Modelo da Estrutura de Controle Empregada	39
5.2	Controle de Corrente	42
5.3	Controle de Posição Angular	43
5.4	Conclusões	45

6	Resultados Experimentais	46
6.1	Identificação dos Parâmetros da Máquina de Indução	46
6.1.1	Medição das Resistências Estatóricas	47
6.1.2	Ensaio em Vazio	48
6.1.3	Ensaio com Rotor Bloqueado	49
6.1.4	Cálculo dos Parâmetros Mecânicos	51
6.2	Descrição do Sistema de Controle Implementado	52
6.3	Resultados Experimentais	55
6.4	Conclusões	59
7	Conclusões	60
7.1	Conclusões Gerais	60
7.2	Trabalhos Futuros	61
	Referências bibliográficas	62
A	Informações Adicionais	65
A.1	Dados de Identificação do Motor de Indução	65

Lista de Figuras

3.1	Rastreador solar com estrutura tipo pedestal.	16
3.2	Rastreador solar do tipo <i>roll-tilt</i>	17
3.3	Rastreador solar com estrutura tipo plataforma giratória.	18
3.4	Rastreador solar polar.	19
3.5	Rastreador solar azimutal.	20
3.6	Rastreador solar de eixo horizontal.	21
3.7	Carta solar da cidade do Natal.	22
3.8	Vistas do rastreador: (a) vista lateral; (b) vista frontal ; (c) vista de topo. .	23
3.9	Motor e caixa de redução da estrutura de rastreamento.	24
4.1	Máquina simétrica trifásica (a); convenções utilizadas para as grandezas da máquina em uma bobina (b).	27
4.2	Representação da transformação trifásica (a) e dq (b).	32
5.1	Diagrama de blocos da estrutura de controle de posição.	40
6.1	Circuito equivalente do motor de indução trifásico.	47
6.2	Circuito equivalente do motor a vazio.	48
6.3	Circuito equivalente para o rotor bloqueado.	49
6.4	Diagrama de blocos da plataforma de acionamento de máquinas.	52
6.5	Protótipo do sistema de tracionamento.	54
6.6	Plataforma de acionamento de máquinas.	54
6.7	Ângulo medido θ e a referência θ^*	56
6.8	Correntes rotóricas i_{sd}^b e i_{sd}^{b*} no eixo direto e i_{sq}^b e i_{sq}^{b*} no eixo em quadratura no instante da mudança de referência de 45° para 60°	57
6.9	Correntes rotóricas i_{sd}^b e i_{sd}^{b*} no eixo direto e i_{sq}^b e i_{sq}^{b*} no eixo em quadratura. .	57
6.10	Correntes estatóricas i_{sd}^s e i_{sd}^{s*} no eixo direto.	58
6.11	Correntes estatóricas i_{sq}^s e i_{sq}^{s*} no eixo em quadratura.	58
6.12	Correntes i_1 , i_2 e i_3 nos terminais do motor de indução.	59

Lista de Tabelas

6.1	Valores obtidos no ensaio para determinação da resistência estatórica r_s	47
6.2	Valores obtidos no ensaio do motor a vazio.	48
6.3	Valores obtidos no ensaio do motor com rotor bloqueado.	49
6.4	Parâmetros utilizados nos resultados experimentais.	55
A.1	Dados de identificação do motor de indução.	65

Lista de Símbolos

$s_1, s_2 \text{ e } s_3$	Fases do estator da máquina trifásica
$r_1, r_2 \text{ e } r_3$	Fases do rotor da máquina trifásica
l_m	Indutância de magnetização
l_s	Indutância própria estatórica
l_r	Indutância própria rotórica
$r_s = R_s$	Resistência estatórica
$r_r = R_r$	Resistência rotórica
P	Número de pares de polos
c_e	Conjugado eletromagnético
c_e^*	Conjugado eletromagnético de referência
c_m	Conjugado motor
J	Momento de inércia da máquina
F	Coefficiente de atrito da máquina
σ	Coefficiente de dispersão da máquina
θ	Ângulo que representa a inclinação da superfície de painéis solares
θ^*	Ângulo de referência que representa a inclinação da superfície de painéis solares
δ_g	Posição angular do referencial arbitrário
δ_i	Posição angular do vetor corrente estatórica
δ_a	Posição angular do vetor fluxo estatórico
δ_b	Posição angular do vetor fluxo rotórico
δ_b^*	Posição angular do vetor fluxo rotórico de referência
θ_r	Posição angular do eixo magnético do rotor
θ_m	Ângulo mecânico
ω_g	Frequência de rotação do referencial arbitrário
ω_b	Frequência de rotação do vetor fluxo rotórico

ω_r	Frequência de rotação do eixo do motor
ω_s	Frequência de rotação do campo girante
ω_r^*	Frequência de rotação de referência do eixo do motor
$\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$	Frequência de escorregamento do vetor fluxo rotórico
ω_{br}^*	Frequência de escorregamento de referência do vetor fluxo rotórico
ω_θ	Velocidade de rotação da superfície de módulos solares
λ_t	Soma total dos fluxos
$\lambda_{s1}^s, \lambda_{s2}^s$ e λ_{s3}^s	Fluxos da armadura trifásica do estator
$\lambda_{r1}^r, \lambda_{r2}^r$ e λ_{r3}^r	Fluxos da armadura trifásica do rotor
v_{s1}^s, v_{s2}^s e v_{s3}^s	Tensões da armadura trifásica do estator
v_{r1}^r, v_{r2}^r e v_{r3}^r	Tensões da armadura trifásica do rotor
i_{s1}^s, i_{s2}^s e i_{s3}^s	Correntes da armadura trifásica do estator
i_{r1}^r, i_{r2}^r e i_{r3}^r	Correntes da armadura trifásica do rotor
i_1, i_2 e i_3	Correntes terminais do motor de indução trifásico
M_s e M_r	Indutância mútua entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor
M_{sr} e M_{rs}	Indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor
\bar{P}_s e \bar{P}_r	Matrizes de transformação de coordenadas
\bar{L}_{ss} e \bar{L}_{rr}	Matrizes de indutância
x_{sodq}^g	Variável estatórica x (tensão ($x = v$), corrente ($x = i$) e fluxo ($x = \lambda$)) na representação odq em um referencial genérico g
x_{rodq}^g	Variável rotórica x (tensão ($x = v$), corrente ($x = i$) e fluxo ($x = \lambda$)) na representação odq em um referencial genérico g
x_{sdq}^g	Variável estatórica x (tensão ($x = v$), corrente ($x = i$) e fluxo ($x = \lambda$)) na representação dq em um referencial genérico g
x_{rdq}^g	Variável rotórica x (tensão ($x = v$), corrente ($x = i$) e fluxo ($x = \lambda$)) na representação dq em um referencial genérico g
i_{sd}^{b*}	Vetor corrente de referência estatórica no eixo direto no referencial fluxo rotórico
i_{sd}^b	Vetor corrente estatórica no eixo direto no referencial fluxo rotórico
i_{sq}^{b*}	Vetor corrente de referência estatórica no eixo de quadratura no referencial fluxo rotórico
i_{sq}^b	Vetor corrente estatórica no eixo de quadratura no referencial fluxo rotórico

i_{sd}^{s*}	Vetor corrente de referência estatórica no eixo direto no referencial estatórico
i_{sd}^s	Vetor corrente estatórica no eixo direto no referencial estatórico
i_{sq}^{s*}	Vetor corrente de referência estatórica no eixo de quadratura no referencial estatórico
i_{sq}^s	Vetor corrente estatórica no eixo de quadratura no referencial corrente estatórica
λ_{sd}^b	Vetor fluxo estatórico no eixo direto no referencial fluxo rotórico
λ_{sq}^b	Vetor fluxo estatórico no eixo de quadratura no referencial fluxo rotórico
λ_{rd}^b	Vetor fluxo rotórico no eixo direto no referencial fluxo rotórico
λ_{rq}^b	Vetor fluxo rotórico no eixo de quadratura no referencial fluxo rotórico
v_{sd}^{s*}	Vetor tensão estatórica de referência no eixo direto no referencial estatórico
v_{sq}^{s*}	Vetor tensão estatórica de referência no eixo de quadratura no referencial estatórico
$v_1^*, v_2^* \text{ e } v_3^*$	Tensões de referência para geração do sinal de controle das chaves
Φ_r^*	Fluxo rotórico de referência
R_θ	Controlador de posição
R_i	Controlador de corrente
k_p	Ganho proporcional do controlador de corrente
k_i	Ganho integral do controlador de corrente
$k_{p\theta}$	Ganho proporcional do controlador de posição
$k_{i\theta}$	Ganho integral do controlador de posição
τ_s	Constante de tempo estatórica
τ_r	Constante de tempo rotórica
τ_v	Constante que representa o tempo de atraso do inversor de tensão
K	Constante que representa a relação de transformação da caixa de redução
$I_a, I_b \text{ e } I_c$	Correntes medidas nas fases do motor de indução nos ensaios de identificação dos parâmetros
$V_a, V_b \text{ e } V_c$	Tensões medidas nas fases do motor de indução nos ensaios de identificação dos parâmetros
$R_a, R_b \text{ e } R_c$	Resistências dos enrolamentos do motor de indução trifásico
$P_a, P_b \text{ e } P_c$	Potências em cada fase do motor de indução nos ensaios de identificação dos parâmetros
$I_1 \text{ e } I_2$	Correntes no estator e no rotor do circuito equivalente por fase do motor de indução trifásico

ε_θ	Erro de posição
ε_{sd}^s e ε_{sq}^s	Erros de corrente nos eixos d e q
I_m	Corrente de magnetização
V_0	Média das tensões de fase no ensaio do motor a vazio
I_0	Média das correntes de fase no ensaio do motor a vazio
P_0	Média das potências de fase no ensaio do motor a vazio
P_r	Perdas rotacionais
V_{rb}	Média das tensões de fase no ensaio do motor com o rotor bloqueado
I_{rb}	Média das correntes de fase no ensaio do motor com o rotor bloqueado
P_{rb}	Média das potências de fase no ensaio do motor com o rotor bloqueado
s	Escorregamento do motor de indução trifásico
X_1	Reatância indutiva do estator do motor de indução
X_2	Reatância indutiva do rotor do motor de indução
X_m	Reatância de magnetização do motor de indução
f	Frequência da rede trifásica
ω_n	Velocidade nominal do motor de indução
ω_f	Velocidade final do motor de indução
t_f	Tempo final medido no instante de parada do eixo do motor
t_i	Tempo inicial medido no instante do motor operando na velocidade nominal
E	Tensão de barramento do inversor de tensão
$\Delta\theta$	Variação angular do ângulo θ
Δt	Tempo de convergência do sistema de controle de posição

Glossário de Termos

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente Contínua
CLP	Controlador Lógico Programável
CNC	Comando Numérico Computadorizado
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
LDR	<i>Light Dependent Resistor</i>
LEPER	Laboratório de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PI	Controlador Proporcional Integral
PD	Controlador Proporcional Derivativo
PV	<i>Photovoltaic</i>
SOTO	<i>Symmetrical Optimum Tuning Optimization</i>
UFRN	Universidade Federal do Rio Grande do Norte
VSC	<i>Variable Structure Control</i>

Capítulo 1

Introdução

A demanda por energia elétrica, em todo o mundo, vem crescendo devido ao grande crescimento da população e da dependência da sociedade moderna industrializada. Diante disso, o consumo de energia elétrica proveniente de fontes renováveis vem apresentando um crescimento acelerado nos últimos anos. Isso decorre, em parte, da diminuição das fontes de energias primárias que são utilizadas na geração de energia, como por exemplo, o petróleo e o carvão mineral.

A energia é um elemento essencial para o desenvolvimento industrial e socioeconômico de um país. No entanto, a relação entre a energia e a poluição ambiental é um dos maiores desafios que o mundo enfrenta atualmente. Neste contexto, a utilização da energia solar, que é favorável ao meio ambiente, é importante para o desenvolvimento mundial de forma sustentável (KARIMOV et al., 2005).

O uso da energia solar no mundo tem crescido consideravelmente nas suas duas principais modalidades de aproveitamento, que são a energia térmica e fotovoltaica. Com o avanço da tecnologia fotovoltaica, sistemas para aplicações rurais isoladas ou sistemas para uso urbano, interligados às redes elétricas, têm sido propostos (OLIVEIRA, 2007). Esses sistemas são encontrados em uma série de aplicações, tais como: eletrificação rural, bombeamento de água, comunicações por satélite e proteção contra corrosão (KARIMOV et al., 2005).

Embora a tecnologia dos sistemas fotovoltaicos tenha evoluído nos últimos tempos, os custos desses sistemas ainda são elevados. Todavia, nos últimos anos tem ocorrido uma redução gradativa do custo dos módulos fotovoltaicos e dos inversores, principais componentes desses sistemas. Aliado a isso, novas tecnologias de seguidores MPPT (seguidor do ponto de máxima potência), de controle e de rastreamento solar têm sido propostas para incremento de sua eficiência.

Módulos fotovoltaicos geram energia a partir da radiação solar que incide sobre a sua superfície. O sol apresenta um movimento diário que inicia no leste e termina no oeste.

A trajetória diária do sol no sentido leste-oeste é diferente para os diferentes dias do ano, em virtude da mudança do ângulo de inclinação do eixo da terra. Normalmente, módulos fotovoltaicos são instalados em uma estrutura fixa com uma inclinação determinada pela latitude do local. Entretanto, se esses painéis forem posicionados em direção ao sol, ou seja, com seu plano, perpendicular a direção dos raios solares, a energia produzida pode ser incrementada. Este fato pode justificar o uso de rastreadores para orientar os painéis na direção do sol.

O uso de rastreadores faz com que a estrutura onde os módulos estão fixados, gire seguindo a trajetória aparente do sol, em seu percurso do nascer ao por do Sol. Um rastreador solar típico deve ser equipado com duas características essenciais (NETO et al., 2010):

- seguimento da elevação solar, para ajuste dos ângulos de inclinação durante as mudanças sazonais;
- seguimento solar diário ou azimutal para a máxima incidência da radiação solar ao longo do dia.

Esses modos de rastreamento podem ser implementados por meio de uma estrutura mecânica de um eixo ou de dois eixos. Rastreadores de um eixo são utilizados para orientar a estrutura de captação no sentido leste-oeste, seguindo o movimento diário do sol. Os rastreadores de dois eixos, tanto orientam a estrutura de captação no sentido leste-oeste, como podem ajustar a inclinação da estrutura de acordo com a mudança sazonal anual no sentido norte-sul.

As estruturas de rastreamento quando comparadas a estruturas fixas apresentam um aumento na energia produzida. O estudo para verificar o acréscimo da produção energética de um sistema com rastreador solar, em relação a um fixo, justifica-se pelo grande uso de sistemas fotovoltaicos com rastreamento em vários países como Europa, Ásia e América do Norte (OLIVEIRA, 2008). Entretanto, para que essas estruturas apresentem um bom desempenho é importante que possuam um sistema de acionamento que ofereça confiabilidade e precisão no rastreamento. Diante desse contexto, diversas estruturas de controle têm sido propostas visando oferecer melhorias nos acionamentos dos motores utilizados em rastreadores solares. Em muitas situações, as estratégias de controle de posição aplicadas a estruturas de rastreamento são determinadas em função do tipo de motor empregado. Portanto, na escolha do tipo de motor é necessário que sejam consideradas algumas características, tais como: tamanho da estrutura, condições de manutenção, tipo de estrutura mecânica de tração e condições climáticas do local da instalação.

Em muitos trabalhos sobre rastreadores solares encontrados na literatura, motores de corrente contínua (CC) e motores de passo são utilizados no sistema mecânico de tração. Porém, a maioria desses rastreadores são de pequeno porte e servem somente como protótipos em pesquisas laboratoriais. Por outro lado, no ramo comercial, as estruturas de rastreamento são de grande porte, no qual utilizam-se motores de indução no sistema mecânico de tração. O emprego desses motores é justificado em virtude de sua robustez, baixo custo, manutenção mais simples e disponibilidade de instalação em vários tipos de ambientes. Essas características, juntamente com o avanço dos sistemas de acionamento de máquinas contribuíram para que motores de indução sejam aplicados em estruturas de rastreamento solar. Portanto, o controle de posição aplicado a estruturas de rastreamento, utilizando motores de indução, se destaca como um importante tema de estudo.

1.1 Motivação

O tema proposto se enquadra em uma linha de pesquisa que vem sendo desenvolvida desde 2012 pelo LEPER/UFRN, estando vinculada ao projeto de pesquisa e desenvolvimento (P&D) ANEEL, que tem como título: Estudo da Geração Fotovoltaica Centralizada e seu Impacto no Sistema Elétrico. Esse projeto consiste na construção de uma usina fotovoltaica de 1,1 MWp localizada na cidade do Alto do Rodrigues, no qual o LEPER da UFRN é a executora do projeto. Sendo assim, este trabalho foi motivado diante da necessidade de desenvolver um rastreador solar, que possua características equivalentes a estrutura de rastreamento da usina fotovoltaica, que será instalado no âmbito do projeto para que se possa efetuar os estudos comparativos necessários para determinação da sua eficiência.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é aplicar uma técnica de controle de posição para controlar a posição de uma estrutura de fixação de módulos solares de um rastreador solar do tipo polar, composto por dois eixos.

Os objetivos específicos são:

- Mapear o estado da arte, avaliando os trabalhos desenvolvidos sobre rastreadores solares;
- Mostrar como são classificadas as estruturas de rastreamento solar;

- Demonstrar de uma forma simplificada a estrutura mecânica do rastreador que será construído;
- Implementar um sistema de controle de posição usando uma estratégia de controle vetorial;
- Montar um protótipo de laboratório para realização dos ensaios experimentais.

1.3 Organização do Trabalho

No capítulo 1 é apresentada a introdução demonstrando a importância da utilização das estruturas de rastreamento em sistemas fotovoltaicos, os objetivos do trabalho e a metodologia.

No capítulo 2 é descrito o estado da arte dos rastreadores solares, descrevendo suas características construtivas e de controle. Além disso, o estado da arte sobre as técnicas de controle de posição em motores de indução é apresentado. Com base neste estudo, a estrutura a ser desenvolvida e suas possíveis contribuições são apresentadas.

No capítulo 3 é apresentada a classificação dos rastreadores solares, quanto ao número de eixos rotativos, tipo de estrutura, tipo de controle e a estratégia de rastreamento empregada. Também são descritas as características construtivas do rastreador solar exposto neste trabalho, considerando sua estrutura metálica e mecânica.

No capítulo 4 é apresentada a descrição matemática do modelo trifásico e vetorial da máquina assíncrona.

No capítulo 5 é apresentada a técnica de controle de posição proposta nesta dissertação.

No capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos utilizando a técnica de controle de posição proposta.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões obtidas e as propostas de trabalhos futuros que contribuem na melhoria desta dissertação.

Capítulo 2

Estado da Arte

Em sistemas fotovoltaicos compostos de estruturas de rastreamento solar, a eficiência dos mesmos está associada a suas características construtivas. Neste sentido, diversos estudos são realizados, visando a otimização desses sistemas. Esses estudos, em geral abrangem o projeto da estrutura mecânica, e o desempenho das estratégias de controle de posição. Neste capítulo é apresentado um levantamento do estado da arte com base nos trabalhos encontrados na literatura atual sobre rastreadores solares e técnicas de controle de posição utilizando máquinas assíncronas.

