

Contribuição ao estudo e projeto de máquinas  
síncronas a ímãs permanentes para geração eólica e  
redução do conteúdo harmônico do fluxo indutor

Edgar Roosevelt Braga Filho

Tese de Doutorado submetida à Coordenadoria do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Edgar Roosevelt Braga Filho, Maio de 2011

Contribuição ao estudo e projeto de máquinas  
síncronas a ímãs permanentes para geração eólica e  
redução do conteúdo harmônico do fluxo indutor

Edgar Roosevelt Braga Filho

*Tese de Doutorado apresentada em Maio de 2011*

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.  
Orientador

Telmo Silva de Araújo, Dr.  
Co-Orientador (in memoriam)  
Darizon Alves de Andrade, Dr.  
Componente da Banca  
Denizar Cruz Martins, Dr.  
Componente da Banca  
Cursino Brandão Jacobina, Dr.  
Componente da Banca  
Alexandre Cunha Oliveira, Dr.  
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Maio de 2011



B813c Braga Filho, Edgar Roosevelt  
Contribuição ao estudo e projeto de máquinas síncronas a ímãs permanentes para geração eólica e redução do conteúdo harmônico do fluxo indutor / Edgar Roosevelt Braga Filho. - Campina Grande, 2011.  
222 f. : il.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

1. Projeto de Máquinas a Ímãs Permanentes 2. Máquina a Ímãs 3. Máquina Síncrona a Ímãs Permanentes 4. Cogging Torque 5. Estimativa de Parâmetros Indutivos 6. Tese I. Lima, Antonio Marcus Nogueira, Dr. II. Araújo, Telmo Silva de, Dr. III. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB)

CDU 621.313.82(043)

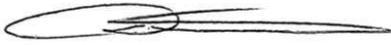
CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E PROJETO DE MÁQUINAS SÍNCRONAS A IMÃS  
PERMANENTES PARA GERAÇÃO EÓLICA E REDUÇÃO DO CONTEÚDO  
HARMÔNICO DO FLUXO INDUTOR

EDGAR ROOSEVELT BRAGA FILHO

Tese Aprovada em 30.05.2011

  
ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG  
Orientador

  
DARIZON ALVES DE ANDRADE, Ph.D., UFU  
Componente da Banca

  
DENIZAR CRUZ MARTINS, Dr., UFSC  
Componente da Banca

  
CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Eng., UFCG  
Componente da Banca

  
ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB

## Dedicatória

Este trabalho é dedicado a Célia, Giordana e Ramon, por minhas ausência e saudade, extemporâneas, que lhes causei, e, também, dedicado a Seu Edgar e Dona Lourdes, de modo definitivo, pelas ausências e saudades que me causam.

## Agradecimentos

Ao Professor Telmo Silva de Araújo (in memoriam), pela motivação ao tema e à formação nesta área do conhecimento.

Ao Professor Antônio Marcus Nogueira Lima, pela orientação, participação e sustentação acadêmica ao longo deste período.

Ao Professor Cursino Brandão Jacobina, por aceitar a presidência da banca examinadora e pelos encaminhamentos efetivos ao término e à apresentação final deste trabalho.

Aos demais membros examinadores, Professores Alexandre Cunha Oliveira, Darizon Alves de Andrade e Denizar Cruz Martins, pelas leituras, sugestões e recomendações à elaboração do documento final de apresentação.

Ao colega Antônio do Nascimento Epaminondas, pelas infundáveis discussões, elaboração conjunta e implementação de técnicas numéricas sobre os temas tratados.

Aos colegas do Núcleo de Energia (NERG), particularmente me dirijo a Francisco CÂNDIDO Filho, GERVÁSIO Ribeiro Gomes, Jorge Eduardo de Jesús SEREY Lopez e Manoel ADALBERTO Guedes, pelas contribuições imprescindíveis quando do processo de construção e caracterização dos protótipos desenvolvidos.

Aos colegas Benemar Alencar e Rômulo Navarro, pelas disponibilidades, atenção e presteza quanto aos encaminhamentos e desembaraço burocráticos nas Coordenações e Pró-Reitoria de Pós-Graduação, respectivamente.

Enfim a todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para consecução deste trabalho. Serei sempre grato.

## Resumo

O processo de concepção assistida ao projeto de acionadores na eletromecânica fundamenta-se, essencialmente, na melhor associação máquina-conversor estático-periféricos, como solução a um problema de acionamento. Neste trabalho são feitas a análise e o desenvolvimento de dispositivos a ímãs permanentes, para operação como gerador isolado e como parte de um sistema destinado ao aproveitamento eólico. Baseado no processo de concepção desenvolvido e em análises por cálculo de campos, estudos de consolidação sobre aqueles dispositivos foram realizados, os quais conduziram a definição da configuração a ímãs interiores (IPM), e à magnetização transversal, como a de melhor adequação ao caso em proposição. No sentido de reduzir o conteúdo harmônico das tensões geradas e da componente de relutância do torque, devido à abertura das ranhuras, uma técnica de minimização das ondulações do fluxo indutor, para este tipo de estrutura, foi desenvolvida e validada experimentalmente. Como forma de dar consistência às especificações requeridas e ao processo de concepção desenvolvido, vários protótipos foram projetados com base no circuito magnético dessa estrutura (IPM), perfazendo o total de nove configurações construídas e analisadas. De acordo com os resultados de caracterização dos protótipos e de validação levados a efeito foram constatados, de modo objetivo, a importância do processo de concepção e o método de minimização da componente de relutância do torque desenvolvido, assim como de uma técnica de determinação dos parâmetros indutivos dos seus circuitos equivalentes, como elementos de projeto e dimensionamento para este tipo de configuração.

## Abstract

The computer-aided design of electromechanical drives, is primarily based on the best combination of electrical machine/electric power converter/peripherals, as a solution to a given drive problem. This work deals with the analysis and design of permanent magnet devices conceived to operate as isolated generator, as part of a wind energy system. Based on the proposed design procedure and in electromagnetic fields computations, studies about those devices were made, which led to definition of the interior permanent magnets configuration with transverse magnetization, as the best solution for the proposed case. To reduce the harmonic content of the generated voltage and cogging torque component, a technique for minimizing the oscillations of the magnetic flux distribution has been developed and validated experimentally. To be consistent with the required specifications and to validate the proposed design procedures, several device prototypes based on the interior permanent magnets configuration have been designed, a total of nine configurations constructed and analyzed. Based on the prototype characterization studies and the experimental validation tests, the importance of the proposed design procedure as well as the developed cogging torque minimization method and the electrical parameters determination technique, as relevant design elements for the interior permanent magnets configuration have been demonstrated quite objectively.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>Formalização</b>	<b>25</b>
3.1	Introdução . . . . .	25
3.2	Força de Lorentz . . . . .	25
3.3	Carregamento Eletromagnético . . . . .	26
3.4	Fator de Utilização . . . . .	29
3.5	Trajectoria Evolutiva . . . . .	31
3.6	Relações Funcionais . . . . .	34
3.6.1	Parâmetro de Escala . . . . .	34
3.7	Funções de Utilização . . . . .	37
3.7.1	Função de Cobre . . . . .	38
3.7.2	Equações da forma $D^n L$ . . . . .	40
<b>4</b>	<b>Materiais e Circuitos Magnéticos</b>	<b>44</b>
4.1	Introdução . . . . .	44
4.2	Aspecto microscópico . . . . .	46
4.3	Aspecto macroscópico . . . . .	48
4.4	Circuito Magnético . . . . .	51
4.5	Características . . . . .	52
4.6	Condições de Vazio e em Carga . . . . .	56