2.1 Rastreadores Solares

O rastreador solar é um dispositivo que mantém o painel fotovoltaico na posição perpendicular aos raios solares durante o dia. O primeiro rastreador, composto por uma estrutura mecânica foi construído por Finster em 1962 (MOUSAZADEH et al., 2009). Um ano depois, Saavedra apresentou um mecanismo de rastreamento utilizando um pireliômetro para auxiliar o controle de posicionamento (MOUSAZADEH et al., 2009). A partir deste, várias estruturas de rastreamento têm sido propostas, proporcionando um aumento da energia elétrica gerada quando comparadas com as estruturas fixas equivalentes.

A forma convencional utilizada para caracterizar os rastreadores é realizada com base nas estruturas mecânica e elétrica utilizadas. Segundo Kvasznicza e Elmer (2006), os sistemas de rastreamento solar devem possuir as seguintes características:

- Estrutura com uma ou duas colunas;
- Movimento em um ou dois eixos;
- Dispositivos de detecção de luz;
- Alimentação de energia autônoma ou auxiliar;
- Seguidor de luz ou de trajetória pré-programada;
- Movimento contínuo ou gradual;

- Rastreamento ao longo do ano, excetuando-se no inverno para algumas regiões geográficas.

Além das características estruturais, os rastreadores podem ainda ser classificados quanto ao tipo de controle, que pode ser passivo ou ativo (MOUSAZADEH et al., 2009).

2.1.1 Rastreadores Passivos

Os rastreadores solares são denominados passivos quando não possuem sistema de controle eletrônico. Nesta direção, Poulek (1994) propôs um rastreador solar passivo de um eixo, tracionado por um motor de calor constituído por uma liga de memória. A eficiência desse tipo de atuador é de cerca de 2% frente a uma estrutura fixa equivalente. Seguindo a mesma técnica, Clifford e Eastwood (2004) propuseram um rastreador solar passivo de um eixo. O funcionamento desse rastreador é baseado na atuação da força da gravidade sobre dois cilindros posicionados nas extremidades de uma armação de madeira, na qual são fixados os módulos solares. Estes cilindros contêm um líquido, mantido a uma certa pressão e são interligados entre si através de um tubo, que permite a passagem do líquido de um cilindro para outro. Quando a luz solar incide sobre um dos cilindros, o líquido aquece e aumenta a pressão, o que provoca o seu deslocamento em direção ao outro cilindro, causando o deslocamento da estrutura. Com essa estrutura, obteve-se um aumento de cerca de 23% de energia elétrica gerada pelos painéis solares. Os rastreadores passivos trabalham com uma baixa eficiência e podem parar de funcionar com baixas temperaturas (MOUSAZADEH et al., 2009). Por conta disso, eles não são largamente aceitos pelos usuários e, por conta disso, poucos trabalhos são encontrados na literatura.

2.1.2 Rastreadores Ativos

Os rastreadores solares são denominados ativos quando possuem sistema de controle eletrônico de posição. Esses rastreadores podem possuir sensores dos seguintes tipos: luminosidade, fim de curso e pireliômetro. O controle pode ser implementado utilizando microprocessadores, microcontroladores ou controladores lógicos programáveis. No sistema de tração podem ser empregados como atuadores, motores de passo, motores de corrente contínua ou motores de indução. Nesta direção Abdallah e Nijmeh (2004) propuseram um rastreador solar do tipo azimutal de dois eixos, cujo controle foi implementado em malha aberta, por um controlador lógico programável (CLP). Ele ajusta simultaneamente os ângulos de inclinação e de azimute. No seu tracionamento são utilizados dois motores de corrente contínua. Para avaliar a eficiência do rastreador proposto, a energia

elétrica produzida por esse sistema foi medida e comparada com um equivalente com orientação fixa. Os resultados obtidos demonstraram um aumento de eficiência de 41,34 %. Semelhante ao sistema de rastreamento desenvolvido em Abdallah e Nijmeh (2004), um rastreador solar, azimutal de dois eixos de movimentação foi proposto por Lakeou et al. (2006) para seguir o sol por meio do ajuste dos ângulos de azimute e de inclinação. A potência total dos painéis da estrutura foi de 0,9 kW e o seu controle foi implementado por um controlador lógico programável. No tracionamento foram utilizados dois motores de corrente contínua, acionados por uma estrutura de conversão ponte-H. No ajuste do ângulo de azimute, o motor de corrente contínua foi acoplado a uma caixa de redução. Já no controle de posicionamento, foram também utilizados sensores de luminosidade, de início e término de percurso. O sistema possui ainda monitoramento da potência gerada e apresenta uma boa flexibilidade de instalação em vários tipos de regiões geográficas.

Seguindo a mesma filosofia, Abouzeid (2001) propôs um rastreador solar, do tipo polar de um eixo. O seu controle é implementado em malha fechada, por um controlador lógico programável. No seu tracionamento é utilizado um motor de passo no controle da posição angular. Duas células fotovoltaicas são utilizadas para gerar um valor de tensão de referência, que são enviadas para o controlador lógico programável, possibilitando o acionamento do motor de passo. A avaliação do desempenho do rastreador foi realizada com a medição da precisão do motor de passo, no qual obteve-se uma resolução de 7,5°. Na mesma direção, Kalogirou (1996) propôs um rastreador solar de um eixo, cujo tracionamento foi realizado com um motor de corrente contínua acoplado a uma caixa de redução. O controle é implementado por controladores analógicos, implementados por circuitos integrados. A posição do sol é detectada por três sensores do tipo LDR. O primeiro LDR atua como um sensor de foco, recebendo os raios solares quando a estrutura está posicionada em direção ao sol. Conforme o sol muda de posição, o sensor vai sendo sombreado até que o motor seja acionado, e alinhe a estrutura em direção ao sol. O segundo sensor detecta a presença de sombra e o terceiro detecta se é dia ou noite.

No mesmo sentido Oliveira (2007) propôs um rastreador solar de um eixo, do tipo polar. No seu tracionamento é utilizado um motor de corrente contínua acoplado a uma caixa de redução. Na ponta do eixo do redutor há um carretel responsável pelo movimento de um cabo de aço, que movimenta os módulos solares. Nessa estrutura o motor de corrente contínua é alimentado diretamente pelos módulos solares. O controle do rastreador é implementado por reguladores analógicos compostos de dispositivos eletrônicos (transistores, resistores e amplificadores operacionais). O deslocamento da estrutura baseia-se no sombreado de dois sensores de luminosidade do tipo LDR. Entre os dois sensores existe uma placa, que sombreia um deles no instante que a estrutura estiver desalinhada

em direção ao sol. O sistema de controle eletrônico opera verificando a diferença de potencial entre os dois sensores. No caso da ocorrência de sombra em um dos sensores, o circuito eletrônico aciona o motor, que desloca os módulos, até que o sensor volte a receber os raios solares novamente. A estrutura proposta possui uma faixa angular de rastreamento de 140° e uma precisão de seguimento de aproximadamente 1° . Esse rastreador apresentou um ganho 31% em relação à uma estrutura fixa equivalente. Com o mesmo propósito, Oliveira (2008) propôs um rastreador solar de dois eixos, do tipo azimutal, com ajuste do ângulo de azimute e ângulo de inclinação vertical fixo. No seu tracionamento é utilizado um motor de corrente contínua acoplado a um conjunto formado por acoplamento mecânico constituído por correia e polias. O sistema de controle é implementado em malha fechada por um microcontrolador da família 8051 AT89S52. Para detecção da posição angular em relação a direção leste, oeste ou meio dia, são utilizados três sensores magnéticos do tipo "reed-switch". Além desses, é utilizado um sensor óptico (fototransistor) fixado próximo a uma haste de sombreamento. Quando ocorre um sombreamento sobre o sensor, o motor é acionado para alinhar a estrutura de rastreamento na direção do sol. Na validação da eficiência deste sistema, obteve-se um aumento de eficiência de 24 %, em relação a uma estrutura fixa equivalente.

Com o objetivo de comparar a eficiência de diferentes sistemas de rastreamento, Abdallah (2004) propôs quatro rastreadores solares eletromecânicos: (i) um de dois eixos, (ii) um de eixo vertical, (iii) um de um eixo com orientação no sentido leste-oeste e o último (iv) de um eixo com orientação no sentido norte-sul. O sistema de controle das estruturas de rastreamento foram implementados em malha aberta por controladores lógicos programáveis. No tracionamento das referidas estruturas foram utilizados motores de corrente contínua. Em todos os rastreadores a energia elétrica produzida foi medida e comparada com sua respectiva estrutura fixa equivalente. Os resultados obtidos demonstraram aumentos de eficiência de 43,87%, 37,53%, 34,43% e 15,69%, respectivamente.

Em muitos rastreadores, os motores utilizados no tracionamento são alimentados diretamente por células bifaciais fotovoltaicas auxiliares. Nesses sistemas, os motores são acionados no instante em que a superfície da célula bifacial é submetida a um certo nível de irradiância, resultando assim na rotação do eixo do rastreador. Com a variação da posição do eixo, o ângulo da célula bifacial varia, diminuindo a incidência solar sobre sua superfície até o desligamento do motor. Esse ciclo ocorre em função da variação da posição do sol, ajustando a posição angular dos módulos fotovoltaicos ao longo do dia. Nesse sentido, Poulek e Libra (2000) propuseram um rastreador solar polar de um eixo fixado verticalmente no solo. No seu tracionamento é utilizado um motor de corrente contínua. Nessa estrutura o motor é alimentado diretamente por células bifaciais fotovoltaicas auxi-

liares, dispensando o uso de circuito de controle e da fonte de alimentação externa. Esse rastreador foi projetado para operar em regiões de baixa temperatura, na qual os rastreadores passivos não apresentam um bom desempenho. O rastreador solar proposto possui um ângulo de desvio de 5° que não causa redução da energia elétrica produzida. Ainda segundo este método, Karimov et al. (2005) propôs um rastreador solar de um eixo do tipo polar com ajuste de inclinação manual, tracionado por um motor de corrente contínua, acionado diretamente por módulos fotovoltaicos. Essa estrutura possui quatro módulos fotovoltaicos instalados sobre um eixo, com um ângulo de inclinação entre os mesmos de 170° . Os módulos fotovoltaicos estão interconectados em forma de ponte H, similarmente a ponte de *Wheatstone*. No instante em que a estrutura está desalinhada em relação ao sol, surge uma diferença de potencial, que aciona o motor para que seja efetuado o ajuste da posição requerida. A estrutura proposta proporcionou um aumento de 30% de energia elétrica produzida em relação a uma estrutura fixa equivalente.

Muitos rastreadores que possuem sensores no seu sistema eletrônico de posição podem ser submetidos a condições inesperadas, comprometendo o seu funcionamento. Isso é verificado principalmente nas estruturas que operam baseadas no sombreamento, que podem funcionar de forma incorreta ou até mesmo parar de funcionar. Diante dessa situação, algumas estruturas operam segundo trajetórias de posição pré-programada. Essas trajetórias são definidas com base em algoritmos que calculam a posição do sol. Baseado nesse contexto, Roth, Georgiev e Boudinov (2004) propuseram um rastreador solar azimutal de dois eixos. No seu tracionamento são utilizados dois motores de corrente contínua e seu controle é implementado em malha fechada, por um processador Z 80. Nessa estrutura, utilizam-se potenciômetros como sensores de posição, um pireliômetro para medir a radiação direta e sensores de luminosidade, para identificar se é dia ou noite. Todas as informações obtidas pelos sensores são enviadas para a unidade central de processamento, que comanda o acionamento do motor, posicionando o pireliômetro na posição de incidência solar. No caso da ocorrência de nuvem, o sistema possui um algoritmo que calcula a posição do sol e posiciona a estrutura na posição estimada, até que o pireliômetro volte a detectar a presença do sol. Para avaliar a eficiência desse rastreador, foram realizados testes de rastreamento com diferentes níveis de irradiância. Os resultados obtidos demonstraram que o sistema seguiu a trajetória do sol em todas as condições em que foi submetido.

Diante das características dos sistemas de rastreamento descritos, pode-se perceber que os rastreadores de dois eixos apresentam um aumento na energia produzida, quando comparados aos de um eixo. A eficiência dessas estruturas também está relacionada ao local onde estão instaladas, que pode servir como critério de escolha do tipo de rastreador.

Os rastreadores solares do tipo azimutal são mais adequados para regiões onde a latitude é distante da linha do equador. Por outro modo, os rastreadores do tipo polar possuem um aumento da energia coletada, quando instalados em lugares onde a latitude é próxima a linha do equador. Esses rastreadores são instalados no sentido norte-sul com ângulo de inclinação fixo.

Neste sentido, o rastreador escolhido para ser objeto deste trabalho é do tipo polar. Diferentemente dos rastreadores encontrados na literatura, o rastreador proposto será composto por dois eixos, sendo um para ajuste do ângulo de inclinação, de forma manual, no sentido norte-sul, e o outro para orientação diária automática no sentido leste-oeste. Toda a estrutura metálica e mecânica responsável pelo movimento será alocada em um pedestal fixado ao solo. No seu tracionamento será utilizado um motor de indução trifásico, acoplado a uma caixa de redução mecânica. O sistema de controle será implementado em malha fechada por um DSP.

2.2 Motores Elétricos Utilizados no Controle de Posição de Rastreadores Solares

Em geral, os rastreadores solares são projetados para operar em regiões que apresentem forte corrosão e adversidades climáticas. Portanto, sua estrutura deve ser composta de materiais e equipamentos que tenham a capacidade de suportar estas condições. Diante disso, os motores utilizados no tracionamento dessas estruturas devem ser adequados a essas condições. Existem rastreadores solares na forma de protótipo que empregam, no seu tracionamento, motores de passo ou motores de corrente contínua. A vantagem do uso dos motores de passo refere-se ao seu controle de posição, que pode ser implementado em malha aberta, comandado por pulsos de tensão e dispensando o uso de sensores. Entretanto o uso desses motores no controle de posição dos rastreadores solares é limitado, devido às seguintes desvantagens: desempenho dinâmico limitado, dificuldade no seu controle em altas velocidades e por não serem resistentes a corrosão. Já os motores de corrente contínua possuem estrutura simples e apresentam características dinâmicas de operação bastante favoráveis para realização de acionamentos elétricos a velocidade variável. No entanto, essas máquinas possuem alto custo, necessitam de manutenção periódica, em decorrência da existência do comutador.

Por conta disso, os rastreadores comerciais são compostos de estruturas de grande porte, tracionadas por máquinas assíncronas. Essas máquinas têm sido utilizadas largamente no tracionamento de estruturas de rastreamento devido a sua robustez, baixo custo,

rendimento elevado e por apresentarem uma manutenção mais simples. Além disso eles são robustos a ambientes agressivos, no qual existem poeira, umidade ou corrosão.

O tema abordado nesta dissertação está vinculado a um projeto de pesquisa P & D, que tem como título: Estudo da Geração Fotovoltaica Centralizada e seu Impacto no Sistema Elétrico, no qual será construída uma usina fotovoltaica, de 1,1 MWp localizada na cidade do Alto do Rodrigues no estado do Rio Grande do Norte. Essa usina fotovoltaica será composta de plantas fixas e rastreadas. O rastreador proposto neste trabalho deve servir como base de comparação com a planta rastreada da usina fotovoltaica. Essa planta será tracionada por motores de indução trifásicos. Diante desse fato e das vantagens mencionadas anteriormente quanto ao uso das máquinas de indução, o motor escolhido será o mesmo para o tracionamento do rastreador polar, proposto nesta dissertação.

2.2.1 Técnicas de Controle de Posição de Máquinas Assíncronas

O acionamento de máquinas assíncronas possui uma alta complexidade em virtude de sua modelagem, pois exige o estudo de um sistema multivariável, fortemente acoplado e não linear, apresentando dificuldades de implementação e também a escolha da estratégia de controle adequada. No controle de posição dessas máquinas é necessária a utilização de estratégias de controle que operem diante dessas dificuldades. Normalmente o controle de posição dessas máquinas é realizado em baixas velocidades de rotação, apresentando um aumento no seu escorregamento. Além disso, a baixas velocidade de rotação, a força contraeletromotriz apresenta valores comparáveis à queda de tensão na resistência do estator. Muitas estruturas empregadas no controle de posição operam com base na estimação de parâmetros elétricos dessas máquinas. Entretanto, esses parâmetros variam com a temperatura de trabalho, saturação magnética e com a frequência elétrica das correntes, sendo mais afetadas a resistência do rotor e a indutância de magnetização. Em relação a estimação de fluxo e torque, a mesma apresenta ruídos que são gerados devido a baixa excitação da máquina, prejudicando o desempenho dos controladores e provocando perdas por aquecimento e vibrações no sistema mecânico. Diante das dificuldades mencionadas, pode-se perceber a necessidade de estruturas de controle que possam ser utilizadas em diversos tipos de aplicações, sobretudo em rastreadores solares.

Existem inúmeros processos industriais que necessitam de esteiras para transporte de cargas. Baseado nisso, Raniel (2011) propôs um sistema de controle de posição e velocidade aplicado em esteiras transportadoras, utilizando um motor de indução trifásico no seu tracionamento. A estratégia de controle é implementada em malha fechada, por meio de um microcontrolador que comanda um inversor de tensão. Na sua implementação foi

utilizada a estratégia de controle escalar. Com esse sistema obteve-se resultados satisfatórios, em que um rápido posicionamento do eixo do motor foi obtido sem a necessidade de altas correntes de partida, o que proporciona uma economia de energia.

Na mesma direção, Araújo (2011) propôs um sistema de controle de posição, para um motor de indução trifásico, aplicado a sistemas de posicionamento. Sua estratégia de controle é implementada em malha fechada, por meio de DSP. Nessa implementação é utilizada uma técnica de controle vetorial com orientação pelo fluxo rotórico. A estrutura de controle é composta por controladores de corrente, de velocidade e de posição. Na regulação dessas grandezas foram utilizados dois controladores PI (proporcional-integral) no controle de corrente (um no eixo direto e outro no eixo de quadratura) e um outro PI no controle de velocidade. No controle de posição inicialmente foi testado o desempenho usando um controlador proporcional puro e posteriormente, um controlador PD (proporcional-derivativo), no qual os resultados experimentais obtidos demonstraram um melhor desempenho do sistema com o controlador PD.

Com o objetivo de desenvolver uma estrutura de controle de posição que possa ser utilizada em várias aplicações, Palma e Dente (1994) propuseram um esquema de controle vetorial simplificado, com orientação pelo fluxo rotórico, para controlar a posição de um motor de indução trifásico. Ela é implementada em malha fechada, com o auxílio de um microcontrolador. Para validar a estratégia, foram implementados três esquemas de controle de posição, testados segundo referências do tipo degrau. Eles apresentaram convergências rápidas em relação à posição de referência. Na mesma direção, Betin et al. (2006) propuseram uma estrutura de controle de posição de um motor de indução trifásico, submetido a grandes variações mecânicas em seu eixo. A estratégia é implementada em malha fechada com o auxílio de um DSP. A estratégia consiste na combinação de um algoritmo de controle por estrutura variável (VSC), com uma de controle vetorial indireto com orientação pelo fluxo rotórico. Para validar a estratégia proposta, foram realizados testes com uma referência de posição do tipo degrau de 400° , no qual o motor foi submetido a diferentes variações de carga. Os resultados obtidos demonstraram que a posição convergiu rapidamente em relação à referência estabelecida. Semelhante ao sistema anteriormente descrito, uma estrutura de controle de posição de um motor de indução trifásico foi proposta por Egiguren e Oscar (2010). A estratégia de controle é implementada em malha fechada, por meio de um sistema de prototipagem rápida DS1103 (dSPACE). O esquema proposto consiste na combinação de uma estratégia de controle vetorial com orientação pelo fluxo rotórico de forma indireta com a estratégia de uma estrutura variável (VSC) adaptativa. Nesse esquema a posição é controlado por meio de um controlador proporcional e a velocidade por um controlador VSC, cujos os ganhos são atualizados em

tempo real a partir da estimação dos parâmetros da planta de velocidade. As correntes são controladas por meio de dois controladores PI (um no eixo direto e outro no eixo de quadratura). Para validar esse esquema foram realizados testes com referências de posição no formato trapezoidal e quadrada. Os resultados obtidos demonstraram que a posição seguiu as respectivas referências, comprovando a eficiência da estrutura de controle.