<b>5</b>	<b>Configurações a Ímãs</b>	<b>63</b>
5.1	Introdução . . . . .	63
5.2	Circuito Magnético por Pólo . . . . .	64
5.3	Configurações Típicas . . . . .	64
5.4	Configurações SPM - IPM . . . . .	67
5.5	Definição da Configuração . . . . .	68
5.5.1	Dimensões Principais . . . . .	69
5.5.2	Rotor . . . . .	71
5.5.3	Estator . . . . .	74
5.6	Perdas . . . . .	77
5.6.1	Perdas no Cobre . . . . .	77
5.6.2	Perdas no Ferro . . . . .	78
<b>6</b>	<b>Estruturas Desenvolvidas</b>	<b>82</b>
6.1	Introdução . . . . .	82
6.2	Fonte Primária . . . . .	83
6.3	Compatibilização do Sistema . . . . .	85
6.4	Definição da Configuração . . . . .	91
6.5	Variações Paramétricas . . . . .	92
6.6	Configuração a Ímãs Transversais (IPM) . . . . .	94
6.7	Protótipos Construídos . . . . .	96
6.8	Perdas no Ferro - Considerações . . . . .	103
6.9	Análise Comparativa . . . . .	106
6.9.1	Experimentação - Perdas no Ferro . . . . .	107
6.9.2	Experimentação - Rendimento da Conversão . . . . .	110
<b>7</b>	<b>Minimização do Cogging Torque</b>	<b>116</b>
7.1	Introdução . . . . .	116
7.2	Ondulações de Fluxo . . . . .	117
7.3	Ondulações de Torque - Configurações SPM-IPM . . . . .	118
7.4	Redução das Ondulações . . . . .	121

7.4.1	Esforços Eletromecânicos - Métodos . . . . .	123
7.4.2	Esforços Eletromecânicos - Tensor de Maxwell . . . . .	125
7.4.3	Esforços Eletromecânicos - Domínio de Estudo . . . . .	129
7.5	Minimização . . . . .	130
7.6	Técnica Proposta . . . . .	132
7.7	Resultados - Simulações . . . . .	137
7.8	Resultados - Experimentação . . . . .	140
7.9	Complementos . . . . .	146
7.9.1	Configuração SPM - Ímãs a Magnetização Radial . . . . .	146
7.9.2	Configuração IPM - Ímãs a Magnetização Radial . . . . .	148
7.9.3	Configuração IPM - Ímãs a Magnetização Radial e Transversal . . . . .	151
<b>8</b>	<b>Caracterização</b>	<b>161</b>
8.1	Introdução . . . . .	161
8.2	Cronologia . . . . .	161
8.3	Configurações a Ímãs Permanentes . . . . .	164
8.3.1	Parâmetros Indutivos - Cálculo de Campos . . . . .	165
8.3.2	Parâmetros Indutivos - Experimentação . . . . .	167
8.4	Técnica Proposta . . . . .	169
8.5	Formalização . . . . .	171
8.6	Implementação . . . . .	174
8.7	Resultados . . . . .	177
8.7.1	Protótipo PCVRA . . . . .	179
8.7.2	Protótipo PCVRpA . . . . .	182
8.8	Complementos . . . . .	186
8.8.1	Dispositivo a Fluxo Axial . . . . .	188
8.8.2	Dispositivo Sem Peças Polares . . . . .	191
8.8.3	Dispositivo a Anel-Escovas . . . . .	193
<b>9</b>	<b>Conclusão</b>	<b>199</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>204</b>

# Lista de Símbolos e Abreviaturas

$A$  Densidade linear de corrente ou carga elétrica específica

$A_{Cu}$  Área de ranhura de estator

$A_{MAX}$  Intensidade máxima para densidade linear de corrente

$\mathbb{B}$  Vetor campo magnético

$B$  Indução magnética ou carga magnética específica

$B_a$  Indução magnética associada ao ímã

$B_c$  Indução magnética ao nível de coroa ou núcleo de estator

$B_e, B_g$  Indução no entreferro

$B_r$  Indução remanente ou remanência

$B_t$  Indução magnética ao nível de dente de estator

$B_v$  Indução correspondente a condição de vazio

$B_{cg}$  Relação entre níveis de indução coroa - entreferro

$B_{tg}$  Relação entre níveis de indução dente - entreferro

$B_\theta$  Distribuição de indução magnética

$C_m$  Torque sobre a parte móvel de um dispositivo

$C_p$  Rendimento aerodinâmico de turbina eólica

- $c_a$  Dimensão radial de separador interpolar
- $c_0, c_1, c_2$  Constantes
- $\cos(\psi)$  Fator de potência
- $D, D_r$  Diâmetro de rotor
- $D_i$  Diâmetro interno de estator
- $D_{rh}$  Diâmetro de fundo de ranhura
- $D_0$  Diâmetro externo de estator
- $dA$  Elemento incremental de superfície
- $dV$  Elemento incremental de volume
- $d_c, h_n$  Comprimento radial de coroa ou núcleo de estator
- $d_e$  Espessura de condutor
- $dl$  Elemento incremental de comprimento
- $d_{ij}$  Deslocamento incremental associado a um dispositivo
- $d_s, h_t$  Comprimento radial de dente de estator
- $d_0$  Comprimento radial de istmo de ranhura
- $\mathbb{E}$  Vetor campo elétrico
- $E$  Força contra-eletromotriz
- $E_f$  Força eletromotriz gerada
- $E_{f_l}$  Força eletromotriz gerada para máquina de pólos lisos
- $E_{f_s}$  Força eletromotriz gerada para máquina de pólos salientes
- $e$  Espessura de laminação ou de chapa ferromagnética

$F_a$  Força magnetomotriz associada ao ímã

$F_c$  Força magnetomotriz coercitiva

$F_m$  Força sobre a parte móvel de um dispositivo

$F_0, F'_0$  Funções de utilização de estator

$F_\pi$  Função objetivo associada a processo de otimização

$f$  Freqüência elétrica

$f_{Cu}$  Função de cobre de estator

$f_d$  Coeficiente de sobrecarga

$f_e$  Componente de força devido a ação de natureza elétrica

$f_1, f_2, f_3$  Componentes de força

$f_m$  Componente de força devido a ação de natureza magnética

$f_t$  Componente de força total sobre uma carga elétrica

$f_{CON}$  Fator ou coeficiente de concentração de fluxo

$f_{u1}, f_{u2}, f_{u3}$  Fatores de utilização

$G_\pi$  Função objetivo associada a processo de otimização

$g, g_{mec}$  Comprimento radial de entreferro mecânico

$g_c$  Comprimento radial de entreferro de Carter

$g_{Cu}$  Fator associado a função de utilização

$g_{MAX}$  Comprimento radial máximo de entreferro mecânico

$H_a$  Campo associado ao ímã

$H_c$  Campo coercitivo ou coercitividade

$H_e$  Campo no entreferro

$H_l$  Diferença de potencial magnético

$H_v$  Campo correspondente a condição de vazio

$h$  Coeficiente de evacuação de calor

$I$  Corrente circulante em um condutor

$I_a, I_f$  Corrente circulante por fase

$I_d$  Corrente circulante segundo o eixo direto

$I_q$  Corrente circulante segundo o eixo em quadratura

$i'$  Corrente circulante em um condutor ideal

$J$  Densidade de corrente ou coeficiente de inércia

$J_1$  Fator associado a perdas por dissipação

$k_c$  Fator ou coeficiente de Carter

$k_e, k_i$  Constantes

$k_{u1}, k_{u2}, k_{u3}$  Constantes associadas a fatores de utilização

$k_f$  Fator de enrolamento para o campo de excitação

$k_s$  Fator ou coeficiente de empilhamento

$k_w$  Fator de enrolamento para armadura

$k_{AX}$  Fator associado a máxima densidade linear de corrente

$k_{Cu}$  Fator de preenchimento ou de cobre de ranhura

$k_F$  Coeficiente associado a perdas por correntes de Foucault

$k_H$  Coeficiente associado a perdas por histerese

- $k_1$  Fator associado a perdas por dissipação
- $k_\beta$  Fator de ponderação associado ao efeito de bordas
- $L$  Comprimento axial
- $L_d$  Indutância síncrona segundo o eixo direto
- $L_q$  Indutância síncrona segundo o eixo em quadratura
- $L_s$  Indutância síncrona
- $l$  Dimensão longitudinal de um condutor ideal
- $l_a, l_m$  Dimensão do ímã segundo a direção de magnetização
- $l_e$  Dimensão de entreferro
- $l_{sr}$  Comprimento radial de coroa ou núcleo de rotor
- $l_{st}$  Comprimento radial de dente de estator
- $l_{xn}$  Comprimento radial de coroa ou núcleo de estator
- $m$  Número de fases
- $m_{(r)}$  Massa de rotor
- $N$  Número de condutores por fase
- $N_{rh}$  Número de ranhuras
- $n$  Constante
- $n_s$  Velocidade angular
- $P$  Número de pólos de um dispositivo
- $P_a$  Permeância associada ao ímã
- $P_e$  Permeância associada ao entreferro

$P_l$  Permeância associada a dispersão

$P_s$  Potência aparente

$P_t$  Potência mecânica

$P_u$  Potência ativa

$P_{Cu}$  Perdas no cobre

$P_{Fe}$  Perdas no ferro

$P_n, P_{nom}$  Potência nominal

$P_{jp}$  Permeância

$p$  Par de pólos

$Q'$  Carga elétrica

$q$  Número de ranhuras por fase e por pólo

$R$  Raio de giração ou de pá de uma turbina

$R_a$  Relutância associada ao ímã

$R_c$  Raio de corte de rotor

$R_e$  Relutância associada ao entreferro

$R_i$  Raio interno de estator

$R_l$  Relutância associada a dispersão

$R_r$  Raio de rotor

$r_1$  Raio interno do topo de ranhura

$r_2$  Raio interno da base de ranhura

$S_a, S_m$  Área da secção transversal do ímã

- $S_e$  Área da secção transversal do entreferro
- $S_g$  Área polar ao nível do entreferro
- $S_t$  Secção que subentende a área varrida pelas pás de uma turbina
- $S_1$  Número de ranhuras de estator
- $T$  Torque eletromagnético
- $t_0$  Dimensão ou largura de dente ao nível do entreferro
- $V_c$  Tensão sobre uma carga
- $V_d$  Tensão terminal segundo o eixo direto
- $V_f$  Tensão terminal por fase
- $V_q$  Tensão terminal segundo o eixo em quadratura
- $V_v$  Velocidade de vento incidente sobre uma turbina
- $V_{Cu}$  Volume total de cobre útil de estator
- $V_{Fe}$  Volume total de ferro
- $v$  Velocidade linear
- $vol_{(r)}$  Volume de rotor
- $W_{mag}$  Energia associada a um dispositivo
- $W'_{mag}$  Co-energia associada a um dispositivo
- $w$  Velocidade angular
- $w_m$  Dimensão do ímã segundo a direção normal a magnetização
- $w_s$  Dimensão da abertura de ranhura ou frequência angular
- $w_t$  Dimensão ou largura de dente ao nível do entreferro

- $w_1$  Largura útil do topo de ranhura
- $w_2$  Largura útil da base de ranhura
- $X_d$  Reatância síncrona segundo o eixo direto
- $X_q$  Reatância síncrona segundo o eixo em quadratura
- $X_s$  Reatância síncrona por fase
- $x_m$  Deslocamento linear incremental
- $Z$  Número total de condutores
- $\alpha$  Ângulo interno associado ao raio de corte único de rotor
- $\alpha_m$  Deslocamento angular incremental
- $\beta$  Razão de aspecto polar
- $\beta_{opt}$  Razão de aspecto polar pós otimização
- $\beta_t$  Passo de rotação longitudinal da pá de turbina eólica
- $\Gamma$  Superfície de definição de um domínio
- $\gamma$  Relação de perfilamento da sapata polar
- $\gamma_c$  Fator interno ao coeficiente de Carter
- $\gamma_{opt}$  Relação de perfilamento da sapata polar pós otimização
- $\Delta T$  Variação de temperatura
- $\delta$  Ângulo de carga
- $\delta_{mn}$  Delta de Kronecker
- $\delta_1$  Quantidade associada a grandezas, dimensões e geometria de ranhura
- $\epsilon_r$  Permissividade relativa

$\epsilon_0$  Permissividade do ar

$\eta$  Rendimento da conversão

$\theta$  Referência de deslocamento angular

$\lambda$  Relação entre os diâmetros interno e externo de estator

$\lambda_t$  Relação entre as velocidades linear e angular de turbina eólica

$\mu_a$  Permeabilidade do ímã

$\mu_r$  Permeabilidade relativa

$\mu_0$  Permeabilidade do ar

$\rho$  Peso específico ou densidade de carga elétrica

$\rho_{Cu}$  Resistividade do cobre

$\sigma_F$  Coeficiente associado as perdas por correntes de Foucault

$\sigma_H$  Coeficiente associado as perdas por histerese

$\tau$  Razão cíclica de chaveador

$\tau_a$  Arco polar

$\tau_p$  Passo polar

$\tau_w$  Passo de enrolamento

$\tau_{mn}$  Tensor das tensões de Maxwell

$\tau_{m1}, \tau_{m2}, \tau_{m3}$  Componentes cartesianas do tensor das tensões de Maxwell