Na área de controle existem controladores que são caracterizados por utilizar previsões do comportamento futuro do sistema controlado, para realizar o cálculo da lei ótima de controle. Esses controladores são conhecidos como preditivos e têm apresentado bons resultados em aplicações industriais. Com base neste contexto, Junior et al. (2012) propuseram uma estrutura de controle de posição de um motor de indução trifásico. A estratégia de controle foi implementada em malha fechada, por meio de um DSP. O controle foi efetuado utilizando a estratégia de controle vetorial com orientação pelo fluxo rotórico de forma indireta. Nesse esquema são controladas a posição e o conjugado da máquina, utilizando-se dois controladores preditivos generalizados GPC. Para validar a estratégia proposta foram realizados testes com referências de posição do tipo degrau de 57° . Os resultados obtidos demonstraram que a posição seguiu sua respectiva referência.

Muitos sistemas físicos possuem não linearidades e dinâmicas não convencionais. Esses sistemas necessitam de controladores apropriados, que ofereçam condições para um bom desempenho. Nestes casos, a utilização de controladores não convencionais têm mostrado resultados satisfatórios. Dentre essas estratégias, o controlador fuzzy e os controladores neurais vêm se destacando em aplicações industriais, principalmente no controle de motores. No fuzzy, a estratégia de controle é descrita por intermédio de regras linguísticas, no qual são introduzidas tomadas de decisões, com um certo grau de incerteza, que auxiliam na escolha do valor do sinal de controle adequado. Baseado nisso, Júlio (2010) propôs uma estrutura de controle de posição para dois motores de indução trifásicos, aplicadas no deslocamento de uma mesa de coordenadas de dois eixos. O controle é implementado em malha fechada, utilizando um computador que comanda um inversor de tensão. Para validar a referida estratégia foram realizados testes com referências do tipo senoidal e degrau. Os resultados obtidos demonstraram um bom desempenho para referências do tipo degrau. Porém, em alguns testes com referências senoidais, o sinal de saída apresentou distorções e atrasos.

O funcionamento dos controladores neurais são inspirados no sistema nervoso biológico, que tentam modelar a maneira como o cérebro humano executa uma determinada tarefa. Uma rede neural artificial equivale a um processador paralelamente distribuído, constituído de unidades de processamento, que têm a função de armazenar conhecimento experimental e torná-lo disponível para o uso (JÚLIO, 2010). Esses controladores apre-

sentam capacidades de adaptação a variações da planta e possuem fácil implementação. Neste sentido, Sobrinho (2011) propôs um controle de posição de uma mesa de coordenadas de dois eixos, tracionada por dois motores de indução trifásicos. O controle é implementado em malha fechada, utilizando um computador que comanda um inversor de tensão. Para validar a estratégia proposta foram testadas várias trajetórias de deslocamento, com referências do tipo senoidal e degrau. Os resultados obtidos demonstraram um bom desempenho para as respectivas referências, comprovando o bom desempenho do controlador neural proposto.

Diante das técnicas de controle descritas, pode-se perceber que a técnica de controle escalar apresenta um fraco desempenho dinâmico. Já as técnicas de controle não convencionais apresentam um bom desempenho, porém, essas técnicas ainda são pouco utilizadas em aplicações industriais, que necessitam de controle de máquinas assíncronas. Por outro lado, a técnica de controle vetorial possui uma grande vantagem, devido ao fato de permitir o desacoplamento entre fluxo e conjugado. Essa técnica possui um grande histórico de desempenho, em aplicações que envolvem o controle de máquinas de indução. Por conta disso, optou-se pelo emprego da técnica de controle vetorial para controlar a posição da máquina assíncrona utilizada no tracionamento do rastreador deste trabalho. A técnica vetorial será em quadratura, com orientação indireta pelo vetor fluxo rotórico.

2.3 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o estado da arte sobre rastreadores solares e técnicas de acionamento de máquinas assíncronas. Em relação aos rastreadores solares, foram enfatizadas as características elétricas e mecânicas, de diferentes estruturas propostas. A partir da avaliação do desempenho dessas estruturas, o rastreador escolhido para ser objeto de estudo deste trabalho é do tipo polar, constituído de dois eixos. Esse tipo de rastreador foi escolhido em virtude de apresentar uma maior eficiência, quando instalado em lugares onde a latitude é próxima a linha do equador. Também foi apresentada a justificativa da utilização de máquinas assíncronas no controle de posição de rastreadores solares, tendo sido apontadas as vantagens do emprego dessas máquinas em relação a outros tipos de motores. Logo após foram apresentadas técnicas de controle de posição de máquinas assíncronas. A partir da avaliação dessas técnicas, a técnica vetorial em quadratura, com orientação indireta pelo vetor fluxo rotórico foi definida como sendo a escolhida para o controle da máquina, empregada no controle de posição desta dissertação.

Capítulo 3

Rastreadores Solares

A utilização de rastreadores solares é uma forma de aumentar a eficiência dos sistemas fotovoltaicos. O aumento de energia elétrica gerada nesses sistemas está associada às suas características construtivas. Considerando essas características, os rastreadores solares são classificados quanto ao número de eixos rotativos, tipo de estrutura, tipo de controle e da estratégia de rastreamento empregada. A classificação dos rastreadores apresentada a seguir é baseada no trabalho proposto por Neto et al. (2010). Diante dessas considerações, neste capítulo é apresentada a classificação geral dos rastreadores solares, bem como a estrutura do rastreador solar proposto nesta dissertação.

3.1 Classificação dos Rastreadores Solares Quanto ao Número de Eixos Rotativos

Em relação à estrutura de movimento, os rastreadores solares são classificados de acordo com o número de eixos de sua estrutura, que podem ser compostas de um ou dois eixos.

3.1.1 Rastreador Solar de um Eixo

Os sistemas que utilizam rastreadores solares de um eixo podem ser posicionados horizontalmente, verticalmente ou inclinados e sua orientação pode ser no sentido norte-sul ou leste-oeste. Esses rastreadores apresentam um menor custo, porém, apresentam uma menor eficiência, devido o rastreamento ser realizado em apenas um sentido.

3.1.2 Rastreador Solar de Dois Eixos

O rastreador solar de dois eixos possui um eixo responsável pelo acompanhamento da trajetória diária do sol e outro que ajusta a sua inclinação. Considerando as características de construção, o rastreador de dois eixos possui uma maior complexidade do que o de um eixo. No entanto, podem apresentar uma maior eficiência.

3.2 Classificação dos Rastreadores Solares Quanto ao Tipo de Estrutura

Considerando o tipo de estrutura, os rastreadores solares são classificados em relação a suas bases de fixação que podem ser com pedestal, *Roll-Tilt* ou plataforma giratória.

3.2.1 Estrutura com Pedestal

O pedestal consiste em um eixo posicionado na vertical que apoia a estrutura de fixação dos módulos fotovoltaicos. Esse tipo de estrutura é empregada no ajuste da rotação em torno do eixo vertical (ângulo de azimute), conforme é apresentado na Figura 3.1.



Fonte: <<http://www.seguidorsolar.com.br>> Acesso em 11/02/2014.

Figura 3.1: Rastreador solar com estrutura tipo pedestal.

Nessa estrutura, a rotação é efetuada pela utilização de engrenagens, que são posicionadas para movimentar a estrutura de fixação dos módulos, em torno do eixo posicionado

verticalmente. Essa estrutura é de fácil instalação, pois o pedestal pode ser fixado ao solo sobre uma base concretada.

3.2.2 Estrutura *Roll-Tilt*

Os rastreadores solares com estrutura *roll-tilt* possuem um eixo de rotação horizontal, que ajusta os módulos fotovoltaicos para seguir o movimento diário do sol. O ajuste da inclinação é efetuado por meio de eixos posicionados perpendicularmente ao eixo de rotação, como ilustrado na Figura 3.2.

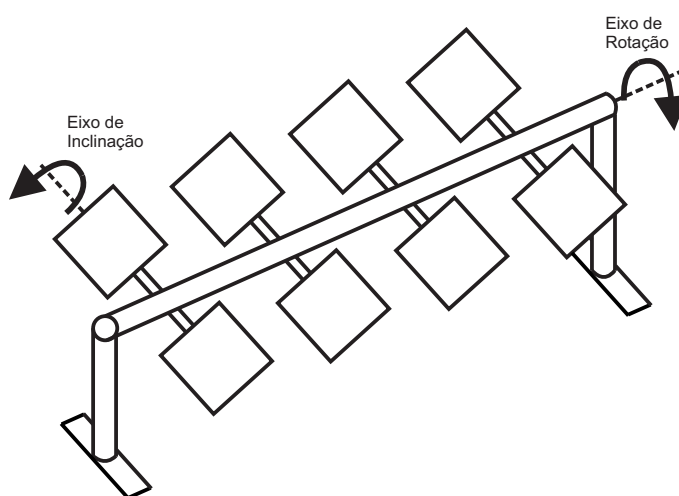


Figura 3.2: Rastreador solar do tipo *roll-tilt*.

Esse tipo de estrutura é utilizada em sistemas que possuem um grande número de módulos fotovoltaicos. Esses rastreadores apresentam complexidade de implementação em relação à parte mecânica, pois existem muitos acoplamentos mecânicos e partes giratórias.

3.2.3 Estrutura com Plataforma Giratória

Rastreadores solares com plataforma giratória são utilizados em sistemas de grande porte, compostos de muitos módulos solares ou concentradores parabólicos. Essa estrutura é caracterizada pelo formato de sua base, que é circular, conforme ilustrado na Figura 3.3.



Fonte: <<http://www.projectista.pt/produto/seguidores>> Acesso em 11/02/2014.

Figura 3.3: Rastreador solar com estrutura tipo plataforma giratória.

Esse tipo de base é projetada para suportar estruturas pesadas que possuem orientação no sentido leste-oeste, diariamente, para acompanhar o movimento do sol.

3.3 Classificação dos Rastreadores Solares Quanto ao Tipo de Controle

Considerando o tipo de controle empregado em rastreadores solares, esses podem ser classificados como sendo passivos, microprocessados e eletro-ópticos.

3.3.1 Passivos

Os rastreadores passivos não possuem nenhum circuito eletrônico ou motores elétricos em sua estrutura. O sistema consiste na movimentação da estrutura de fixação de módulos fotovoltaicos ao longo do dia, sem nenhuma fonte externa de energia, tracionada por um atuador mecânico que funciona baseado na radiação solar. Esses rastreadores são simples e de baixa precisão. Eles possuem amortecedores para prevenir movimentos indesejados, que podem ser provocados por ventos fortes.

3.3.2 Microprocessados

Rastreadores solares controlados por microprocessadores operam baseados em um algoritmo que calcula a posição do sol e controla a atuação dos motores para posicionar a

estrutura de conversão em direção ao sol. Rastreadores que utilizam esse tipo de controle não necessitam do uso de sensores para detectar a posição do sol.

3.3.3 Eletro-Ópticos

Seguidores solares com controle eletro-óptico utilizam fotosensores para detectar a posição do sol. Nesses sistemas, as informações obtidas pelos sensores são enviadas ao circuito de controle, responsável pelo acionamento do motor, que alinha a estrutura de fixação de módulos em direção aos raios solares.

3.4 Classificação dos Rastreadores Solares Quanto à Estratégia de Rastreamento

Os rastreadores solares são classificados em relação à estratégia de rastreamento como sendo polares, azimutal e de eixo horizontal.

3.4.1 Rastreador Solar Polar

Nos rastreadores que apresentam estratégia de rastreamento polar, a estrutura de fixação dos módulos fotovoltaicos é posicionada sobre um eixo inclinado (sentido norte-sul), com ângulo de inclinação fixo, que depende da latitude do local da instalação. Na Figura 3.4 é apresentado um rastreador do tipo polar.



Fonte: <<http://www.mecasolar.com>> Acesso em 11/02/2014.

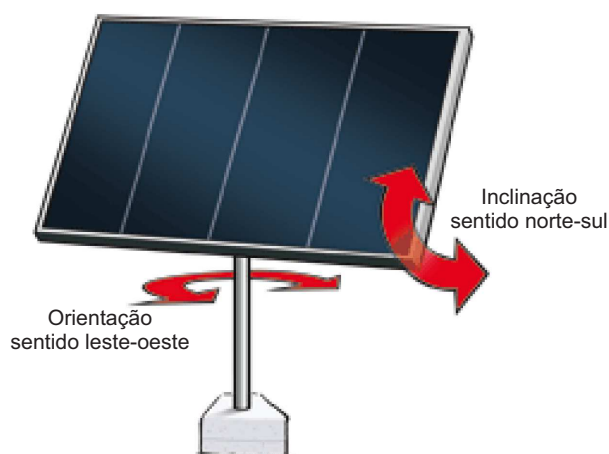
Figura 3.4: Rastreador solar polar.

O eixo inclinado possui um movimento de rotação que orienta a estrutura de fixação para seguir a trajetória diária do sol, no sentido leste-oeste. Esse rastreador apresenta um

bom desempenho em regiões onde a latitude está próxima a linha do equador.

3.4.2 Rastreador Solar Azimutal

Os rastreadores solares do tipo azimutal possuem um eixo vertical que suporta a estrutura de fixação de módulos. A estrutura de fixação é orientada no sentido leste-oeste (ajustando o ângulo de azimute), pela rotação em relação ao eixo vertical. Esses rastreadores possuem um eixo com orientação no sentido norte-sul para ajuste de inclinação. A inclinação pode ser ajustada automaticamente, manualmente ou também pode ser fixa. Na Figura 3.5 é apresentada a estrutura de um rastreador solar azimutal.



Fonte: <<http://www.solar-tracking.it>> Acesso em 11/02/2014.

Figura 3.5: Rastreador solar azimutal.

Esses rastreadores apresentam um bom desempenho quando são instalados em regiões onde a latitude é distante da linha do equador.

3.4.3 Rastreador Solar de Eixo Horizontal

Os rastreadores solares de eixo horizontal operam orientando a estrutura de conversão no sentido leste-oeste, seguindo a trajetória do sol diariamente. Esses rastreadores são instalados com ângulo de inclinação 0° em relação ao solo, não possuindo ajuste do ângulo de inclinação. Eles são utilizados no tracionamento de sistemas que possuem muitos módulos fotovoltaicos, onde um único motor movimenta toda a estrutura mecânica. Na Figura 3.6 é apresentado um rastreador solar de eixo horizontal.



Fonte: <<http://www.mecasolar.com>> Acesso em 11/02/2014.

Figura 3.6: Rastreador solar de eixo horizontal.

Em localidades onde a latitude é próxima a linha do equador, o rastreador de eixo horizontal apresenta um bom desempenho.

3.5 Estrutura do Rastreador Solar Proposto

Na usina fotovoltaica que está sendo construída em alto do rodriques (objeto de projeto Petrobras) serão instalados dois sistemas fotovoltaicos, sendo um fixo e outro rastreado. Como a UFRN possui participação no desenvolvimento desse projeto, um sistema fotovoltaico com características semelhantes será instalado nas dependências do LEPER em Natal, para servir como base de comparação. Diante disso, uma estrutura de rastreamento está sendo projetada, para posteriormente ser construída e instalada nas dependências do LEPER. Desta forma, o tema proposto nesta dissertação está relacionado ao desenvolvimento de um rastreador que apresente características construtivas semelhantes às da usina e que seja adequado às condições da cidade do Natal. Portanto, nesta seção será apresentada a estrutura metálica e mecânica do rastreador solar escolhido. Como o projeto detalhado dessa estrutura não é foco de estudo deste trabalho, a estrutura apresentada é simplificada.

3.5.1 Justificativa de Escolha da Estrutura Proposta

Os rastreadores polares possuem um eixo com orientação no sentido norte-sul. Normalmente a estrutura de fixação dos módulos fotovoltaicos desses rastreadores é instalada com ângulo de inclinação fixo (sentido norte-sul) e eixo de orientação varável, no sentido leste-oeste. Esses rastreadores proporcionam um aumento na energia elétrica gerada pelo sistema fotovoltaico em locais onde a inclinação solar não varia muito ao longo do ano, ou seja, em localidades com latitude próxima da linha do equador. A cidade do Natal possui

latitude de $5,84^\circ$ e longitude de $35,19^\circ$, o que é muito próximo da linha do equador. Na Figura 3.7 é apresentada a trajetória do sol, para diferentes datas, na referida cidade.

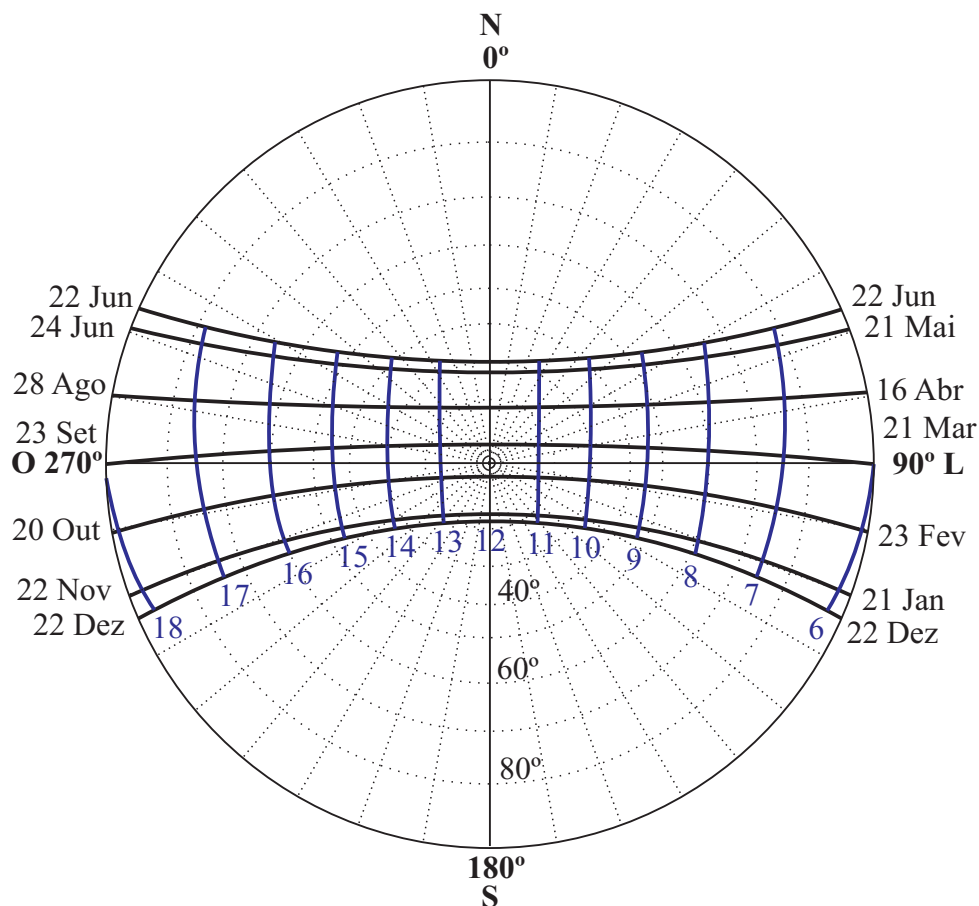


Figura 3.7: Carta solar da cidade do Natal.

Analisando a trajetória do sol ao longo do dia, observa-se que o sol se desloca praticamente em linha reta durante o ano. A carta solar da Figura 3.7 mostra ainda que a maior inclinação solar acontece nos dias 22 de Junho e 22 de Dezembro, respectivamente. Nesses dias, a inclinação verificada é de $28,91^\circ$, na direção norte-sul. Sendo assim, o uso de um rastreador que acompanhe a trajetória diária do sol (no sentido leste-oeste), com um ângulo de inclinação ajustável manualmente, se mostra adequado às condições verificadas na cidade do Natal. O rastreador que será instalado na usina fotovoltaica será do tipo polar com acionamento utilizando um motor de indução. Essas conclusões apontam para a escolha de um rastreador solar, do tipo polar.

3.5.2 Estrutura Metálica

O rastreador que será instalado será composto por uma estrutura metálica, no qual serão fixados quatro módulos fotovoltaicos. Os módulos empregados neste trabalho são do tipo YL245P-29b Yingli, cujas características construtivas são: 990 mm de largura, 1650 mm de comprimento, 40 mm de espessura e com um peso total de 19,1 Kg. Na Figura 3.8 são apresentadas as vistas lateral, frontal e de topo do rastreador solar polar projetado.



Figura 3.8: Vistas do rastreador: (a) vista lateral; (b) vista frontal ; (c) vista de topo.

A estrutura metálica do rastreador é constituída de quatro partes, interligadas por conexões mecânicas, cujas características são descritas a seguir:

- Suporte de fixação dos módulos fotovoltaicos: estrutura metálica no formato de grelha, com dimensões: 1980 mm de largura e 3300 mm de comprimento, adequada para instalação dos quatro módulos fotovoltaicos.

- Eixo de orientação: eixo com orientação no sentido leste-oeste, com variação angular de $\pm 45^\circ$, no qual o suporte de fixação dos módulos fotovoltaicos está posicionado.
- Eixo de inclinação manual: o rastreador possui ainda um eixo com orientação no sentido norte-sul, com ângulo de inclinação ajustável manualmente por um parafuso de avanço.
- Pedestal: eixo fixado verticalmente no solo com perfil quadrado (80 x 80 mm), com parede de espessura compatível com a carga provocada pela torção gerada pelos ventos ou pelo peso dos painéis. A sua fixação será realizada por parafusos em base cimentada.

Para garantir a sua durabilidade, a estrutura metálica deverá possuir um acabamento galvanizado a fogo (imersão do material em cuba com nitrato de zinco ou ferro-zinco) e pintura eletrostática na cor cinza.

3.5.3 Tracionador Mecânico

O tracionador mecânico do rastreador solar será composto de um conjunto motoredutor, constituído por um motor de indução, trifásico de 4 polos, potência de 1/4 cv e rotação nominal de 1720 RPM, acoplado a uma caixa de redução, com redução 1000:1. Na Figura 3.9 é apresentado o diagrama esquemático do motoredutor que será conectado ao eixo de inclinação do suporte de fixação dos módulos solares.

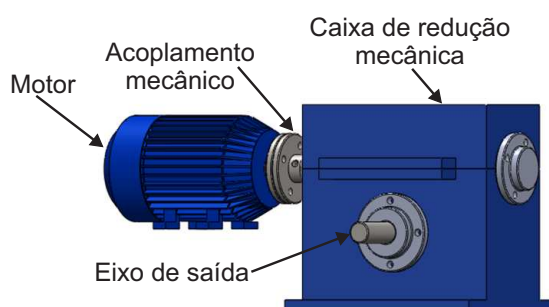


Figura 3.9: Motor e caixa de redução da estrutura de rastreamento.

O referido motoredutor será fixado no eixo de inclinação manual, em que a ponta do eixo de saída da caixa redutora é utilizada para o tracionamento do suporte de fixação dos módulos. Nessa estrutura, optou-se utilizar uma caixa de redução com transmissão de eixo

sem-fim e coroa para possibilitar um aumento de torque e redução da velocidade no seu eixo. Desta forma, garante-se o travamento da estrutura de fixação dos módulos, quando o motor estiver parado, resultando assim, em precisão no ângulo de posicionamento.

3.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a classificação dos rastreadores solares, considerando as suas características construtivas. Os rastreadores solares foram classificados de acordo com o número de eixos rotativos, tipo de estrutura, tipo de controle e da estratégia de rastreamento. Em seguida, a justificativa de escolha do tipo de rastreador solar considerado como objeto de estudo deste trabalho foi apresentada. A partir da verificação das condições da cidade do Natal, o rastreador solar que mostrou mais adequação foi do tipo polar. Diante dessa escolha, a estrutura simplificada do rastreador polar escolhido foi apresentada, no qual foram enfatizadas as características construtivas das partes metálicas e do sistema de tracionamento.

Capítulo 4

Modelagem da Máquina Trifásica

O motor de indução trifásico é a máquina elétrica que possui maior utilização no setor industrial, sendo constituída de uma parte fixa, denominada estator, e uma parte móvel, chamada de rotor. O modelo da máquina é composto de equações que descrevem o seu funcionamento, considerando as suas variáveis elétricas e mecânicas. Porém, a resolução analítica dos sistemas de equações referentes aos circuitos elétricos e magneticamente acoplados é complicada, já que as indutâncias mútuas dependem da posição do rotor. Quando os referidos coeficientes variam em função do tempo, a resolução das equações torna-se impraticável. A resolução das equações pode ser simplificada por intermédio do uso de transformações matemáticas, que convertem em um sistema bifásico equivalente a parâmetros constantes. Neste capítulo é apresentada a modelagem matemática da máquina trifásica considerando o modelo trifásico e seu modelo vetorial equivalente, baseado no modelo apresentado por Leonhard (1985).

4.1 Equações da Máquina Trifásica

O modelo da máquina simétrica trifásica é composto por três fases no estator (s_1 , s_2 e s_3) e por três fases no rotor (r_1 , r_2 e r_3). O ângulo de defasagem entre as bobinas do estator, ou do rotor, é igual a $2\pi/3$ radianos elétricos conforme ilustrado na Figura 4.1. Para simplificar a análise, admite-se que a distribuição do fluxo magnético é senoidal. Admite-se também que as correntes positivas geram fluxos positivos nos enrolamentos da máquina. O fluxo do entreferro é considerado como sendo constante e o comprimento do circuito magnético aplicado ao cálculo da indutância independe do ângulo mecânico θ_m . Nessa modelagem, a máquina é considerada bipolar com número de pares de polos $P = 1$. No caso multipolar, a posição angular do eixo magnético do rotor θ_r é dada por: $\theta_r = P\theta_m$. No modelo apresentado, a máquina é considerada como não saturada, logo o fluxo total é igual à soma dos fluxos parciais ($\lambda_t = \sum \lambda_i$).

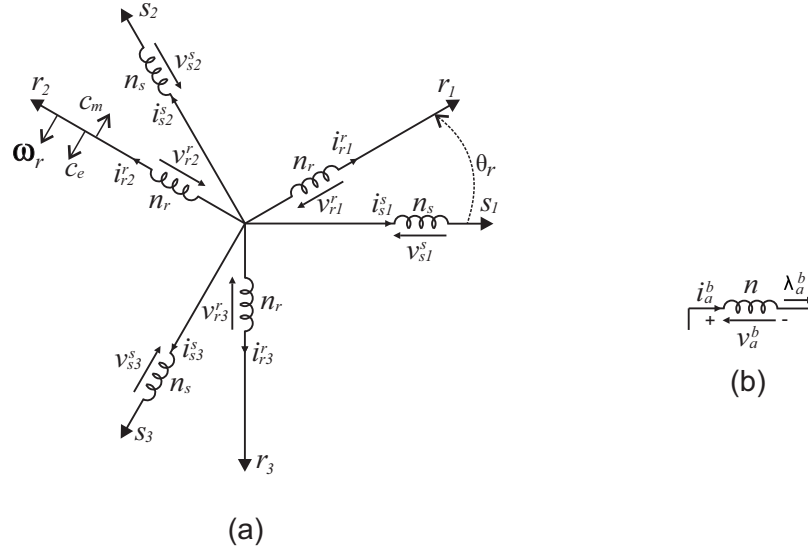


Figura 4.1: Máquina simétrica trifásica (a); convenções utilizadas para as grandezas da máquina em uma bobina (b).

As notações utilizadas para representar as variáveis da máquina seguem a lei de formação X_a^b ; em que X pode ser uma tensão, uma corrente ou fluxo. O subscrito a refere-se à fase da máquina no rotor(s) ou estator(s) e o sobrescrito b corresponde ao referencial utilizado.

L_s, L_r são indutâncias próprias do estator e do rotor; R_s e R_r são as resistências de uma bobina do estator e do rotor. Como a máquina simétrica é equilibrada, suas indutâncias próprias e resistências são relacionadas da seguinte forma:

$$L_s = L_{s1} = L_{s2} = L_{s3},$$

$$R_s = R_{s1} = R_{s2} = R_{s3},$$

$$L_r = L_{r1} = L_{r2} = L_{r3},$$

$$R_r = R_{r1} = R_{r2} = R_{r3}.$$

M_s, M_r são as indutâncias mútuas entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor respectivamente. Como as defasagens das bobinas são iguais, as indutâncias mútuas entre bobinas do mesmo enrolamento também são iguais, tanto no estator, quanto no rotor. Portanto, tem-se:

$$M_s = M_{s12} = M_{s23} = M_{s31},$$

$$M_r = M_{r12} = M_{r23} = M_{r31}.$$

$M_{sr} \cos(\theta_i)$ é a indutância mútua entre uma bobina do estator e uma bobina do rotor separadas por um ângulo θ_i ,

$M_{rs} \cos(\theta_i)$ é a indutância mútua entre uma bobina do rotor e uma do estator separadas por um ângulo θ_i .

4.1.1 Expressões dos Fluxos da Máquina Trifásica

Em um circuito magnético, composto de material magnético de permeabilidade constante ou que inclua um entreferro dominante, a relação entre o fluxo concatenado λ com a corrente i , pela indutância L é definida como:

$$\lambda = Li. \quad (4.1)$$

Como a máquina é considerada não saturada, pode-se somar os fluxos parciais para obter o fluxo total em cada bobina. Sendo assim, os fluxos na armadura trifásica do estator podem ser escritos da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \lambda_{s1}^s = & L_s i_{s1}^s + M_s i_{s2}^s + M_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r1}^r + M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{r2}^r \\ & + M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) i_{r3}^r, \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{s2}^s = & M_s i_{s1}^s + L_s i_{s2}^s + M_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) i_{r1}^r + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r2}^r \\ & + M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{r3}^r, \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{s3}^s = & M_s i_{s1}^s + M_s i_{s2}^s + L_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{r1}^r + M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) i_{r2}^r \\ & + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r3}^r. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Semelhantemente ao estator, os fluxos do rotor λ_{r1}^r , λ_{r2}^r e λ_{r3}^r são dados por:

$$\begin{aligned} \lambda_{r1}^r = & L_r i_{r1}^r + M_r i_{r2}^r + M_r i_{r3}^r + M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s1}^s + M_{rs} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) i_{s2}^s \\ & + M_{rs} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{s3}^s, \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\lambda_{r2}^r = M_r i_{r1}^r + L_r i_{r2}^r + M_r i_{r3}^r + M_{rs} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{s1}^s + M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s2}^s + M_{rs} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) i_{s3}^s, \quad (4.6)$$

$$\lambda_{r3}^r = M_r i_{r1}^r + M_r i_{r2}^r + L_r i_{r3}^r + M_{rs} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) i_{s1}^s + M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s2}^s + M_{rs} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) i_{s3}^s. \quad (4.7)$$

Os fluxos representados pelas Equações (4.2)-(4.7) podem ser escritos na forma matricial com a seguinte representação:

$$\lambda_{s123}^s = \bar{L}_{ss} i_{s123}^s + \bar{L}_{sr} i_{r123}^r, \quad (4.8)$$

$$\lambda_{r123}^r = \bar{L}_{rr} i_{r123}^r + \bar{L}_{rs} i_{s123}^s, \quad (4.9)$$

em que:

$$i_{s123}^s = \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix}, \quad i_{r123}^r = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}, \quad \lambda_{s123}^s = \begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix}, \quad \lambda_{r123}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \end{bmatrix},$$

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad \bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix},$$

$$\bar{L}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix},$$

$$\bar{L}_{rs} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}.$$

As matrizes de indutância \bar{L}_{ss} e \bar{L}_{rr} são simétricas e as matrizes \bar{L}_{sr} e \bar{L}_{rs} são circulares e não simétricas, enquanto que as matrizes \bar{L}_{sr} e \bar{L}_{rs} são transpostas uma da outra, ou seja, $\bar{L}_{sr} = \bar{L}_{rs}^T$.

As Equações (4.8) e (4.9) podem ser escritas de uma forma mais compacta da seguinte maneira:

$$\bar{\lambda} = \bar{L} \bar{i}, \quad (4.10)$$

em que:

$$\bar{i} = \begin{bmatrix} i_{s123} \\ i_{r123} \end{bmatrix}, \quad \bar{\lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_{s123} \\ \lambda_{r123} \end{bmatrix}, \quad \bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix}.$$

4.1.2 Expressões das Tensões da Máquina Trifásica

Nos circuitos do estator e do rotor da máquina trifásica, as bobinas são orientadas de tal forma, que uma corrente positiva cria um fluxo positivo. Assim, pode-se escrever:

$$v_i = \frac{d\lambda_i}{dt}, \quad (4.11)$$

em que v_i é a tensão induzida nos terminais da bobina antes da queda de tensão resistiva, e λ_i é o fluxo concatenado com a bobina. Considerando uma queda de tensão resistiva na bobina da máquina trifásica, pode-se escrever a representação matricial compacta, como segue:

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \frac{d\lambda_{s123}^s}{dt}, \quad (4.12)$$

$$v_{r123}^r = R_r i_{r123}^r + \frac{d\lambda_{r123}^r}{dt}, \quad (4.13)$$

em que:

$$v_{s123}^s = \begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \end{bmatrix}, \quad v_{r123}^r = \begin{bmatrix} v_{r1}^r \\ v_{r2}^r \\ v_{r3}^r \end{bmatrix}, \quad R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}.$$

Derivando as expressões dos fluxos das Equações (4.8) e (4.9) e substituindo nas Equações (4.12) e (4.13), obtêm-se as Equações das tensões:

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \bar{L}_{ss} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \bar{L}_{sr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r, \quad (4.14)$$

$$v_{r123}^r = R_r i_{r123}^r + \bar{L}_{rr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \bar{L}_{rs} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s, \quad (4.15)$$

em que: $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ é a velocidade do rotor em radianos elétricos por segundo.

As Equações das tensões podem ser representadas de uma forma geral como segue:

$$\bar{v} = \bar{R} \bar{i} + \bar{L} \frac{d\bar{i}}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \right] \bar{i}, \quad (4.16)$$

sendo:

$$\bar{\mathbf{v}} = \begin{bmatrix} \bar{v}_s \\ \bar{v}_r \end{bmatrix}, \quad \bar{R}_s = R_s \bar{I}_3, \quad \bar{R}_r = R_r \bar{I}_3, \quad \bar{R} = \begin{bmatrix} \bar{R}_s & \bar{0}_3 \\ \bar{0}_3 & \bar{R}_r \end{bmatrix},$$

$$\bar{I}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \bar{0}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

sendo o termo $\frac{d\bar{L}}{d\theta_r}$ a tensão induzida de rotação e o termo $\frac{d\bar{i}}{dt}$ a tensão induzida de transformação.

4.1.3 Expressão do Conjugado Eletromagnético da Máquina Trifásica

Na modelagem da máquina trifásica, a expressão geral para a energia de campo magnético é dada por:

$$W' = \frac{1}{2} \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{L}} \bar{\mathbf{i}}. \quad (4.17)$$

O conjugado pode ser obtido derivando-se a Equação (4.17) em relação ao ângulo mecânico θ_m :

$$c_e = \frac{dW'}{d\theta_m}. \quad (4.18)$$

Substituindo a Equação (4.17) em (4.18), tem-se:

$$c_e = \frac{1}{2} \bar{\mathbf{i}}^T \left[\frac{d\bar{\mathbf{L}}}{d\theta_m} \right] \bar{\mathbf{i}}, \quad (4.19)$$

considerando $\theta_m = \frac{\theta_r}{P}$, obtém-se:

$$c_e = \frac{P}{2} \bar{\mathbf{i}}^T \left[\frac{d\bar{\mathbf{L}}}{d\theta_r} \right] \bar{\mathbf{i}}. \quad (4.20)$$

Como as sub-matrizes \bar{L}_{ss} e \bar{L}_{rr} de \bar{L} são independentes do ângulo θ_r , têm-se:

$$c_e = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_{s123}^s \\ i_{r123}^r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{0}_3 & \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \\ \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} & \bar{0}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s123}^s \\ i_{r123}^r \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

ou

$$c_e = \frac{P}{2} i_{s123}^{sT} \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r + \frac{P}{2} i_{r123}^{rT} \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s. \quad (4.22)$$

Como c_e é um número $c_e^T = c_e$ e sabendo-se que para duas matrizes A e B quaisquer

$(AB)^T = B^T A^T$, então:

$$\frac{P}{2} i_{s123}^s \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r = \frac{P}{2} i_{r123}^r \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s. \quad (4.23)$$

Considerando que $\bar{L}_{sr} = \bar{L}_{rs}^T$ obtém-se:

$$c_e = P i_{s123}^s \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r, \quad (4.24)$$

$$c_e = P i_{r123}^r \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s. \quad (4.25)$$

4.2 Representação odq da Máquina Trifásica

A modelagem em odq consiste na aplicação de uma transformação linear que simplifica as equações de fluxo, corrente e tensão, de tal forma que possam ser representadas por um modelo mais simples que o trifásico. Fisicamente, a transformada odq transforma cada armadura trifásica do estator e do rotor em uma armadura bifásica equivalente, compostas de dois eixos dq , e um eixo com uma bobina isolada de índice o . Na Figura 4.2 são apresentados o sistema trifásico e o sistema bifásico equivalente.

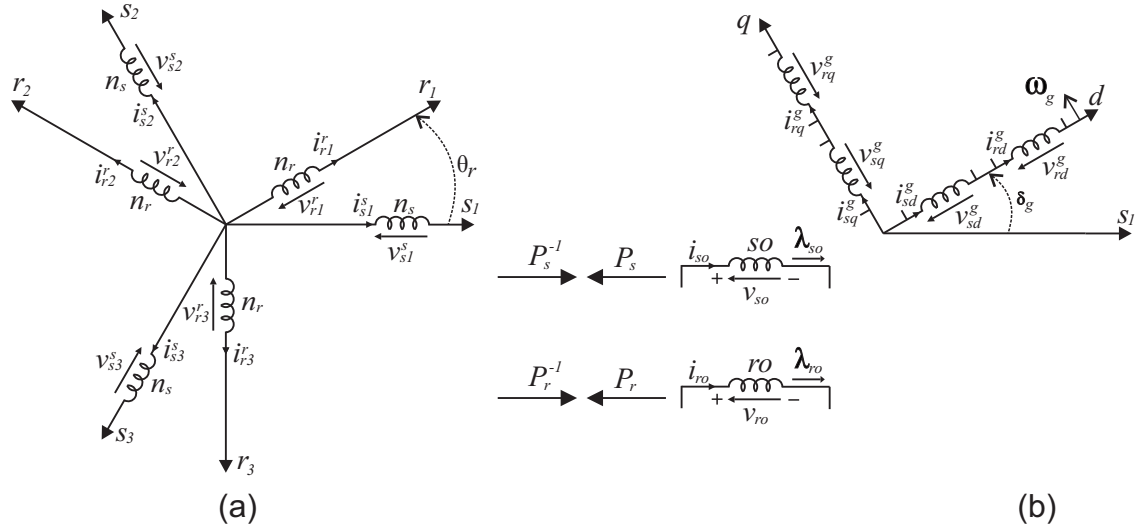


Figura 4.2: Representação da transformação trifásica (a) e dq (b).