$\tau_{rh}$  Passo de ranhura

$\Phi$  Fluxo magnético

$\phi_{ki}$  Funções de restrição associadas a processo de otimização

- $\psi_a$  Fluxo do ímã
- $\psi_d$  Fluxo desmagnetizante
- $\psi_e$  Fluxo através de entreferro
- $\psi_f$  Fluxo indutor
- $\psi_j$  Componente de fluxo magnético associado a um dispositivo
- $\psi_l$  Fluxo de dispersão
- $\psi_r$  Fluxo remanente
- $\psi_{mi}$  Funções de restrição associadas a processo de otimização
- $\Omega$  Rotação de turbina segundo rendimento aerodinâmico máximo

# Lista de Tabelas

4.1	Propriedades das principais ligas magnéticas rígidas . . . . .	50
6.1	Grandezas e dimensões principais . . . . .	95
6.2	Conjuntos Estator-Rotor referenciados . . . . .	102
6.3	Grandezas e dimensões principais do protótipo PCVRA . . . . .	114
8.1	Vetor de dados - Protótipo PCVRA. . . . .	179
8.2	Vetor de dados - Protótipo PCVRpA. . . . .	183
8.3	Parâmetros Indutivos - Variação Percentual . . . . .	196
8.4	Parâmetros Indutivos - Erro Médio Quadrático associado . . . . .	196

# Lista de Figuras

3.1	Carga Magnética Específica [T] versus passo polar [m] . . . . .	27
3.2	Carga Elétrica Específica [kA/m] versus passo polar [m] . . . . .	28
3.3	Fator de Utilização [wb.A/m <sup>3</sup> ] versus passo polar [m] . . . . .	31
3.4	Passo Polar [m] versus Potência útil desenvolvida [kW] . . . . .	35
3.5	Representações idealizada (Carter) e original (ranhurada) . . . . .	38
3.6	Parametrização das dimensões estatóricas . . . . .	39
3.7	Função quadrática versus lambda . . . . .	40
3.8	Função de Cobre versus lambda . . . . .	41
3.9	Máximos de lambda (1) e da Função de Utilização $F_0$ (2) . . . . .	42
4.1	Curvas de Histerese típicas para ligas brandas (a) e rígidas (b) . . . . .	47
4.2	Evolução do produto BHmax[kJ/m <sup>3</sup> ] para ligas rígidas . . . . .	48
4.3	Características típicas para as principais ligas rígidas . . . . .	49
4.4	Representação equivalente - variantes Thévenin e Norton . . . . .	51
4.5	Característica $\Psi(F)x F$ . . . . .	52
4.6	Característica B(H)xH . . . . .	52
4.7	Eletroímã - percurso Amperiano . . . . .	53
4.8	Característica B(H)xH . . . . .	54
4.9	Representação equivalente - variante de Norton . . . . .	56
4.10	Circuito equivalente - condição de vazio . . . . .	58
4.11	Diagrama BH - Características do ímã, de recuo e de dispersão . . . . .	59
4.12	Circuito equivalente - condição de carga . . . . .	59
4.13	Diagrama BH - condição de carga . . . . .	60

5.1	Circuito magnético por par de pólos . . . . .	64
5.2	Configurações SPM-IPM típicas - eixos referenciais . . . . .	65
5.3	Estruturas SPM e IPM . . . . .	67
5.4	Organograma geral de projeto . . . . .	69
5.5	Dimensões principais - etapa (1) . . . . .	70
5.6	Estrutura SPM - parametrização dimensional . . . . .	71
5.7	Estrutura IPM - parametrização dimensional . . . . .	73
5.8	Dimensionamento do rotor - etapa (2) . . . . .	74
5.9	Dimensionamento do estator - etapas (3) e (4) . . . . .	76
5.10	Elementos de checagem . . . . .	79
6.1	Configuração do sistema proposto . . . . .	85
6.2	Características operacionais . . . . .	86
6.3	Diagrama de tensões . . . . .	87
6.4	Tensões terminais. . . . .	87
6.5	Potência - condições limites . . . . .	88
6.6	Torque - Condições limites . . . . .	89
6.7	Torque - regiões operacionais . . . . .	90
6.8	Turbina - característica $[T(w_s) \times w_s]$ . . . . .	90
6.9	Estruturas típicas dos tipos SPM e IPM . . . . .	91
6.10	Variação paramétrica das estruturas com diâmetro estatórico . . . . .	92
6.11	Variação paramétrica das estruturas com a espessura do ímã . . . . .	93
6.12	Variação paramétrica com a espessura do ímã e entreferro . . . . .	95
6.13	Peças de Ferrites . . . . .	96
6.14	Laminação de Fe-Si . . . . .	96
6.15	Estator - vista explodida em corte . . . . .	97
6.16	Rotor - vista explodida por passo polar . . . . .	98
6.17	Laminação estatórica - impregnação diferenciada . . . . .	98
6.18	Vista interna (SV) . . . . .	99
6.19	Estator (SV) . . . . .	99
6.20	Vista interna (CV) . . . . .	99

6.21	Estatore (CV)	99
6.22	Vista interna (SV/I)	100
6.23	Estatore (SV/I)	100
6.24	Elementos rotóricos	100
6.25	Rotor (RM)	100
6.26	Rotor (RF)	101
6.27	Rotor (RA)	101
6.28	Conjuntos estatóricos	102
6.29	Rotores montados	102
6.30	Perdas no ferro - Protótipos PCVRM e PCVRF	107
6.31	Perdas no ferro - Protótipos PCVRF e PCVRA	108
6.32	Perdas no ferro - Protótipos PSVRA/I e PSVRA	109
6.33	Perdas no ferro - Protótipos PSVRA e PCVRA	109
6.34	Rotor com peças polares maciças em aço	110
6.35	Rotor com peças polares laminadas em aço	111
6.36	Rotor com peças polares laminadas em Ferro-Silício	112
6.37	Rendimento da Conversão - Quadro Geral	112
6.38	Fluxo de eixo 'd'	113
6.39	Fluxo de eixo 'q'	113
7.1	Estruturas dos tipos IPM-SPM	118
7.2	Condutor ideal sob campo magnético	126
7.3	Superfície de definição	129
7.4	Estruturas com ranhuras semiabertas e fechadas	133
7.5	Parametrização	133
7.6	Fluxo a vazio	133
7.7	Evolução do rotor por passo de ranhura	135
7.8	Protótipo PCVRA - característica de tensão a vazio	137
7.9	Protótipo PCVRA - característica de cogging torque	137
7.10	Resoluções Numéricas - Características de cogging torque	139
7.11	Resoluções Numéricas - Características de tensão a vazio	139