Na nova representação os eixos d e q são defasados 90° elétricos, sendo cada eixo composto de duas bobinas, e o eixo de índice o é composto de uma bobina, conhecida como homopolar. Nessa representação, o eixo d possui um ângulo de δ_g (g representa um

referencial arbitrário qualquer) em relação à fase s_1 , e possui uma frequência de rotação ω_g .

Esta transformação é baseada na diagonalização das matrizes circulantes simétricas do modelo da máquina trifásica genérica a partir da introdução de um conjunto de variáveis hipotéticas. A máquina bifásica da nova representação possui a mesma potência mecânica, mesmo conjugado, mesma velocidade e mesmo números de polos, que a máquina trifásica.

Matematicamente, a referida transformação de variáveis é definida pela seguinte operação:

$$x_{123} = \bar{P}x_{odq}, \quad (4.26)$$

em que x_{123} representa as variáveis no sistema trifásico e x_{odq} representa as novas variáveis no referencial escolhido. A matriz P é denominada matriz de transformação e deve ser regular, ou seja, sua inversa deve existir.

Considerando-se uma matriz \bar{P}_s para o estator e outra \bar{P}_r para o rotor, a variável x pode representar qualquer variável da máquina, como fluxos, correntes ou tensões no estator ou no rotor. A transformação de variáveis para o estator e o rotor podem ser expressas como:

$$x_{s123}^g = \bar{P}_s x_{sodq}^g, \quad (4.27)$$

$$x_{r123}^g = \bar{P}_r x_{rodq}^g, \quad (4.28)$$

sendo:

$$x_{sodq}^g = \begin{bmatrix} x_{so} \\ x_{sd}^g \\ x_{sq}^g \end{bmatrix}, \quad x_{rodq}^g = \begin{bmatrix} x_{ro} \\ x_{rd}^g \\ x_{rq}^g \end{bmatrix}.$$

Neste modelo, o expoente g das variáveis indica o referencial genérico dos eixos dq (estatórico se $g = s$ ou rotórico se $g = r$), e o sub-índice $sodq$ representa que a variável x pertence ao estator, e $rodq$ indica que x pertence ao rotor.

Adotando um ângulo de transformação genérico δ_g , definem-se as matrizes \bar{P}_s e \bar{P}_r para obtenção de uma nova representação, como segue:

$$\bar{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (4.29)$$

$$\bar{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\text{sen}(\delta_g - \theta_r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Analisando as matrizes \bar{P}_s e \bar{P}_r , observa-se que $\bar{P}_s^{-1} = \bar{P}_s^T$ e $\bar{P}_r^{-1} = \bar{P}_r^T$, ou seja, as matrizes de transformação são ortogonais.

4.2.1 Expressões dos Fluxos em odq

Dada a Equação do fluxo estático (4.8) e as equações de transformação (4.27)–(4.28), a expressão do fluxo estático em odq pode ser escrita por:

$$\bar{P}_s \lambda_{sodq}^g = \bar{L}_{ss} \bar{P}_s i_{sodq}^g + \bar{L}_{sr} \bar{P}_r i_{rodq}^g. \quad (4.31)$$

Multiplicando ambos os lados da Equação 4.31 por \bar{P}_s^{-1} , tem-se:

$$\lambda_{sodq}^g = \bar{P}_s^{-1} \bar{L}_{ss} \bar{P}_s i_{sodq}^g + \bar{P}_s^{-1} \bar{L}_{sr} \bar{P}_r i_{rodq}^g, \quad (4.32)$$

que de uma forma mais simplificada, tem-se:

$$\lambda_{sodq}^g = \bar{L}_{ssodq} i_{sodq}^g + \bar{L}_{srodq} i_{rodq}^g, \quad (4.33)$$

sendo:

$$\bar{L}_{ssodq} = \begin{bmatrix} l_{so} & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix}, \quad \bar{L}_{srodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix},$$

com $l_{so} = L_s + 2M_s$, $l_s = L_s - M_s$ e $l_m = \frac{3}{2}M_{sr}$.

De forma análoga, obtém-se das relações (4.9) e (4.27)–(4.28) a expressão do fluxo rotórico em odq :

$$\lambda_{rodq}^g = \bar{L}_{rrodq} i_{rodq}^g + \bar{L}_{rsodq} i_{sodq}^g, \quad (4.34)$$

onde:

$$\bar{L}_{rrodq} = \begin{bmatrix} l_{ro} & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix}, \quad \bar{L}_{rsodq} = \bar{L}_{srodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix},$$

com $l_{ro} = L_r + 2M_r$, $l_r = L_r - M_r$.

Pode-se observar que todas as novas matrizes indutâncias são diagonais constantes independentes dos ângulos θ_r e δ_g . As indutâncias l_s , l_{so} , l_r , l_{ro} e l_m são denominadas indutâncias cíclicas.

4.2.2 Expressões das Tensões em odq

Baseado na expressão da tensão estatórica (4.12) e nas equações de transformação (4.27)–(4.28), pode-se escrever:

$$v_{sodq}^g = \bar{P}_s^{-1} r_s \bar{P}_s i_{sodq}^g + \bar{P}_s^{-1} \frac{d}{dt} \left[\bar{P}_s \lambda_{sodq}^g \right], \quad (4.35)$$

$$v_{sodq}^g = r_s i_{sodq}^g + \frac{d\lambda_{sodq}^g}{dt} + \omega_g \bar{P}_s^{-1} \left[\frac{d\bar{P}_s}{d\delta} \right] \lambda_{sodq}^g, \quad (4.36)$$

$$v_{sodq}^g = r_s i_{sodq}^g + \frac{d\lambda_{sodq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sodq}^g, \quad (4.37)$$

sendo $r_s = R_s$ e $\omega_g = \frac{d\delta_g}{dt}$.

De forma análoga, obtém-se das relações (4.13) e (4.27)–(4.28) a expressão da tensão rotórica em odq :

$$v_{rodq}^g = r_r i_{rodq}^g + \frac{d\lambda_{rodq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rodq}^g, \quad (4.38)$$

em que $r_r = R_r$.

4.2.3 Expressões do Conjugado Eletromagnético em odq

A partir da Equação do conjugado (4.24) e das equações (4.27)–(4.28), tem-se a expressão do conjugado em dq , como segue:

$$c_e = P i_{sodq}^{gT} \bar{P}_s^T \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] \bar{P}_r i_{rodq}^g. \quad (4.39)$$

Desenvolvendo esta expressão obtém-se a seguinte representação para o conjugado eletromagnético:

$$c_e = Pl_m (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g). \quad (4.40)$$

Pode-se observar que a expressão do conjugado é independente do ângulo elétrico e a componente homopolar da corrente foi matematicamente eliminada.

4.3 Representação Bifásica dq da Máquina Ativa

Em odq as componentes homopolares são proporcionais à soma das grandezas trifásicas originais. Portanto, se a máquina estiver operando de forma equilibrada, estes componentes são nulos. Nesta situação, a análise da máquina se resume ao estudo dos componentes x_d^g e x_q^g , obtidas a partir da transformação odq aplicada às variáveis trifásicas da máquina original. Os componentes dq caracterizam a máquina ativa e os componentes homopolares traduzem os desequilíbrios de sequência zero da máquina trifásica ou gerados pela fonte de alimentação.

Considerando apenas os componentes dq da representação odq , pode-se escrever a partir das equações (4.37)–(4.38) e (4.33)–(4.34) a representação da máquina bifásica dq :

$$v_{sdq}^g = r_s i_{sdq}^g + \frac{d\lambda_{sdq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdq}^g, \quad (4.41)$$

$$v_{rdq}^g = r_r i_{rdq}^g + \frac{d\lambda_{rdq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rdq}^g, \quad (4.42)$$

$$\lambda_{sdq}^g = l_s i_{sdq}^g + l_m i_{rdq}^g, \quad (4.43)$$

$$\lambda_{rdq}^g = l_r i_{rdq}^g + l_m i_{sdq}^g, \quad (4.44)$$

$$c_e = Pl_m (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g), \quad (4.45)$$

sendo as variáveis estatóricas escritas como segue:

$$v_{sdq}^g = \begin{bmatrix} v_{sd}^g \\ v_{sq}^g \end{bmatrix}, \quad i_{sdq}^g = \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix}, \quad \lambda_{sdq}^g = \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \end{bmatrix}.$$

Analogamente para o rotor, tem-se:

$$v_{rdq}^g = \begin{bmatrix} v_{rd}^g \\ v_{rq}^g \end{bmatrix}, \quad i_{rdq}^g = \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix}, \quad \lambda_{rdq}^g = \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix}.$$

4.4 Representação Vetorial dq

A notação vetorial permite que valores instantâneos das variáveis de um sistema trifásico sejam transformados e representados em um plano complexo bifásico. As variáveis

dq podem ser representadas como vetores no plano dq , em que as partes real e imaginária do plano complexo correspondem aos eixos ortogonais d e q .

Na notação vetorial pode-se introduzir uma variável complexa x^g para representar os vetores fluxo, tensão ou corrente no estator ou rotor no plano dq , da seguinte forma:

$$x^g = (x_d^g + jx_q^g). \quad (4.46)$$

A partir das equações (4.41)–(4.45) e utilizando a definição (4.46), obtém-se o modelo complexo equivalente ao modelo bifásico dq :

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g, \quad (4.47)$$

$$v_r^g = r_r i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g, \quad (4.48)$$

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g, \quad (4.49)$$

$$\lambda_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g, \quad (4.50)$$

$$c_e = Pl_m \text{Im}(i_s^g i_r^{g*}) = -Pl_m \text{Im}(i_s^{g*} i_r^g), \quad (4.51)$$

$$c_e = Pi_s \Phi_s \text{sen}(\delta_i - \delta_a) = P \frac{l_m}{l_r} i_s \Phi_r \text{sen}(\delta_i - \delta_b). \quad (4.52)$$

Em que Φ_s e Φ_r são os fluxos no estator e rotor e δ_a , δ_i e δ_b representam a posição angular dos vetores fluxo estatórico, corrente estatórica e fluxo rotórico.

4.5 Conclusões

A partir da descrição matemática apresentada neste capítulo, foi demonstrado que, empregando as variáveis naturais da máquina (abc), a resolução analítica dos circuitos elétricos magneticamente acoplados é complicada. No entanto, a resolução dessas equações pode ser simplificada por intermédio do uso de transformações matemáticas, que transformam o sistema trifásico em um bifásico equivalente a parâmetros constantes. Diante disso, neste capítulo foi apresentada a descrição matemática da máquina de corrente alternada, considerando o modelo trifásico e o vetorial. Para essas duas representações foram demonstradas as equações matemáticas das tensões, fluxos e conjugado eletromagnético.

Capítulo 5

Técnica de Controle Empregada

As estratégias de controle vetorial são classificadas de acordo com o fluxo escolhido para a orientação do referencial dq e de qual variável é empregada para o controle de conjugado eletromagnético. A orientação do referencial dq pode ser feita por meio do fluxo estático, do fluxo rotórico ou do fluxo do entreferro. Quando o conjugado eletromagnético é controlado através da frequência de escorregamento da variável de excitação da máquina, ou seja, o fluxo empregado na orientação do referencial, o controle é denominado por escorregamento. Por outro lado, se o conjugado eletromagnético for controlado por uma segunda variável, denominada variável de conjugado, ortogonal ou em quadratura com a variável de excitação, o controle é denominado em quadratura. Na estratégia em quadratura é possível obter o desacoplamento no controle do fluxo em relação ao conjugado eletromagnético. Nessa estratégia, a orientação do vetor fluxo pode ser realizada de forma indireta ou direta (HERNÁNDEZ, 1999). No caso da orientação indireta, a posição do vetor fluxo rotórico é obtida a partir da velocidade de rotação da máquina e da frequência angular de escorregamento, que são estimadas a partir das correntes e tensões do estator. Nesse modo de orientação, o vetor fluxo rotórico também pode ser determinado como sendo fixo para que a máquina opere com um fluxo rotórico constante, ou seja, nas implementações a referência de fluxo da máquina é constante. Já na orientação direta, o vetor fluxo rotórico é medido ou estimado a partir das grandezas terminais do motor, que são medidas por sensores de velocidade e de fluxo, possibilitando que o controle do módulo do fluxo em malha fechada receba valores reais. No controle de posição deste trabalho, a máquina deve operar com velocidade constante para tracionar a estrutura de fixação dos módulos solares. Diante disso, a orientação do vetor fluxo rotórico de forma indireta, com valor de fluxo fixo, se adequa às condições da referida aplicação, pois proporciona um fluxo constante no rotor da máquina. Além disso, nesse tipo de orientação é dispensado o uso de sensores e controladores de fluxo. Diante deste contexto, neste capítulo é apresentada a estratégia vetorial em quadratura, empregada no controle de posição

do rastreador solar proposto nesta dissertação.

5.1 Modelo da Estrutura de Controle Empregada

No controle em quadratura com orientação pelo fluxo rotórico, o fluxo rotórico da máquina é controlado pela componente direta da corrente estatórica (eixo d) e o conjugado pela da componente em quadratura com a componente de fluxo (eixo q). Nessa estratégia, o fluxo é controlado de forma indireta, ou seja, as correntes da máquina são responsáveis por manter o fluxo em um determinado valor de referência.

Na referida estratégia, as correntes estatóricas e o fluxo rotórico são relacionadas no referencial vetor fluxo rotórico. O fluxo do rotor é alinhado com o eixo direto do referencial dq . As equações dessa estratégia são obtidas a partir da relação entre a tensão do rotor e o fluxo do rotor em dq . Reescrevendo as equações (4.48) e (4.50) no referencial fluxo rotórico, considerando-se as variáveis d e q , tem-se:

$$v_{rd}^b = r_r i_{rd}^b + \frac{d\lambda_{rd}^b}{dt} + (\omega_b - \omega_r) \lambda_{rq}^b, \quad (5.1)$$

$$\lambda_{rd}^b = l_r i_{rd}^b + l_m i_{sd}^b. \quad (5.2)$$

No modelo utilizado considera-se que o rotor da máquina de indução é ligado em Y, com tensões rotóricas $v_{r1}^r = v_{r2}^r = v_{r3}^r = 0$, ou seja $v_{rd}^b = 0$. Portanto, a Equação (5.1) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$0 = r_r i_{rd}^b + \frac{d\lambda_{rd}^b}{dt} + (\omega_b - \omega_r) \lambda_{rq}^b. \quad (5.3)$$

Isolando i_{rd}^b em (5.2) e substituindo em (5.3) obtém-se:

$$\frac{l_m i_{sd}^b}{\tau_r} = \frac{\lambda_{rd}^b}{\tau_r} + \frac{d\lambda_{rd}^b}{dt} + (\omega_b - \omega_r) \lambda_{rq}^b, \quad (5.4)$$

em que τ_r é a constante de tempo rotórica dada por: $\tau_r = \frac{l_r}{r_r}$.

Considerando que na Equação (5.4), o vetor fluxo rotórico λ_{rd}^b está alinhado com o eixo d , pode-se considerar $\lambda_{rd}^b = \Phi_r$ (onde Φ_r é o módulo do vetor fluxo de excitação da máquina) e $\lambda_{rq}^b = 0$. Deste modo, as equações do modelo podem ser expressas da seguinte maneira:

$$\frac{l_m i_{sd}^b}{\tau_r} = \frac{\Phi_r}{\tau_r} + \frac{d\Phi_r}{dt}. \quad (5.5)$$

Mudando as variáveis rd por rq e rq por rd na equação (5.4) e considerando $\lambda_{rd}^b = \Phi_r$ e $\lambda_{rq}^b = 0$ obtém-se:

$$\frac{l_m i_{sq}^b}{\tau_r} = \omega_{br} \Phi_r, \quad (5.6)$$

em que ω_{br} é a frequência de escorregamento do vetor fluxo rotórico, $i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$ e $i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$.

Como $i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$, o conjugado eletromagnético pode então ser obtido a partir da Equação (4.52), como segue:

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \Phi_r i_{sq}^b. \quad (5.7)$$

De acordo com a Equação (5.7) o conjugado eletromagnético pode ser controlado por i_{sq}^b . Percebe-se na Equação (5.5) que o fluxo Φ_r pode ser controlado através de i_{sd}^b , independentemente de i_{sq}^b , caracterizando o desacoplamento do controle de fluxo em relação ao conjugado.

Na estratégia proposta, o fluxo de referência Φ_r^* é determinado como sendo constante, cujo valor é fixado com base nos dados da máquina. Portanto, não é necessária a estimação desse fluxo a partir de parâmetros da máquina. Sendo assim, a expressão do controle indireto por orientação de fluxo pode ser obtida a partir da Equação (5.5) considerando-se a condição de regime permanente $d\Phi_r/dt = 0$, como segue:

$$\frac{l_m i_{sd}^b}{\tau_r} = \frac{\Phi_r}{\tau_r}. \quad (5.8)$$

Baseado nas equações descritas, o diagrama de blocos da estrutura de controle proposta é apresentado na Figura 5.1.

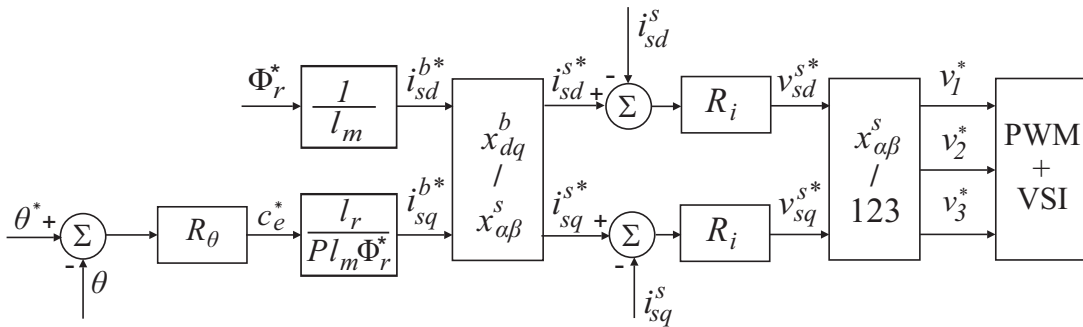


Figura 5.1: Diagrama de blocos da estrutura de controle de posição.

No diagrama da Figura 5.1 os blocos marcados na como R_θ e R_i representam o controlador de posição e os controladores de corrente respectivamente. O bloco $x_{dq}^b - x_{\alpha\beta}^s$ representa a transformação de coordenadas das correntes no referencial fluxo rotórico para estacionário e o bloco $x_{\alpha\beta}^s - 123$ a transformação do referencial estacionário bifásico para seu equivalente trifásico. Os símbolos θ^* e θ referem-se ao ângulo de referência e o ângulo de inclinação da estrutura de fixação dos módulos solares.

No diagrama de blocos, duas correntes de referência são geradas para garantir o controle de fluxo e conjugado da máquina assíncrona. A corrente i_{sd}^{b*} no referencial síncrono é determinada em função da indutância de magnetização l_m e do fluxo de referência Φ_r^* , ou seja:

$$i_{sd}^{b*} = \frac{\Phi_r^*}{l_m}. \quad (5.9)$$

A corrente i_{sq}^{b*} , no referencial síncrono é determinada em função do conjugado eletromagnético de referência, gerada pelo controlador de posição do fluxo de referência, do número de polos da máquina e das indutâncias de magnetização e própria do rotor, como dado pela seguinte Equação:

$$i_{sq}^{b*} = \frac{c_e^* l_r}{Pl_m \Phi_r^*}. \quad (5.10)$$

O conjugado eletromagnético de referência c_e^* é gerado pelo controlador de posição R_θ , a partir do erro de posição dado por: $\epsilon_\theta = \theta^* - \theta$. Para que as correntes da máquina sejam efetivamente controladas, é necessário transformá-las para o referencial estacionário, pelo bloco $x_{dq}^b - x_{\alpha\beta}^s$, a partir da seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^{s*} \\ i_{sq}^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_b^*) & -\sin(\delta_b^*) \\ \sin(\delta_b^*) & \cos(\delta_b^*) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^{b*} \\ i_{sq}^{b*} \end{bmatrix}, \quad (5.11)$$

em que δ_b^* é o ângulo do vetor fluxo rotórico de referência, que pode ser calculado da seguinte forma:

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau, \quad (5.12)$$

em que ω_{br}^* é a frequência de escorregamento do vetor fluxo rotórico e ω_r a velocidade de rotação do eixo do motor. A frequência de escorregamento ω_{br}^* pode ser determinada como segue:

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m i_{sq}^{b*}}{\tau_r \Phi_r^*}. \quad (5.13)$$

Os sinais das entradas dos controladores de corrente de eixo direto e de quadratura (blocos R_i) são gerados pelos erros de corrente dados por: $\epsilon_{sd}^s = i_{sd}^{s*} - i_{sd}^s$ e $\epsilon_{sq}^s = i_{sq}^{s*} - i_{sq}^s$.

Nos quais: i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} são as correntes de referência dos eixos dq da máquina assíncrona e, i_{sd}^s e i_{sq}^s são as correntes controladas dos eixos dq da máquina assíncrona, ambas no referencial estacionário. As correntes i_{sd}^s e i_{sq}^s são obtidas a partir das medições das correntes trifásicas da máquina. Em seguida, elas são transformadas para o referencial dq , como segue:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}. \quad (5.14)$$

Os controladores de corrente geram as tensões de referência da máquina no referencial estacionário e no plano bifásico v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*} , que são posteriormente transformadas em tensões trifásicas (v_1^* , v_2^* e v_3^*), utilizando-se a seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} v_1^* \\ v_2^* \\ v_3^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \end{bmatrix}. \quad (5.15)$$

As tensões trifásicas v_1^* , v_2^* e v_3^* são então sintetizadas pelo inversor de tensão trifásico (VSI), cujas chaves IGBTs são comandadas por sinais PWM (bloco PWM + VSI).

5.2 Controle de Corrente

O controle de corrente do motor de indução trifásico é implementado no referencial estatórico. O modelo dinâmico utilizado para o controle das correntes estatóricas da máquina é descrito pela seguinte função de transferência (JACOBINA; LIMA, 1996):

$$G_i = \frac{1}{\tau_s s + 1}, \quad (5.16)$$

em que: τ_s é constante de tempo estatórica (dada por: $\tau_s = \frac{\sigma l_s}{r_{sr}}$), σ é o coeficiente de dispersão da máquina (representado por: $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}$) e r_{sr} é a resistência estatórica equivalente (dada por: $r_{sr} = r_s + \frac{l_s - \sigma l_s}{\tau_r}$).

Os controladores das correntes estatóricas i_{sd}^s e i_{sq}^s são regulados a partir da função de transferência da Equação (5.16). Na estratégia de controle proposta, o controlador de corrente escolhido foi o PI (Proporcional Integral), devido este apresentar uma simples implementação e facilidade de projeto. A função de transferência do controlador PI é

dada pela seguinte expressão:

$$R_i = \frac{k_i(\frac{k_p}{k_i}s + 1)}{s}, \quad (5.17)$$

em que k_p é o ganho proporcional e k_i o ganho integrativo. O controlador PI que opera regulando as correntes no referencial estatórico apresenta erro de regime permanente exceto em frequências baixas.

No projeto dos ganhos dos controladores de corrente foi utilizada a técnica de cancelamento de polos. Os ganhos do controlador foram calculados para compensar a constante de tempo τ_s , considerando-se uma malha fechada com polos reais e iguais. Nesta técnica, os ganhos do controlador de corrente k_p e k_i são determinados da seguinte forma:

$$k_i = \frac{r_{sr}}{4\tau_v}, \quad (5.18)$$

$$k_p = k_i\tau_s. \quad (5.19)$$

No dimensionamento destes controladores é considerado o tempo de atraso do inversor tensão, representado pela constante τ_v . Neste trabalho, considera-se o tempo de atraso como sendo a metade do período de amostragem: $\tau_v = \frac{100\mu s}{2} = 50\mu s$. Nesse projeto, o tempo de estabilização a 2% do valor final é dado por: $t_s = 16\tau_v = 0,8\ ms$

5.3 Controle de Posição Angular

Na estrutura de controle proposta, o controlador de posição R_θ é utilizado para controlar a posição angular dos módulos solares, representado pelo ângulo θ . A estrutura de suporte de fixação dos painéis solares será tracionada por um motor de indução acoplado a uma caixa de redução. Sendo assim, o eixo do suporte de fixação dos painéis será conectado no eixo de saída da caixa de redução. Nesta estrutura, a função de transferência que descreve o comportamento dinâmico do conjunto mecânico - máquina assíncrona + caixa de redução, é descrita pela relação entre θ e c_e^* . Sendo assim, a função de transferência de posição deve ser definida considerando a velocidade angular da estrutura de módulos solares. Desta forma, a posição θ e a velocidade de deslocamento dos módulos solares ω_θ são relacionadas da seguinte maneira:

$$\theta = \int_0^t \omega_\theta dt, \quad (5.20)$$

sendo:

$$\omega_\theta = \frac{\omega_r}{K}, \quad (5.21)$$

no qual a constante K representa a relação de transformação da caixa de redução. Considerando a constante K , a função de transferência que relaciona o ângulo θ e a velocidade no eixo da máquina ω_r pode ser escrita como segue:

$$\frac{\theta(s)}{\omega_r(s)} = \frac{1}{Ks}. \quad (5.22)$$

Para que se obtenha a função de transferência de posição é necessário que seja considerado o modelo mecânico do movimento da máquina assíncrona. Esse modelo pode ser descrito pela seguinte função de transferência (JACOBINA et al., 1996):

$$\frac{\omega_r(s)}{c_e^*(s)} = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{F}{J}}, \quad (5.23)$$

em que: J é o momento de inércia e F é o coeficiente de atrito da máquina.

Isolando $\omega_r(s)$ em (5.22) e substituindo em (5.23) obtém-se a função de transferência da malha de posição, que relaciona θ e c_e^* da seguinte forma:

$$\frac{\theta(s)}{c_e^*(s)} = \frac{1}{Ks} \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{F}{J}} = \frac{\frac{1}{JK}}{s^2 + \frac{F}{J}s}. \quad (5.24)$$

O controlador de posição R_θ foi dimensionado a partir da planta de posição da Equação (5.24). De modo semelhante ao controle de corrente, no controle de posição foi utilizado um controlador PI, cuja a função de transferência é dada por:

$$R_\theta = \frac{k_{i\theta} \left(\frac{k_{p\theta}}{k_{i\theta}} s + 1 \right)}{s}, \quad (5.25)$$

em que $k_{p\theta}$ é o ganho proporcional e $k_{i\theta}$ o ganho integrativo.

Os ganhos do controlador foram obtidos usando a técnica *Symmetrical Optimum Tuning Optimization (SOTO)* (ASTROM; HAGGLUND, 1995), que é baseado na idéia de encontrar um controlador que faz com que a resposta em frequência, a partir do ponto de ajuste da saída da planta, seja a mais próxima possível da região de baixas frequências. Nesta técnica, os ganhos do controlador PI são determinados baseado em uma função de transferência (encontrada no método *SOTO*) equivalente a função de transferência da planta de posição. A função de transferência do método *SOTO* equivalente à função de transferência de posição (5.24) é dada como segue:

$$G_s = \frac{K_s}{s(Ts + 1)}. \quad (5.26)$$

Reescrevendo a função de transferência (5.24), de modo a deixá-la equivalente a (5.26), obtém-se:

$$\frac{\theta(s)}{c_e^*(s)} = \frac{\frac{1}{FK}}{s(\frac{J}{F}s + 1)}. \quad (5.27)$$

Igualando os termos das funções de transferência das equações (5.26) e (5.27), obtém-se: $K_s = \frac{1}{FK}$ e $T = \frac{J}{F}$.

O método *SOTO* estabelece que para funções de transferências de 2ª ordem escritas no formato da Equação (5.26), os ganhos do controlador PI são representados da seguinte forma:

$$k_{p\theta} = \frac{1}{2TK_s}, \quad (5.28)$$

$$k_{i\theta} = \frac{k_{p\theta}}{4T}. \quad (5.29)$$

Desta forma, substituindo os valores de K_s e T nas expressões (5.28) e (5.29) obtém-se os ganhos do controlador de posição. De acordo com esse método, a resposta em frequência de G_s é dada por: $\omega_0 = \frac{0.5}{T}$. No critério de projeto adotado na referida técnica, o tempo de estabilização a 2% do valor final é dado por: $t_s = \frac{6}{\omega_0}$ e um percentual de *overshoot* de 4%.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a estratégia de controle vetorial em quadratura com orientação pelo fluxo rotórico de forma indireta, utilizada no controle de posição do rastreador solar proposto neste trabalho. As equações descritas nessa estratégia foram obtidas com base no modelo vetorial da máquina trifásica apresentada no capítulo 4. Utilizando essa estratégia é possível obter o desacoplamento no controle do fluxo em relação ao conjugado eletromagnético da máquina assíncrona. O controle proposto apresenta duas malhas de controle, ambas utilizadas no controle das correntes estatóricas da máquina e no controle da posição angular.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

A avaliação do desempenho dos sistemas de controle de posição é realizada com base no comportamento das variáveis que compõem o seu sistema elétrico e mecânico. Sendo assim, é necessário o conhecimento dos parâmetros que compõem esses sistemas para que seja efetuado o seu controle. Diante disso, neste capítulo serão apresentados os ensaios realizados na máquina assíncrona para obtenção dos seus parâmetros. Também será apresentada a descrição do sistema de controle implementado e os resultados obtidos experimentalmente, utilizando a técnica de controle descrita no capítulo 5.

6.1 Identificação dos Parâmetros da Máquina de Indução

Para implementação do controle de posição do conjunto máquina assíncrona+caixa de redução é necessário o conhecimento dos parâmetros elétricos e das constantes mecânicas do conjunto. Para isso, foram realizados ensaios laboratoriais para obter os parâmetros, do motor de indução, ou seja: resistência estatórica r_s , resistência rotórica r_r , indutância estatórica l_s , indutância rotórica l_r , indutância de magnetização l_m . Também foram obtidos os parâmetros mecânicos do conjunto, ou seja: coeficiente de atrito F e momento de inércia J . O motor utilizado neste trabalho é do tipo gaiola de esquilo, cujo dados de identificação são mostrados detalhadamente no anexo A.1.

Na obtenção dos parâmetros elétricos, as seguintes medições foram realizadas: resistências estatóricas, correntes de fase, tensões de fase e potências ativa para o motor funcionando em vazio ou com rotor bloqueado. Os parâmetros mecânicos foram obtidos com ensaios realizados considerando-se o tempo de parada do eixo da máquina após o seu desligamento. Para determinação dos parâmetros, a partir dos valores obtidos nos ensaios, foram feitas considerações, baseadas na norma IEEE Std-112 (2004). Os ensaios

foram realizados com base no circuito equivalente por fase do motor de indução trifásico, no qual pode-se observar as variáveis usadas na determinação dos parâmetros, conforme ilustrado na Figura 6.1.

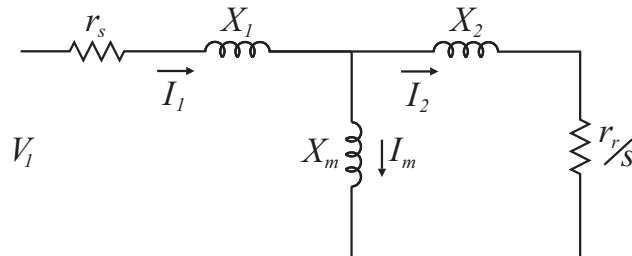


Figura 6.1: Circuito equivalente do motor de indução trifásico.

Nesse circuito equivalente, V_1 representa a tensão aplicada no estator do motor de indução, X_1 e X_2 são as reatâncias indutivas do estator e do rotor, r_s e r_r as resistências do estator e do rotor e X_m é a reatância de magnetização. A variável s representa o escorregamento da máquina dado por: $s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$, em que ω_s é a frequência de rotação do campo girante.

6.1.1 Medição das Resistências Estatóricas

Para determinação das resistências estatóricas foi aplicada uma tensão contínua (V_a , V_b e V_c) em cada enrolamento do estator e medidas as correntes (I_a , I_b e I_c). A partir dos valores de tensão e corrente medidas, foi determinada a resistência usando a relação $R = V/I$, em cada enrolamento. Em seguida foi calculado o valor médio das três resistências (R_a , R_b e R_c), obtendo-se a resistência estatórica r_s , cujos valores obtidos são apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Valores obtidos no ensaio para determinação da resistência estatórica r_s .

Valores do ensaio para encontrar r_s					
V_a	I_a	V_b	I_b	V_c	I_c
29,9 V	0,673 A	29,8 V	0,695 A	29,8 V	0,691 A
$R_a = 44,43 \, \Omega$		$R_b = 42,88 \, \Omega$		$R_c = 43,13 \, \Omega$	
$r_s = 43,48 \, \Omega$					

6.1.2 Ensaio em Vazio

No ensaio a vazio o motor foi alimentado com uma tensão nominal, fazendo com que o eixo da máquina girasse livremente sem nenhuma carga, de modo a obter um escorregamento próximo de zero ($s \cong 0$). Sendo assim, $(r_s/s) \cong \infty$, logo $I_2 \cong 0$. Desta maneira, o circuito equivalente da Figura 6.1 é simplificado, conforme demonstrado na Figura 6.2.

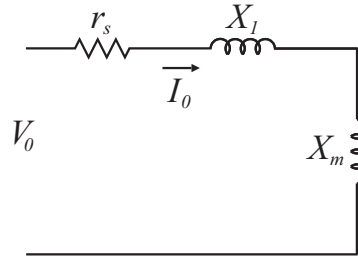


Figura 6.2: Circuito equivalente do motor a vazio.

No funcionamento a vazio, a potência consumida pelo motor está suprimindo as perdas joules no estator, as perdas no ferro e as perdas rotacionais. Neste ensaio foram medidas as correntes, as tensões e as potências em cada fase do motor, em seguida foi calculado o valor médio destas variáveis, obtendo-se V_0 , I_0 e P_0 , conforme apresentado na Tabela 6.2.

Tabela 6.2: Valores obtidos no ensaio do motor a vazio.

Ensaio em vazio								
V_a	V_b	V_c	I_a	I_b	I_c	P_a	P_b	P_c
219,3 V	221,2 V	225,6 V	0,492 A	0,535 A	0,5 A	20,5 W	24,5 W	29,33 W
$V_0 = 222,03 \text{ V}$			$I_0 = 0,509 \text{ A}$			$P_0 = 24,89 \text{ W}$		

Baseado nos valores da Tabela 6.1 e 6.2, as perdas rotacionais P_r podem ser obtidas pela seguinte expressão:

$$P_r = P_0 - r_s I_0^2 = 24,89 - 43,48(0,509)^2 = 13,63 \text{ W}. \quad (6.1)$$

Com os dados obtidos, a relação $X_1 + X_m$ é encontrada como segue:

$$X_1 + X_m = \sqrt{\left(\frac{V_0}{I_0}\right)^2 - r_s^2} = \sqrt{\left(\frac{222,03}{0,509}\right)^2 - (43,48)^2} = 434,036 \Omega. \quad (6.2)$$

6.1.3 Ensaio com Rotor Bloqueado

No ensaio com rotor bloqueado, o eixo do motor é travado e o estator é alimentado com uma tensão reduzida (geralmente entre 10% e 20% da tensão nominal) de modo a forçar as correntes a alcançar no máximo a corrente nominal. Desta forma, as forças eletromotrizes efetivas do rotor e do estator são iguais, obtendo-se um escorregamento igual a 1 ($s = 1$). Deste modo, as perdas no ramo magnetizante tornam-se muito pequenas e as perdas por atrito e ventilação são nulas. Neste ensaio, a potência de entrada estará suprimindo as perdas joules nos enrolamentos do estator e do rotor. Sendo assim, o circuito equivalente da Figura 6.1 é simplificado, conforme apresentado na Figura 6.3.

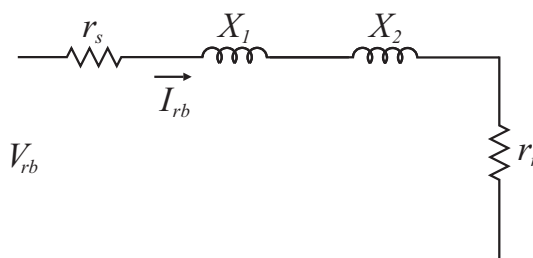


Figura 6.3: Circuito equivalente para o rotor bloqueado.

Nestas condições, foram medidas as correntes, as tensões e as potências em cada fase do motor. Em seguida, foi calculado o valor médio destas variáveis, obtendo-se V_{rb} (tensão com rotor bloqueado), I_{rb} (corrente com rotor bloqueado) e P_{rb} (potência com rotor bloqueado), cujos valores são apresentados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Valores obtidos no ensaio do motor com rotor bloqueado.

Ensaio com rotor bloqueado								
V_a	V_b	V_c	I_a	I_b	I_c	P_a	P_b	P_c
43,6 V	44,9 V	45 V	0,462 A	0,469 A	0,462 A	17,92 W	18,74 W	18,5 W
$V_{rb} = 44,5 \text{ V}$			$I_{rb} = 0,464 \text{ A}$			$P_{rb} = 18,387 \text{ W}$		

A potência P_{rb} representa as perdas em r_s e r_r , sendo relacionadas da seguinte maneira:

$$r_s + r_r = \frac{P_{rb}}{I_{rb}^2} = \frac{18,387}{0,464^2} = 85,403 \, \Omega. \quad (6.3)$$

Substituindo o valor de r_s da Tabela 6.1 na expressão (6.3) obtém-se:

$$r_r = 85,403 - 43,48 = 41,92 \, \Omega. \quad (6.4)$$

Como r_s e r_r são conhecidas, pode-se determinar a relação entre X_1 e X_2 usando a expressão a seguir:

$$\frac{V_{rb}}{I_{rb}} = \sqrt{(r_s + r_r)^2 + (X_1 + X_2)^2}. \quad (6.5)$$

Isolando $X_1 + X_2$, tem-se:

$$X_1 + X_2 = \sqrt{\left(\frac{V_{rb}}{I_{rb}}\right)^2 - (r_s + r_r)^2} = \sqrt{\left(\frac{44,5}{0,464}\right)^2 - (43,48 + 41,92)^2} = 43,64 \, \Omega. \quad (6.6)$$

A norma IEEE Std-112 (2004) estabelece que $X_1 = 0,667X_2$, para motores de indução de classe B. Diante disso, substituindo X_1 em (6.6) obtém-se X_2 :

$$0,667X_2 + X_2 = 43,64 \implies X_2 = 26,18 \, \Omega \quad (6.7)$$

Considerando que $X_1 = 0,667X_2$ obtém-se X_1 :

$$X_1 = 0,667X_2 = 0,667 \cdot 26,18 = 17,46 \, \Omega. \quad (6.8)$$

Substituindo X_1 em (6.2) encontra-se X_m :

$$X_m = 434,036 - X_1 = 434,036 - 17,46 = 416,58 \, \Omega. \quad (6.9)$$

Baseado nos valores das reatâncias encontradas, as indutâncias l_1 , l_2 e l_m do circuito equivalente da Figura 6.1 podem ser determinadas usando as seguintes expressões:

$$l_1 = \frac{X_1}{2\pi f} = \frac{17,46}{2\pi 60} = 46,3 \, mH, \quad (6.10)$$

$$l_2 = \frac{X_2}{2\pi f} = \frac{26,18}{2\pi 60} = 69,5 \, mH, \quad (6.11)$$

$$l_m = \frac{X_m}{2\pi f} = \frac{416,58}{2\pi 60} = 1,1056 \, H, \quad (6.12)$$

em que f representa a frequência da tensão de alimentação do motor.