7.12	Fresagem interpolar . . . . .	140
7.13	Perfilamento . . . . .	140
7.14	Plataforma de ensaios . . . . .	140
7.15	Forças eletromotrizes . . . . .	141
7.16	Torque desenvolvido . . . . .	141
7.17	Tensão sob carga . . . . .	142
7.18	Torque desenvolvido . . . . .	142
7.19	Reação desmagnetizante da armadura . . . . .	143
7.20	Referência quanto a desmagnetização . . . . .	143
7.21	Fems geradas - Aquisição por cálculo de campos . . . . .	144
7.22	Fems geradas - Aquisição pela experimentação . . . . .	144
7.23	Transdução de esforços à célula de carga . . . . .	144
7.24	Aquisição, registro e armazenamento de dados . . . . .	144
7.25	Cogging torque - Aquisição por cálculo de campos . . . . .	145
7.26	Cogging torque - Aquisição pela experimentação . . . . .	145
7.27	Protótipo a rotor externo - configuração original . . . . .	147
7.28	Protótipo a rotor externo - configuração original (a) e modificada (b) . . . . .	147
7.29	Protótipo a rotor externo - cogging torque por passo polar . . . . .	148
7.30	Dispositivo do tipo INSET - configuração de campo . . . . .	149
7.31	Rotor INSET - estruturas original (a) e modificada (b) . . . . .	150
7.32	Rotor INSET: Cogging torque por passo de ranhura . . . . .	150
7.33	Protótipo MASAP-APP1: domínio de estudo . . . . .	152
7.34	Protótipo MASAP-APP1: configuração de campo original . . . . .	152
7.35	MASAP-APP1: Configuração de campo original (a) e modificada (b) . . . . .	153
7.36	MASAP-APP1: Cogging torque por passo de ranhura . . . . .	154
7.37	Condição de carga (40A) - torque eletromagnético[N.m] por passo polar[( <i>grau</i> )]	155
7.38	MASAP-APP1: Força eletromotriz por passo polar (MOUVEF) . . . . .	156
7.39	MASAP-APP1: Força eletromotriz por passo polar (EFCAD-2D) . . . . .	156
7.40	MASAP-APP1: Forças eletromotrizes para estrutura modificada . . . . .	157
8.1	Modelo à duas reações - diagrama de tensões . . . . .	172

8.2	Fluxograma geral do processo . . . . .	176
8.3	Plataforma de ensaios: vistas (a) e (b) . . . . .	177
8.4	Estator CV; vistas interna (a) e lateral (b) . . . . .	178
8.5	Rotor não-perfilado RA01 (a) e perfilado RAp01 (b) . . . . .	179
8.6	Protótipo PCVRA - Característica externa . . . . .	180
8.7	Protótipo PCVRA - Fluxos de eixo direto (a) e em quadratura (b) . . . . .	181
8.8	Protótipo PCVRA - Características externas . . . . .	182
8.9	Protótipo PCVRpA - Fluxos de eixo direto (a) e em quadratura (b) . . . . .	184
8.10	Protótipo PCVRpA - Características externas . . . . .	184
8.11	Influência do perfilamento - eixo em quadratura . . . . .	186
8.12	Dispositivo a fluxo axial . . . . .	189
8.13	Dispositivo a fluxo axial - características externas . . . . .	190
8.14	Dispositivo sem peças polares . . . . .	191
8.15	Dispositivo sem peças polares - características externas . . . . .	192
8.16	Dispositivo a anel-escovas - (a) rotor; (b) estator . . . . .	194
8.17	Dispositivo a anel-escovas - características externas . . . . .	195

# Capítulo 1

## Introdução

O estudo dos conversores bidirecionais de energia, objeto da eletromecânica, pode ser considerado um ponto nodal na engenharia elétrica. Deste modo, enquanto área de interesse que prioriza e incorpora conceitos e informações de vários outros ramos do conhecimento, a saber, da mecânica, termodinâmica, acústica, ciências dos materiais e outros, pode ser vista como sede de interações com cada uma dessas vias do conhecimento, em maior ou menor grau, a depender da ênfase, natureza ou fase de estudo em questão.

Evidencia-se, portanto, que desde os primórdios da eletricidade, em meados do século dezenove, as limitações de caráter teórico de então não impossibilitaram o desenvolvimento de aparatos eletromecânicos, em que a superação dos problemas tecnológicos nessa fase pioneira passava, necessariamente, pelo binômio construção-experimentação, no sentido de se fazer interpolações sobre as características funcionais dos dispositivos desenvolvidos.

A partir daí constata-se, cronologicamente, que a evolução de tais desenvolvimentos se baseia, essencialmente, naquilo que diz respeito aos aspectos vinculados à sua formalização, aos materiais envolvidos na sua construção e aos modelos de estudo utilizados na interpretação dos fenômenos físicos envolvidos na sua operação.

Deste modo e a partir do século vinte, a evolução do conhecimento relativo aos conceitos físicos, possibilitou o desenvolvimento de modelos adequados à análise e concepção de tais aparatos, apesar do elevado grau de repetitividade dos cálculos e iterações das tarefas inerentes a esses processos.

Noutro sentido, estudos e pesquisas ligados a novos materiais ferromagnéticos e ligas

rígidas, promoveram desdobramentos consideráveis nesta área do conhecimento, potencializando significativamente a diversidade de aplicações neste domínio.

No que diz respeito às ferramentas de análise e síntese, alterações substanciais no processo de dimensionamento dos dispositivos de corrente contínua e alternada, foram evidenciadas a partir da década de cinquenta, com o aparecimento das primeiras calculadoras e computadores programáveis, configurando uma nova visão sobre os procedimentos de análise e síntese até então levados a efeito, materializada através da revisão e adaptação dos métodos de cálculo e de trabalhos nesta área do conhecimento, extensiva ao desenvolvimento de novos dispositivos.

Relativamente a estes trabalhos, foram constatados a partir de então, desdobramentos importantes no desenvolvimento de máquinas excitadas por ímãs permanentes, no que tange à exploração de novas configurações e ao aumento do rendimento funcional, comparativamente às máquinas de construção clássica, dentre outros aspectos correlatos.

Neste sentido e como anteriormente salientado, os desenvolvimentos das ligas cerâmicas e de terras raras, da eletrônica de potência e dos recursos de informática, protagonizaram os avanços mais recentes naqueles acionamentos com base nas configurações citadas.

Com a possibilidade de alimentação via conversor estático dado ao seu recente desenvolvimento nas últimas décadas, tal desafio não apenas persiste mas carece de considerações especiais, face às novas potencialidades de aplicação dessas novas estruturas a ímãs permanentes.

Com relação às alternativas de definição dessas estruturas cristalizam-se pelo menos duas diretrizes principais de abordagem nesse domínio de interesse, quais sejam: uma que analisa o universo de possibilidades, ou opções, dentre as possíveis estruturas candidatas, e outra, que busca melhor solução individualizada a partir de uma opção ou configuração definida.

Na primeira rota de percurso a tendência de projeto tem, como ponto de partida, procedimentos analíticos gerais para, posteriormente, se fazer a escolha da configuração da estrutura com base nas restrições impostas. Associa-se, a seguir, o refinamento de projeto através de cálculo de campos, visando definir a solução, o que seria uma escolha dentro do universo de possibilidades; já a segunda trajetória tende, normalmente, a executar um procedimento analítico específico a partir de uma estrutura definida cujo espelhamento por circuito equivalente já possa ser aplicado utilizando, algumas vezes, métodos de otimização

associados ao cálculo de campos buscando, desta forma, a melhor solução individualizada.