A partir das indutâncias calculadas l_1 e l_2 , determinam-se as indutâncias cíclicas l_s e l_r , que serão utilizadas no modelo da máquina de indução, como segue:

$$l_s = l_1 + l_m = 0,0463 + 1,1056 = 1,16 \, H, \quad (6.13)$$

$$l_r = l_2 + l_m = 0,0695 + 1,1056 = 1,18 \, H. \quad (6.14)$$

6.1.4 Cálculo dos Parâmetros Mecânicos

Para implementação do controle de posição foram obtidos os parâmetros mecânicos do conjunto máquina assíncrona+caixa de redução, que são: momento de inércia J e o coeficiente de atrito F . O redutor utilizado nos resultados experimentais opera sem tração nenhuma carga. Deste modo, o motor opera como se estivesse em vazio. Diante disso, o momento de inércia adotado foi obtido do catálogo do fabricante EBERLE Motores Elétricos (2005). Considerando as características do motor assíncrono do conjunto, o valor do momento de inércia encontrado no catálogo foi $J = 0,0007 \text{ kgm}^2$.

Adotando o momento de inércia J estabelecido pelo fabricante, o coeficiente de atrito F foi determinado considerando o tempo de desaceleração da máquina. Para isso, foi adotado o modelo mecânico do movimento, obtido aplicando-se a segunda lei de Newton no eixo da máquina (JACOBINA et al., 1996). Esse modelo é obtido a partir da seguinte expressão:

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r, \quad (6.15)$$

em que c_e é o conjugado eletromagnético, c_m o conjugado motor e P o número de pares de polos (para o motor utilizado neste trabalho $P = 1$).

No ensaio realizado, uma tensão foi aplicada na máquina fazendo com que a velocidade do eixo de rotação aumentasse até a velocidade nominal (aproximadamente 3345 RPM). Em seguida, a máquina foi desligada até a velocidade chegar a zero. Nesse intervalo, foram medidos o tempo inicial t_i (máquina em funcionamento), o tempo final t_f (máquina parada), a velocidade inicial nominal ω_n e a velocidade final ω_f . Diante dessa situação, para determinar o coeficiente de atrito foram feitas as seguintes considerações:

- no instante que a máquina é desligada, o conjugado eletromagnético c_e e conjugado motor c_m são nulos, logo $c_e - c_m = 0$;
- O termo $d\omega_r/dt$ foi aproximado como: $\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_f - \omega_n}{t_f - t_i}$.

Diante dessas considerações, a expressão (6.15) pode ser reescrita como:

$$J \left(\frac{\omega_f - \omega_n}{t_f - t_i} \right) + F\omega_r = 0. \quad (6.16)$$

Neste ensaio, o tempo inicial foi considerado como sendo zero ($t_i = 0$ segundos) e o tempo final obtido 2 segundos ($t_f = 2$ segundos). A velocidade nominal foi de aproximadamente $\omega_n = 3345$ RPM e a final $\omega_f = 0$ RPM. Considerando-se $\omega_n = \omega_r$ e substituindo

estes valores em (6.16) obtém-se:

$$J \left(\frac{0 - 3345}{2 - 0} \right) + F 3345 = 0. \quad (6.17)$$

Isolando F e substituindo $J = 0,0007 \text{ kgm}^2$ em (6.17) obtém-se o coeficiente de atrito como segue:

$$F = \frac{J}{2} = \frac{0,0007}{2} = 0,00035. \quad (6.18)$$

6.2 Descrição do Sistema de Controle Implementado

Na Figura 6.4 é apresentado o diagrama de blocos da plataforma de acionamento de máquinas montada no LEPER, para implementação do controle de posição proposto nesta dissertação.

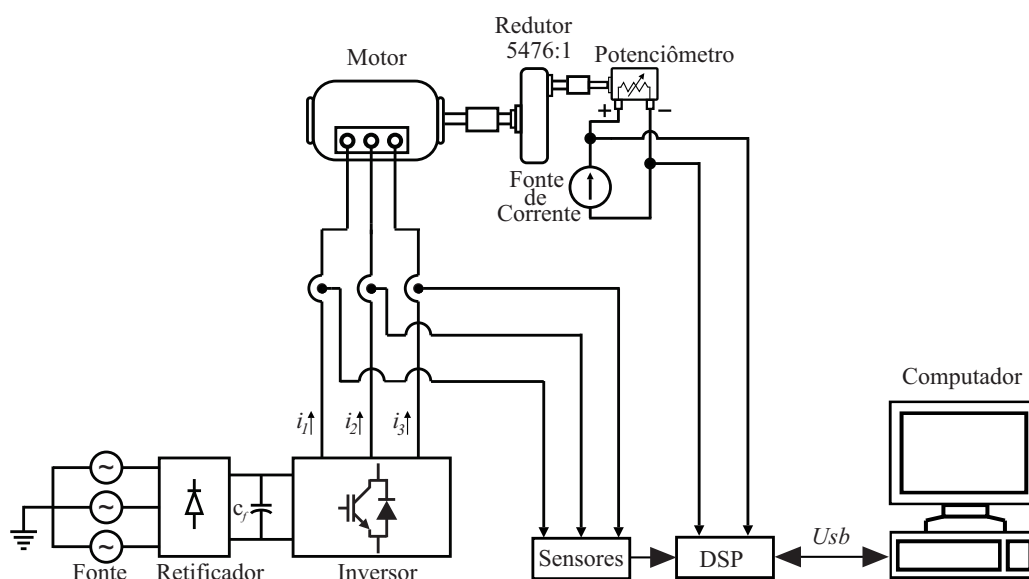


Figura 6.4: Diagrama de blocos da plataforma de acionamento de máquinas.

A plataforma construída é composta por um microcomputador que possui comunicação com um DSP de ponto flutuante, da *Texas Instruments* - TMS320F28335, equipado com uma placa de aquisição de dados com conversores A/D de 12 bits. A técnica de controle de posição é implementada em linguagem de programação C++. A referida técnica é executada em tempo real, com um intervalo de amostragem de $100 \mu\text{s}$. Nas medições das correntes, foram utilizados sensores de corrente efeito Hall LAH 25-NP. Os sinais PWM gerados pelo DSP são enviados via fibra óptica para uma placa condicionadora,

que converte os sinais ópticos em elétricos. Esses sinais são empregados nos comandos das chaves do inversor de tensão. O inversor de tensão possui três drives SKHI-23 da Semikron que aciona seis chaves do tipo IGBTs SKM50GB123D da Semikron, além de quatro capacitores de $2200\ \mu F$ que constituem o barramento capacitivo. Na retificação da tensão é utilizada uma ponte retificadora trifásica SKKD 46/12 fabricante Semikron. Para representar o sistema de tração do rastreador solar, foi montado um protótipo composto de um motor de indução trifásico acoplado a uma caixa de redução e um potenciômetro 3590S conectado no eixo de saída da caixa de redução, utilizado como sensor de posição do ângulo mecânico. Esse ângulo representa a inclinação da estrutura de fixação dos módulos solares. Os dados de identificação do motor de indução trifásico utilizado são apresentados no anexo A.1. A caixa de redução foi construída através do acoplamento de dois redutores usados em vidro elétrico de automóveis, cada um com redução de 1:74 voltas, totalizando uma caixa de redução de 1:5476 voltas. A conexão do motor com a caixa de redução é realizada por um acoplamento mecânico do tipo luva.

O potenciômetro instalado é do tipo linear de múltiplas voltas (10 voltas), com resistência de $1000\ \Omega$, onde cada volta apresenta uma variação de resistência de $100\ \Omega$. No experimento realizado foi utilizado 1/4 de volta do potenciômetro, representando uma variação angular de 90° , que corresponde a uma variação resistiva de $25\ \Omega$. A variação de ângulo de 0° a 90° do potenciômetro foi adotada desta forma para representar a trajetória dos módulos solares ao longo do dia, que varia 45° do início da manhã ao meio dia e -45° do meio dia ao final da tarde. O potenciômetro foi alimentado por uma fonte de corrente Minipa MPC303DI, com uma corrente de 120 mA. Essa corrente resulta em uma variação de tensão nos terminais do potenciômetro de 3V, ao longo de toda a trajetória. Na Figura 6.5 são apresentadas as partes constituintes do protótipo do sistema de tracionamento construído. Na Figura 6.6 é apresentada a plataforma de acionamentos utilizada na obtenção dos resultados experimentais.

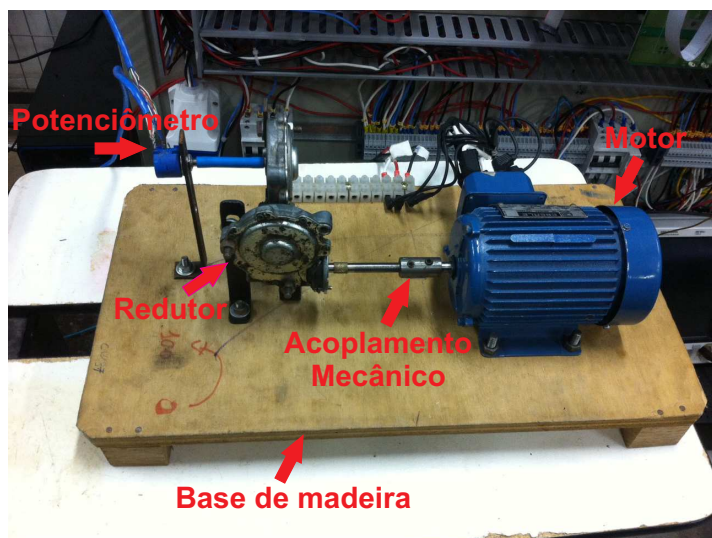


Figura 6.5: Protótipo do sistema de tracionamento.

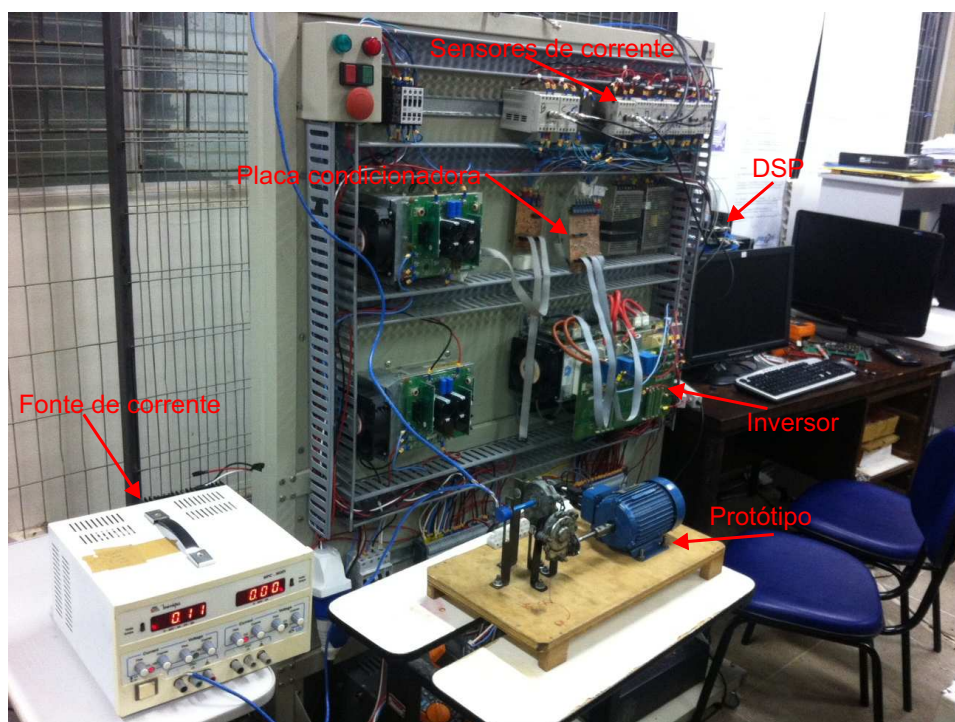


Figura 6.6: Plataforma de acionamento de máquinas.

6.3 Resultados Experimentais

A estratégia de controle que foi implementada corresponde ao diagrama apresentado na Figura 5.1. Os parâmetros utilizados na obtenção dos resultados experimentais são apresentados na Tabela 6.4, na qual também são apresentados os valores dos ganhos dos controladores obtidos pelos métodos de projeto descritos nas seções 5.2 e 5.3. Os demais valores referem-se as constantes utilizadas nas implementações e parâmetros do conjunto de tracionamento. Nas implementações foram realizados ajustes finos nos ganhos dos controladores para obtenção de resultados satisfatórios. Como na montagem a velocidade do eixo da máquina não foi medida, foi estabelecida uma velocidade de rotação na implementação de 1800 RPM.

Tabela 6.4: Parâmetros utilizados nos resultados experimentais.

Parâmetros Usados nos Experimentos	
Indutância Estatórica	$l_s = 1,16 \text{ H}$
Indutância Rotórica	$l_r = 1,18 \text{ H}$
Resistência Estatórica	$r_s = 43,48 \text{ } \Omega$
Resistência Rotórica	$r_r = 41,92 \text{ } \Omega$
Indutância de Magnetização	$l_m = 1,1056 \text{ H}$
Número de Pares de Polos	$P = 1$
Coefficiente de Atrito	$F = 0,00035$
Momento de Inércia	$J = 0,0007 \text{ kgm}^2$
Atraso do Inversor de Tensão	$\tau_v = 0,00005 \text{ s}$
Relação de Transformação da Redução	$K = 5476$
Fluxo de Referência	$\Phi_r^* = 0,8 \text{ Tm}^2$
Tensão de Barramento do Inversor	$E = 340 \text{ V}$
Ganho Proporcional k_p	$k_p = 438,81$
Ganho Integral k_i	$k_i = 414540$
Ganho Proporcional $k_{p\theta}$	$k_{p\theta} = 0,48$
Ganho Integral $k_{i\theta}$	$k_{i\theta} = 0,06$

Para testar a estratégia de controle de posição foi estabelecida uma referência de posição, composta por degraus com variação angular $\Delta\theta = 15^\circ$, em intervalos $\Delta t = 15 \text{ s}$, como apresentado na Figura 6.7. Analisando-se os resultados, observa-se que o sistema de controle converge para sua referência a cada degrau angular imposto, com tempo de aproximadamente $\Delta t = 5,2 \text{ s}$. No instante que a posição angular do rotor converge para $\theta = 85^\circ$, o motor inverte o sentido de rotação, fazendo o eixo voltar para posição inicial. Esse experimento reproduz a trajetória angular genérica, cuja posição angular de referên-

cia varia de 5° a 85° . Na implementação, a referência de ângulo iniciou em 5° e terminou em 85° para que o potenciômetro não ultrapassasse os limites físicos estabelecidos. O objetivo deste experimento é validar o técnica de controle empregada para o posicionamento angular do tracionador. Ela pode ser facilmente convertida no sistema de referência que será utilizado no rastreador para posicionamento dos módulos fotovoltaicos.

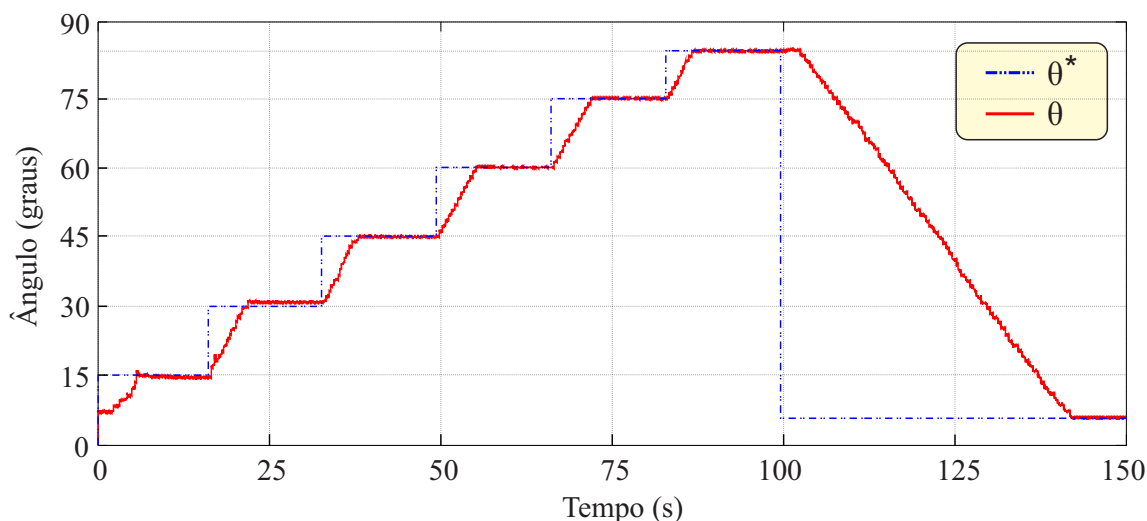


Figura 6.7: Ângulo medido θ e a referência θ^* .

O desempenho da malha de controle de corrente no instante da mudança do ângulo de referência é demonstrado nos resultados experimentais apresentados na Figura 6.8. Nessa Figura são apresentadas as correntes de eixo direto i_{sd}^b e de quadratura i_{sq}^b , e suas respectivas referências, obtidas experimentalmente no intervalo da mudança de referência de 45° para 60° . Antes do instante $t=49,35$ s o motor estava desligado, e a posição angular de referência era $\theta^* = 45^\circ$. No instante que a referência passa de 45° para 60° , o motor é acionado. Por conta disso, as correntes i_{sd}^b e i_{sq}^b apresentaram uma variação nas suas amplitudes em decorrência da partida do motor. Neste resultado pode-se também verificar que as referidas correntes convergem para suas referências no instante $t = 49,39$ s. Isto comprova a eficiência da malha de controle de corrente.

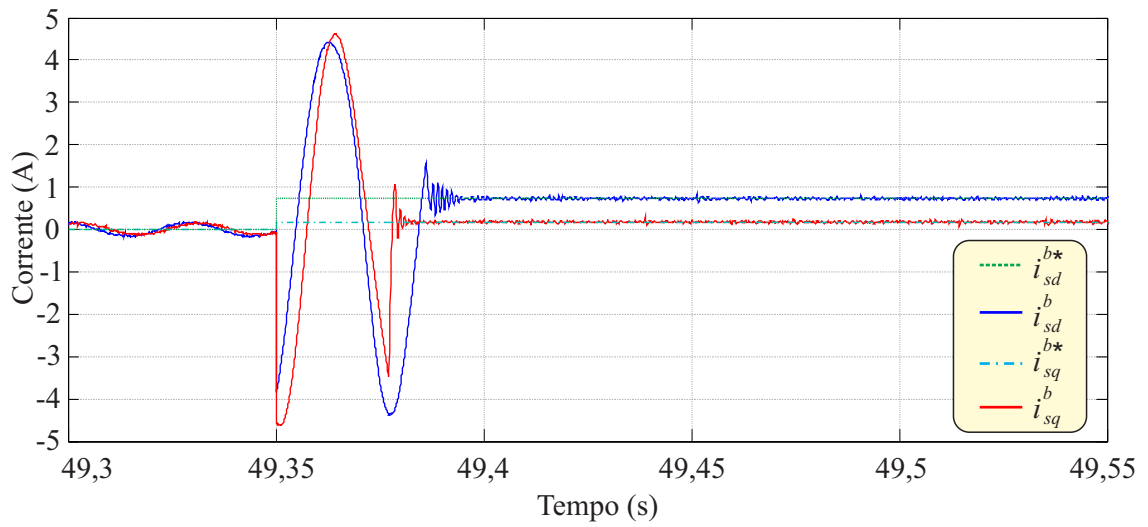


Figura 6.8: Correntes rotóricas i_{sd}^b e i_{sd}^{b*} no eixo direto e i_{sq}^b e i_{sq}^{b*} no eixo em quadratura no instante da mudança de referência de 45° para 60° .