Fundamentada nas considerações anteriores, evidencia-se que a possibilidade da concepção assistida, tal como a análise desses dispositivos, tem por base a integração de três elementos essenciais que se complementam durante o processo. Em primeiro lugar, uma base de dados consistente, com a qual se deve destacar a flexibilidade do seu uso e o grau de interatividade com o usuário; posteriormente, em representações relativamente fidedignas da estrutura, através de circuitos elétricos e magnéticos equivalentes, cuja relação de espelhamento deve ser ponderada a partir do binômio precisão de resultados versus tempo de execução e, na seqüência, num sub-sistema de cálculo de campos, que possibilite a comparação ou verificação de resultados oriundos dos procedimentos analíticos anteriores, como forma de possibilitar mudanças e alterações sucessivas no processo, até uma convergência satisfatória para a estrutura solução.

As etapas desenvolvidas no âmbito deste trabalho estão apresentadas segundo uma seqüência de nove capítulos, sistematizados conforme descrito a seguir.

No segundo capítulo é feito um levantamento bibliográfico sobre a evolução dos conceitos, desenvolvimento de materiais e modelos de estudo associados a análise e concepção dos dispositivos eletromecânicos, particularmente no caso daqueles excitados por ímãs permanentes ressaltando, de forma cronológica, os principais aspectos ligados à sua trajetória tecnológica.

No capítulo três é abordada a formalização de conceitos, associada à análise e concepção daqueles dispositivos, fundamentada nos princípios básicos e relações funcionais que tipificam o processo da conversão através dos principais elementos de definição, grandezas, fatores e funções de utilização envolvidos.

No quarto capítulo é realizado um levantamento dos principais tipos de materiais magnéticos utilizados e suas características, com destaque para as ligas rígidas cerâmicas e de terras raras em que se enfatizam o modelo de estudo baseado no circuito magnético por pólo da estrutura e os diagramas de estado correspondentes.

No capítulo cinco é realizado um descritivo sobre as principais configurações a ímãs permanentes, notadamente vinculadas à disposição das peças imantadas no rotor do dispositivo e, também, sobre os procedimentos analítico-numéricos desenvolvidos para efeito de concepção daquelas dos tipos SPM e IPM, segundo critérios associados às especificações e

restrições dimensionais dessas estruturas.

No sexto capítulo foram desenvolvidos a análise, definição e projeto de estruturas a ímãs transversais do tipo IPM, para funcionamento como gerador com base nos condicionantes vinculados ao acionamento primário. Tais desenvolvimentos, materializados sob a forma de pares intercambiáveis estator-rotor, no total de nove configurações construídas, possibilitaram não apenas a escolha da melhor configuração caracterizada mas também a adoção de um conjunto de critérios e diretrizes de execução para este tipo de estrutura, no âmbito do trabalho realizado.

Com o objetivo de aperfeiçoar a configuração escolhida apresenta-se, no sétimo capítulo, o desenvolvimento de uma técnica de redução da componente de relutância do torque devido à abertura das ranhuras, baseada em um processo de otimização da razão de aspecto do rotor e da relação de perfilamento da peça polar, para estruturas a ímãs transversais do tipo IPM. Com base na configuração anteriormente escolhida e fundamentada no referido processo, um novo rotor foi projetado e construído, no sentido de verificar e validar a técnica proposta e desenvolvida.

Com referência ao processo desenvolvido e como forma de complementariedade ao estudo, esta técnica de minimização foi aplicada a diferentes tipos de estruturas, de natureza e autoria externas a este trabalho, objetivando consistir sua aplicação às demais outras configurações.

No oitavo capítulo, dedicado à caracterização dos dispositivos projetados e construídos, é desenvolvida uma técnica de estimativa de seus parâmetros de regime permanente, associada diretamente às suas reatâncias de eixo direto e em quadratura, a qual é fundamentada e formalizada através do modelo a duas reações, tal como validada com base em sua característica externa, ou de carga, considerada a verdadeira resposta funcional do dispositivo, segundo suas condições operacionais.

De modo similar ao tratado no capítulo anterior, o processo de determinação dos parâmetros desenvolvido foi também aplicado a estruturas alheias a este trabalho, no que concerne à sua validação e análise comparativa com outros métodos experimentais.

No nono capítulo desta memória, são apresentados aspectos de natureza conclusiva e relativos às etapas anteriormente referenciadas, como itens destacados e de relevância ao tema do trabalho apresentado.

# Capítulo 2

## Revisão Bibliográfica

A utilização das ligas magnéticas rígidas na construção eletromecânica data das primeiras décadas do século vinte, conforme seu aparecimento se configurava e sua disponibilidade se consolidava comercialmente [1]. Inicialmente utilizadas em instrumentos de laboratório, tais como galvanômetros e tacômetros, somente a partir da segunda metade daquele século é que surgem os primeiros protótipos de máquinas elétricas que fazem uso desses materiais, após a produção em escala industrial da liga de Alnico.

Tendo-se originalmente como objetivo potencial a substituição pura e simples do circuito de excitação do tipo bobina-núcleo por ímãs permanentes em geradores, os projetos pioneiros se fundamentavam, essencialmente, no binômio construção-experimentação, a partir do desenvolvimento de pequenos protótipos, em escala, e no conseqüente emprego de regras semiempíricas de dimensionamento.

Os estudos de viabilidade dos primeiros protótipos [2], foram motivados sobretudo pela possibilidade de aplicação na indústria aeronáutica e em aparatos portáteis. Utilizando a formulação clássica de dimensionamento, assim como representações por circuitos magnéticos equivalentes, Brainard e Strauss [3, 4] analisaram, operacionalmente, tais protótipos à luz das vantagens e desvantagens de cada tipo de estrutura, visando compatibilizar o volume dos materiais envolvidos e o desempenho desses dispositivos, relativamente aos custos finais do desenvolvimento [5].

Utilizando ligas de maior densidade de energia, ainda de Alnico, surgem novas variantes de projeto [6], fazendo uso de pontes e gaiolas amagnéticas, com vistas à proteção das peças

imantadas, face à desmagnetização.

Muito embora tais problemas fossem levantados em nível de projeto para a operação como gerador, Merrill [7] compara o desempenho de protótipos construídos com base em ímãs permanentes com motores de indução de potência fracionária, neste modo de funcionamento, para as mesmas condições de regime e aplicação.

Neste sentido e segundo comentário de P. L. Alger neste mesmo artigo [7], tal tipo de estrutura a ímãs permanentes, teria grande importância doravante, por colocar características superiores às dos demais motores de porte equivalente; todavia, ainda dependeria fortemente das características e custos de novas ligas a serem desenvolvidas e potencialmente incorporadas a esses projetos.

Apesar de admitirem como óbvias as vantagens acima citadas, Hanrahan e Toffolo [8, 9], alertam para o fato de algumas grandezas não poderem ser definidas independentemente, quando do processo de cálculo. Nesta mesma direção um procedimento empírico de caracterização é desenvolvido por Cahill e Adkins [10], os quais explicitam a composição das componentes de corrente, segundo o eixo direto e em quadratura, através de vários ensaios sobre um motor existente, assim como determinam a influência da saturação sobre as reatâncias correspondentes.

Do final da segunda grande guerra aos anos sessenta, verificou-se uma aparente calma, senão uma estabilização, no que concerne ao desenvolvimento de novos protótipos ou de grandes avanços na utilização desses materiais clássicos, na construção eletromecânica. Talvez pela exaustão do uso de ligas de baixo campo coercitivo, como as da família do Alnico, Ticonal e outros, ou até mesmo pelas limitações das ferramentas e procedimentos de análise e síntese até então utilizados pelos projetistas e construtores.

No que diz respeito aos materiais magnéticos, estudos e pesquisas com novos aglomerados cerâmicos dão um novo alento a esses desenvolvimentos, até então arrefecidos. Referidos materiais foram classificados, inicialmente, como de parcial ou de completa orientação magnética cujos elementos associados ao óxido de Ferro ( $XXO.6Fe_2O_3$ ), aqui notados por ( $XX$ ), eram principalmente o Bário ( $Ba$ ) e o Estrôncio ( $Sr$ ) [11, 12].

Com base em vários critérios analíticos um levantamento das principais ligas comercialmente disponíveis até então é realizado por Cronk [13], classificando-as em quatro grandes grupos. Evidencia-se também a perspectiva de utilização de outros materiais com base nos

elementos das terras raras, sobretudo Samário (*Sm*) e Cobalto (*Co*), na época em fase de desenvolvimento, a cujo respeito Methfessel [14] salienta que até os últimos vinte anos tais elementos poderiam ser considerados apenas curiosidades científicas, em razão do alto nível de similaridade entre suas propriedades físico-químicas, o qual se apresentava como um antídoto de desenvolvimento e exploração dos mesmos. Por outro lado, a necessidade cada vez maior de substâncias com alto grau de pureza, requisitada pela indústria nuclear viabilizou, de maneira indireta, o processo de separação desses elementos através de métodos e procedimentos efetivos de fracionamento, possibilitando sua utilização em ligas ou enriquecimento de materiais usados na engenharia, de modo geral.

Na seqüência desta evolução surgem vários trabalhos que analisam a potencialidade dessas novas ligas das terras raras, tanto do ponto de vista do domínio tecnológico quanto de sua aplicação na eletromecânica [15]. Nesta linha de considerações é realizado, por Gallo [16], um exaustivo levantamento desse conjunto de materiais, do ponto de vista do binômio aplicação-custos, concluindo que a família base dos Alnico seria progressivamente deslocada para a utilização em conversores de sinais, tipo instrumentos de medição e controle; a das Ferrites, teria sucessiva predominância em dispositivos de potência fracionária e de pequena potência, enquanto a das terras raras se consolidaria paulatinamente em aplicações nas quais fosse exigida a necessidade de fortes campos desmagnetizantes, como seriam os casos dos motores e geradores de pequena e média potência.

Do ponto de vista dos métodos de análise e impulsionados pela necessidade de uma precisão maior de resultados, pela exigência de um índice melhor de qualidade e, por fim, por uma redução maior de custos de produção dos dispositivos, a adoção de uma nova abordagem de cálculo na eletromecânica, se fazia cada vez mais necessária e oportuna, neste domínio.

Nasce daí a orientação de se buscar, através de soluções numéricas, a superação desta questão; qual seja, da impossibilidade de se conseguir soluções analíticas fechadas para a determinação dos campos eletromagnéticos em regiões de estudo particulares, em dada configuração.

Noutro sentido se buscava uma resposta à simulação do comportamento de um sistema físico relativamente complexo, de modo que se conhecesse a distribuição dos campos naquele domínio de interesse como forma de se avaliar, por exemplo, a influência de uma tomada de

decisão quando do processo de análise ou de síntese daquele sistema.

Desta maneira, alguns clássicos da área, como Binns-Lawrenson, Chari-Silvester e Touzot-Dhatt [17–19], reportam que o condicionamento do problema em questão, assim como o tratamento das equações de Laplace e Poisson, no domínio do eletromagnetismo aplicado aos conversores eletromecânicos, seguiriam a mesma sistemática adotada em outros campos da engenharia.

Conforme problemas análogos na mecânica dos sólidos, dos fluidos e na termodinâmica, o estudo desses fenômenos se daria através de sua formalização, a partir de um conjunto de equações diferenciais a derivadas parciais representando o fenômeno em estudo, da adoção de técnicas numéricas para a sua resolução propriamente dita, tal como de sistemas de informática para a execução de seu processamento.

Neste particular e em termos de métodos numéricos, o emprego de tais técnicas através das diferenças finitas ou dos elementos finitos, permite transformar o conjunto de equações diferenciais original, em um sistema de equações algébricas correspondentes, em que as variáveis desconhecidas, geralmente os potenciais escalar e vetorial, elétrico e magnético, são determinadas segundo uma tolerância arbitrada dentro de um domínio de estudo, anteriormente especificado através de suas condições de contorno.

Originalmente aplicadas na resolução de problemas ligados à engenharia mecânica nos anos cinqüenta, as técnicas mencionadas foram adaptadas e utilizadas na engenharia elétrica a partir dos anos sessenta daquele mesmo século, em problemas relativos à determinação da configuração de campos em estruturas eletromagnéticas, sobretudo com vistas à caracterização de dispositivos e ao levantamento de suas relações funcionais.

Neste sentido se constata os primeiros desenvolvimentos de ferramentas de cálculo de campos utilizando-se diferenças finitas para a determinação da característica de circuito aberto, em máquinas síncronas de pólos salientes [20], a partir da determinação da indução magnética no entreferro da máquina, considerando-se tão somente os efeitos da sua componente radial.

Muito embora os métodos de resolução até então empregados sejam, como citado, baseados em diferenças finitas, elementos finitos de primeira ordem são utilizados por Chari e Silvester [21] para modelar e reproduzir ensaios clássicos em turboalternadores; no caso, a equação de Poisson é resolvida para um meio saturável, através da minimização do funcio-

nal da energia associado, sendo acentuado pelos autores que, em termos computacionais, a relação tempo-custo é apenas uma fração daquela que se evidencia com outros métodos.

Ainda com relação à caracterização de dispositivos, Fuchs e Erdélyi propõem, em artigos seqüenciados [22–24], um método baseado em diferenças finitas para a determinação das reatâncias, segundo os eixos direto e em quadratura, de um alternador de pólos salientes, muito embora fique evidenciada a dificuldade para recompor o perfil original de geometrias complexas, face à malhagem de elementos realizada.

Por outro lado e se considerando o elevado número de equações a serem resolvidas após discretização de um problema modelado por elementos finitos, Silvester, Cabayan e Browne [25], aperfeiçoaram e implementaram várias técnicas numéricas adaptadas à análise de alternadores, no sentido de tornar mais eficiente o tratamento das condições de contorno das curvas características de relutividade dos materiais, da compactação de matrizes e, por fim, da aceleração do processo de cálculo.