O desempenho da malha de controle de corrente da máquina assíncrona também é demonstrado nos resultados experimentais apresentados na Figura 6.9. Nessa Figura são apresentados os resultados experimentais das correntes de eixo direto i_{sd}^b e de quadratura i_{sq}^b , superpostas por suas respectivas referências, no instante em que o motor está funcionando em regime permanente. Nesse teste, pode-se observar que as referidas correntes seguem suas respectivas referências.

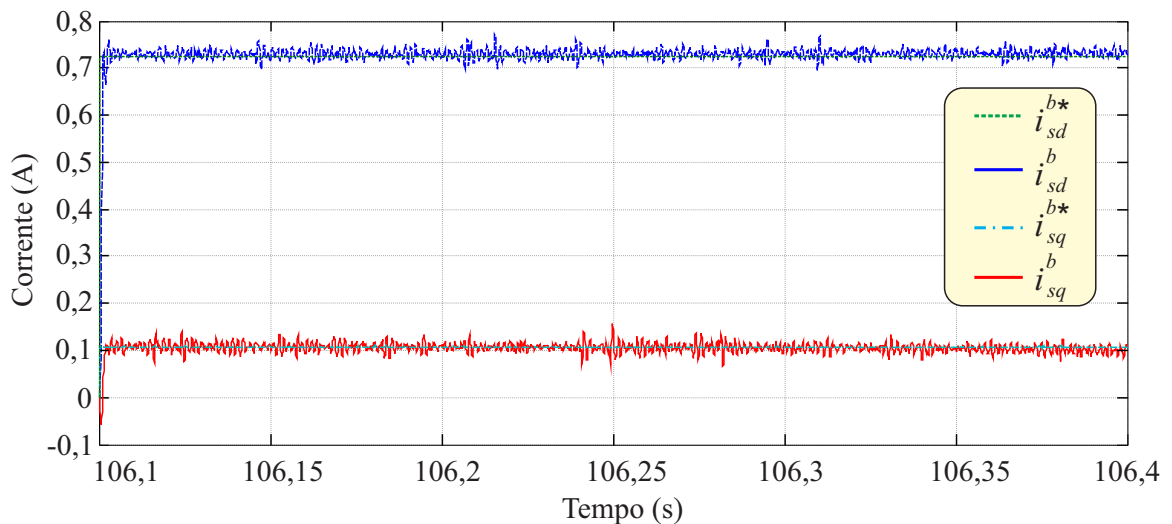


Figura 6.9: Correntes rotóricas i_{sd}^b e i_{sd}^{b*} no eixo direto e i_{sq}^b e i_{sq}^{b*} no eixo em quadratura.

Ainda na condição de regime permanente, pode-se avaliar o desempenho do contro-

lador de corrente pelas correntes apresentadas nas Figuras 6.10 e 6.11. Nessas Figuras, pode-se observar que as correntes i_{sd}^s no eixo direto e i_{sq}^s no eixo de quadratura, no referencial estático, sobrepueram suas respectivas referências.

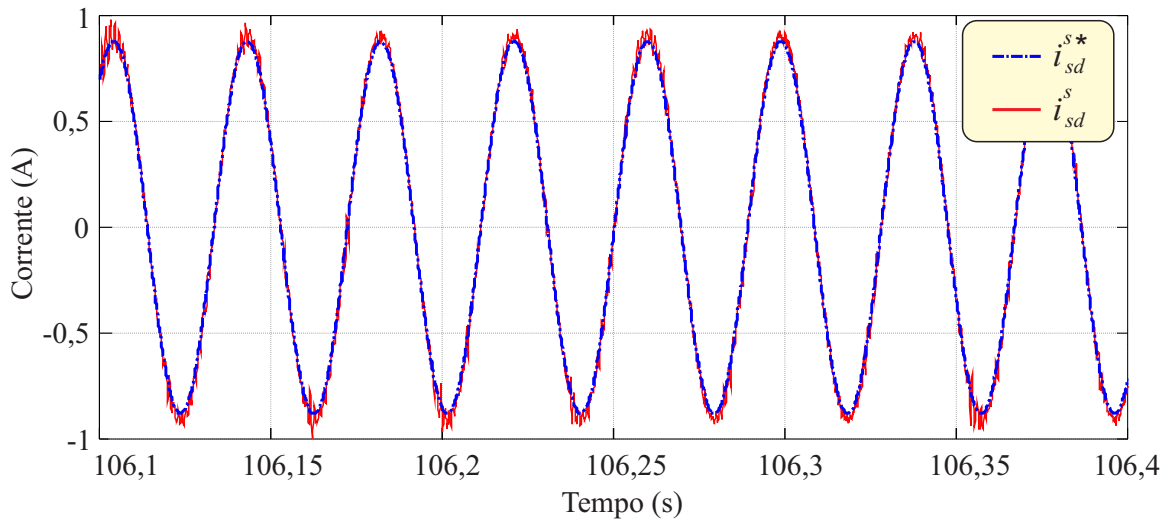


Figura 6.10: Correntes estáticas i_{sd}^s e i_{sd}^{s*} no eixo direto.

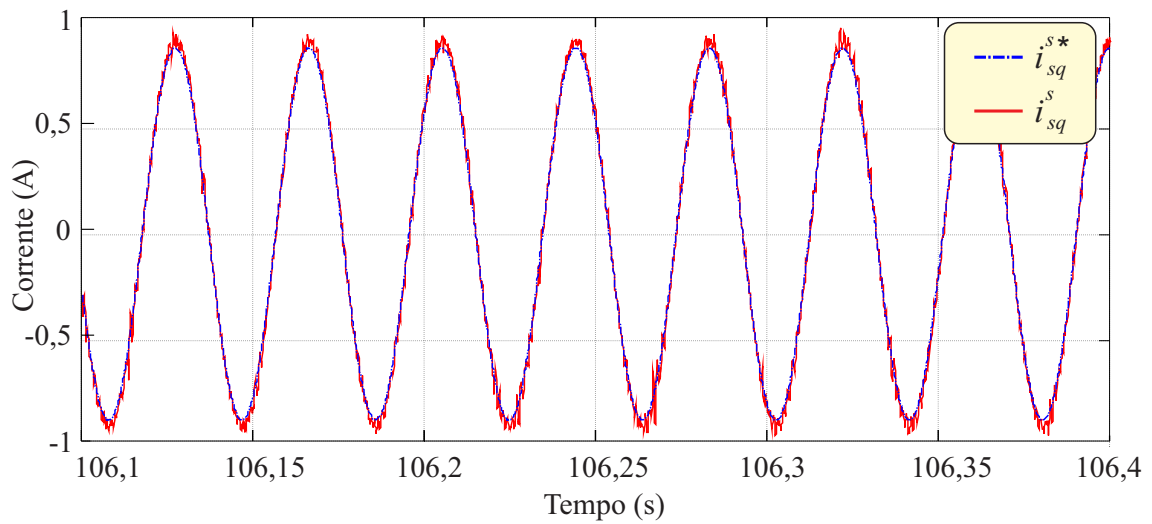


Figura 6.11: Correntes estáticas i_{sq}^s e i_{sq}^{s*} no eixo em quadratura.

Nestas condições, são apresentadas na Figura 6.12 as correntes i_1 , i_2 e i_3 , medidas nos terminais do motor de indução, no período do regime permanente.

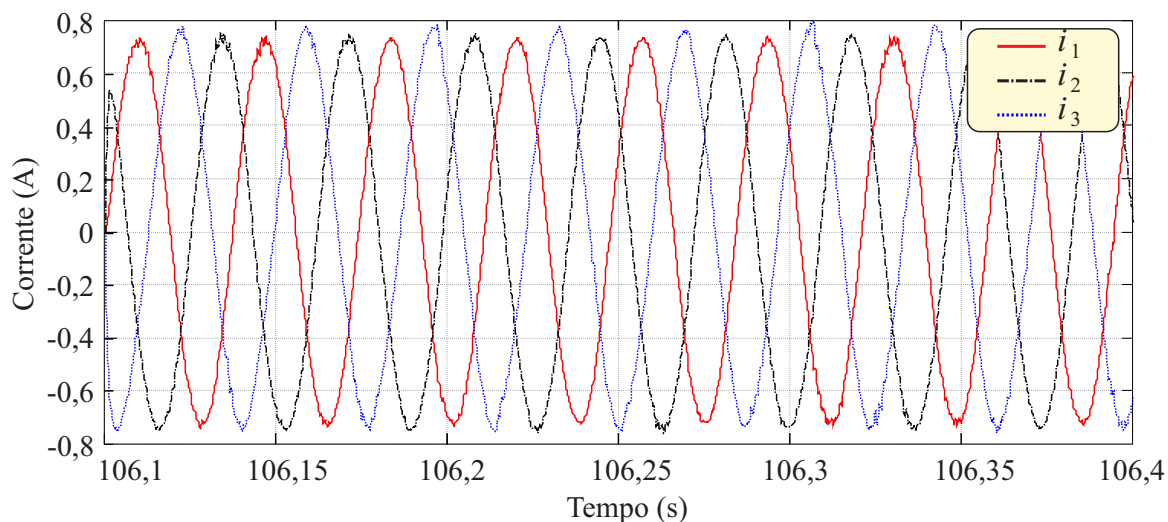


Figura 6.12: Correntes i_1 , i_2 e i_3 nos terminais do motor de indução.

6.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do sistema de controle de posição proposto nesta dissertação. Na obtenção dos resultados experimentais foi necessária a identificação dos parâmetros da máquina através de ensaios. Para obtenção dos parâmetros elétricos foram realizados ensaios em vazio e rotor bloqueado na máquina e os parâmetros mecânicos foram obtidos com base no tempo de desaceleração da máquina. Logo após foi apresentada a descrição do sistema de controle, no qual foram mostrados os componentes que constituem a plataforma de acionamento de máquinas construída para realização dos experimentos. Também foram apresentados os resultados experimentais obtidos utilizando a estratégia de controle de posição empregada. Para validar a estratégia, o controle foi testado com uma trajetória de posição angular que reproduz a trajetória da estrutura de fixação dos módulos fotovoltaicos ao longo do dia. A partir desse teste foram avaliados o desempenho das malhas de controle de corrente e posição. Nos resultados apresentados pode-se perceber que a posição angular seguiu a referência com um tempo de resposta satisfatório não apresentando overshoot. Na malha de controle de corrente, as correntes controladas no referencial estático sobrepuseram suas respectivas referências.

Capítulo 7

Conclusões

7.1 Conclusões Gerais

Nesta dissertação foi apresentada uma estratégia de controle aplicada no controle de posição de uma estrutura de suporte de módulos fotovoltaicos de um rastreador solar do tipo polar, que será construído e instalado no Laboratório de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis, localizado na UFRN. No tracionamento dessa estrutura foi utilizado um conjunto mecânico composto de um motor de indução trifásico acoplado a uma caixa de redução. A estratégia de controle proposta foi do tipo vetorial em quadratura, com orientação pelo fluxo rotórico de forma indireta.

Baseado no tema proposto foram apresentados trabalhos encontrados na literatura atual sobre rastreadores solares e técnicas de controle de posição de máquinas assíncronas. Aliado a isso, foi definido o tipo de rastreador escolhido para ser objeto de estudo deste trabalho e a técnica de controle empregada no controle de posição do rastreador solar proposto. Diante disso, foi apresentada a estrutura simplificada do rastreador escolhido, tendo sido enfatizadas as características construtivas das partes metálicas e do sistema de tracionamento. Como a técnica proposta refere-se ao controle de máquinas assíncronas, foi apresentada a representação matemática da máquina trifásica, na qual são demonstrados os seus modelos trifásico e vetorial. Também foi apresentada a descrição matemática da estratégia de controle proposta e o projeto dos controladores de corrente e de posição.

O desempenho da estrutura de controle foi avaliada a partir de resultados obtidos experimentalmente usando uma plataforma de acionamento de máquinas. Diante dos testes realizados foi observado que o controle de posição proposto apresentou um bom desempenho, visto que a posição angular e as correntes seguiram suas respectivas referências.

7.2 Trabalhos Futuros

Como continuação dos estudos realizados nesta dissertação, os seguintes trabalhos futuros são sugeridos:

- Implementar a técnica proposta no controle de posição da estrutura de fixação dos módulos solares do rastreador solar que será construído futuramente no LEPER;
- Utilizar a estrutura montada para implementar outras técnicas de controle de posição;
- Aplicar o controle de posição proposto a outros tipos de estrutura de rastreamento.

Referências Bibliográficas

ABDALLAH, S. The effect of using sun tracking systems on the voltage-current characteristics and power generation of flat plate photovoltaics. *Energy Conversion and Management*, v. 45, n. 11-12, p. 1671 – 1679, 2004. ISSN 0196-8904.

ABDALLAH, S.; NIJMEH, S. Two axes sun tracking system with {PLC} control. *Energy Conversion and Management*, v. 45, p. 1931 – 1939, 2004. ISSN 0196-8904.

ABOUZEID, M. Use of a reluctance stepper motor for solar tracking based on a programmable logic array (pla) controller. *Renewable Energy*, v. 23, n. 3-4, p. 551 – 560, 2001. ISSN 0960-1481.

ARAÚJO, A. G. de. *Controle Vetorial de um Motor de Indução Trifásico Aplicado em Sistemas de Posicionamento*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, Paraíba, Brazil, 2011.

ASTROM, K. J.; HAGGLUND, T. *PID controllers: theory, design, and tuning 2nd edition*. [S.l.]: Instrument Society of America, 1995. 169 - 171 p.

BETIN, F. et al. Position control of an induction machine using variable structure control. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, v. 11, n. 3, p. 358–361, 2006. ISSN 1083-4435.

CLIFFORD, M.; EASTWOOD, D. Design of a novel passive solar tracker. *Solar Energy*, v. 77, n. 3, p. 269 – 280, 2004. ISSN 0038-092X.

EBERLE MOTORES ELÉTRICOS. *Motores Elétricos Trifásicos Industrial e Alto Rendimento*. Caxias do Sul, Rio Grande do Sul, 2005.

EGIGUREN, P.; OSCAR, B. Robust position control of induction motor drives. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1468–1473.

HERNÁNDEZ, J. R. *Implementação Digital Utilizando DSP do Controle por Orientação do Fluxo do Rotor: Métodos Direto e Indireto*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, São Paulo, Brasil, 1999.

JACOBINA, C. et al. Induction generator static systems with a reduced number of components. In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 432–439 vol.1. ISSN 0197-2618.

JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquina assíncrona. *SBA Controle e Automação*, v. 7, p. 15 – 28, 1996.

JúLIO Élide F. X. *Controlador Fuzzy Aplicado a um Sistema de Controle de Posição Acionado por Motores de Indução Trifásicos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, Paraíba, Brazil, 2010.

JUNIOR, A. et al. Generalized predictive control applied to the position control of a induction motor. In: *Industry Applications (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1 – 6.

KALOGIROU, S. A. Design and construction of a one-axis sun-tracking system. *Solar Energy*, v. 57, n. 6, p. 465 – 469, 1996. ISSN 0038-092X.

KARIMOV, K. et al. A simple photo-voltaic tracking system. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 87, p. 49 – 59, 2005. ISSN 0927-0248.

KVASZNICZA, Z.; ELMER, G. Optimizing solar tracking systems for solar cells. *The 4th Serbian Hungarian joint symposium on intelligent systems*, p. 167–180, 2006.

LAKEOU, S. et al. Design of a low-cost digital controller for a solar tracking photo-voltaic (pv) module and wind turbine combination system. *21st European PV solar energy conference*, p. 2364–2368, 2006.

LEONHARD, W. *Control of Electrical Drives*. Berlin: Springer-Verlag, 1985.

MOUSAZADEH, H. et al. A review of principle and sun-tracking methods for maximizing solar systems output. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 13, n. 8, p. 1800 – 1818, 2009. ISSN 1364-0321.

NETO, A. F. C. P. et al. Descrição de seguidores solares e sua aplicação em centrais fotovoltaicas conectadas à rede. *III Congresso Brasileiro de Energia Solar*, 2010.

OLIVEIRA, C. A. A. *Desenvolvimento de um protótipo de rastreador solar de baixo custo e sem baterias*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brazil, 2007.

OLIVEIRA, M. M. *Análise do Desempenho de um Gerador Fotovoltaico com Seguidor Solar Azimutal*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Rio Grande do Sul, Brazil, 2008.

PALMA, J.; DENTE, J. G. Induction motor drive positioning with a simplified vector control strategy. In: *Electrotechnical Conference, 1994. Proceedings., 7th Mediterranean*. [S.l.: s.n.], 1994. p. 785–788 vol.2.

POULEK, V. Testing the new solar tracker with shape memory alloy actors. In: *Photovoltaic Energy Conversion, 1994., Conference Record of the Twenty Fourth. IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1994, 1994 IEEE First World Conference on*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 1, p. 1131–1133.

POULEK, V.; LIBRA, M. A very simple solar tracker for space and terrestrial applications. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 60, n. 2, p. 99 – 103, 2000. ISSN 0927-0248.

RANIEL, T. *Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Controle de Posição e Velocidade de uma Esteira Transportadora usando Inversor de Frequência e Microcontrolador*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, São Paulo, Brasil, 2011.

ROTH, P.; GEORGIEV, A.; BOUDINOV, H. Design and construction of a system for sun-tracking. *Renewable Energy*, v. 29, n. 3, p. 393 – 402, 2004. ISSN 0960-1481.

SOBRINHO, C. A. N. *Controlador Neural Aplicado a um Sistema Posicionador Acionado Por Motores de Indução Trifásicos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, Paraíba, Brazil, 2011.

STD-112, I. Ieee standard test procedure for polyphase induction motors and generators. *IEEE Std 112-2004 (Revision of IEEE Std 112-1996)*, p. 01–79, 2004.

Apêndice A

Informações Adicionais

A.1 Dados de Identificação do Motor de Indução

Na tabela a seguir são apresentados os dados de identificação do motor de indução trifásico, utilizado no controle de posição proposto nesta dissertação.

Tabela A.1: Dados de identificação do motor de indução.

Dados de Identificação do Motor de Indução	
Fabricante	EBERLE Motores Elétricos
Potência	1/4 cv
Tensões Nominais \triangle e Y	220/380 V
Corrente Nominal em \triangle	1,06 A
Corrente Nominal em Y	0,61 A
Velocidade Nominal	3345 RPM
Frequência	60 HZ
Corrente de Partida	$\frac{I_p}{I_n} = 4,2$
Rendimento	60%
Categoria de Conjugado	N
Classe de Isolamento	B
Grau de Proteção	55
Fator de Serviço	1,15
Fator de Potência	0,76
Regime de Serviço	S1
Número de Pares de Polos	P=1