Nesta mesma linha de aplicação um trabalho se destaca face aos demais, em que Rafinejad e Sabonnadière [26] implementam um sistema de cálculo baseado em elementos finitos em duas dimensões, para a resolução de uma estrutura eletromagnética, levando em conta a não-linearidade do material. Apesar do eletroímã utilizado como exemplo de aplicação naquele trabalho [26] não constituir nenhuma complexidade particular enquanto dispositivo eletromecânico, a resolução de um problema de cálculo de campos na eletromecânica é abordada segundo dois aspectos novos: primeiro, a possibilidade de se tratar a questão do acionamento como um problema acoplado, em que as equações de campo e do circuito elétrico equivalente são resolvidas passo-a-passo, conforme a evolução dinâmica do sistema e, segundo, o problema da resolução por cálculo de campos é colocado, do ponto de vista da interatividade com o usuário, propondo objetivamente a partição do sistema de cálculo em três módulos básicos: pré-processamento, resolvidor e pós-processamento ou de exploração de resultados.

Em relação aos trabalhos realizados no sentido da utilização de novos materiais e métodos até então levados a efeito [27, 28], foram constatados desdobramentos importantes, não apenas no que concerne à análise das máquinas elétricas de construção clássica, como referenciado anteriormente [29–33], mas também naquilo que diz respeito ao desenvolvimento de novos dispositivos, dentre os quais se ressalta o desenvolvimento significativo das

máquinas excitadas por ímãs permanentes no que tange à exploração de novas topologias, de novos elementos construtivos [34, 35], assim como do relativo aumento do rendimento operacional e ao crescimento sucessivo da potência massiva, dentre outros aspectos afins.

Ressalta-se, em relação ao aspecto construtivo que, normalmente, tais elementos estão condicionados à maneira pela qual a trajetória principal de fluxo do campo é confinada ao longo do circuito magnético por pólo da máquina [36]. No caso, e neste aspecto, dois tipos de estruturas eletromagnéticas se destacam: as chamadas estruturas de fluxo axial e as de fluxo radial [37], em que nas primeiras o fluxo proveniente dos ímãs possui, originalmente, uma direção paralela ao eixo longitudinal de rotação, cujas peças imantadas, em geral sob a forma discoidal, são posicionadas internamente ao rotor, semelhante à configuração em "garras", ou estrutura de Lundel [38], enquanto nas estruturas a fluxo radial [39, 40], seu confinamento se dá numa direção normal ao eixo de rotação, e os ímãs sob a forma anular, trapezoidal ou de paralelepípedo, são dispostos sobre ou internamente ao rotor, de forma similar à configuração engastada, ou transversal (Buried PM Machines), e a de ímãs sobrepostos ao rotor (Surface Mounted PM Machines), possuindo ou não peças polares.

Com base nessas nuances de inovação evidencia-se, principalmente do ponto de vista da demanda, uma tendência moderada à substituição das máquinas clássicas dos tipos síncrona, de indução [41] e de corrente contínua por dispositivos a ímãs permanentes, em alguns casos para funcionamento como gerador mas essencialmente para funcionamento como motor.

Operacionalmente, evidencia-se que tais dispositivos são projetados para interligação diretamente à rede ou alimentados via conversor estático; no primeiro caso há necessidade de gaiola de partida, à semelhança dos motores de indução clássicos e, no segundo, o controle de posição provê quando da alimentação, a informação necessária à aceleração do conjunto máquina-carga.

Destacam-se, neste modo particular de excitação, dois tipos de acionadores [42]; aqueles cuja realimentação de posição é feita continuamente e são alimentados segundo uma forma de onda senoidal, como os motores síncronos convencionais (Permanent Magnet Synchronous Machine-PMSM), e outros, conhecidos como motores a ímãs sem escovas (Brushless), para os quais a realimentação da posição é feita de modo intercalado ( $60^\circ - 120^\circ$  *ele*) a partir de uma referência arbitrada e cuja forma de onda da excitação é do tipo retangular ou trapezoidal (Permanent Magnet DC Motor-PMDCM).

Ainda com relação ao aspecto de potencialidades quanto à alimentação e inovações, no que diz respeito a diferentes estruturas, importantes desdobramentos têm sido constatados em outros tipos de configurações, como no caso das máquinas à relutância, principalmente no tocante a solicitações de altas razões de torque por unidade de volume ou capacidade de conversão do dispositivo.

Relativo às variantes encontradas e conforme a disposição e a forma da parte magneticamente passiva, em geral o rotor, tais dispositivos são conhecidos, via de regra, como de laminação radial, axial e de dupla saliência.

Neste sentido, vários trabalhos são desenvolvidos sobre dispositivos à laminação radial e axial, principalmente no que diz respeito a estudos comparativos sobre diferentes tipos de estruturas [43, 44], quanto ao modo de alimentação e desempenho, à análise do circuito magnético face à operação em regime permanente e grandezas essenciais [45, 46], assim como a ênfase em aspectos ligados a relações paramétricas, em comparação com a máquina de indução convencional [47].

Mais recentemente e ainda nesta linha, Staton, Miller e Wood [48], estabelecem relações importantes entre parâmetros de interesse e de dimensionamento, relativos a três tipos de estruturas e ponderam seus desempenhos face ao motor de indução, para determinada aplicação. Por outro lado, Matsuo e Lipo [49], evidenciam que o dimensionamento do motor síncrono de relutância, de laminação axial, pode ser aperfeiçoado através da escolha adequada do fator laminação-isolação, ressaltando ainda que razões de saliência da ordem de sete a oito, podem ser conseguidas para esta estrutura além de poder operar segundo um fator de potência comparável, e torque máximo superior, aos de um motor de indução de capacidade equivalente.

Outros trabalhos analisam diferentes estruturas, do ponto de vista de fatores seletivos, com o objetivo de prescrição às mais variadas aplicações [50], tal como elementos de projeto que possibilitem seu melhor desempenho [51, 52]; como tipos de enrolamento, inclinação de ranhuras, minimização de perdas, flutuações de torque e limites operacionais de temperatura.

Por outro lado, no tocante aos dispositivos de dupla saliência, Miller e McGilp [53], desenvolveram um modelo de análise que prescinde do conceito de indutância, incluindo características eletromagnéticas e dinâmicas significativas dessa estrutura, bem como a pre-

dição das formas de ondas de tensão/corrente, necessárias à sua alimentação.

Noutro sentido, Randun [54] elabora um procedimento analítico de dimensionamento com vistas à previsão de desempenho e diretrizes de projeto, validado sobre um protótipo de 90 kw/25000 rpm. Explicita-se, ainda, neste trabalho, que este tipo de acionador é caracterizado por sua grande robustez, tolerância a falhas e operação a altas velocidades, cujas aplicações típicas se encontram nas indústrias aeronáutica e automotiva.

Com relação às aplicações, evidencia-se uma grande diversidade para este tipo de acionador, prevalecendo aquelas que exigem elevadas solicitações de torque, tais como máquinas-ferramentas para instalação de mineração, hidráulicas, compressores, tração mecânica, utensílios domésticos, como máquinas de lavar, de manutenção de pisos, etc., além de serem apresentadas por Miller [55], várias relações paramétricas importantes e recomendações de projeto, para este tipo de estrutura, com vistas à minimização do ruído acústico em tal tipo de acionamento.

Mencionadas solicitações da demanda muito embora paulatinas mas num crescendo, tipificam progressivamente o redimensionamento de outros dispositivos a ímãs permanentes, independentemente da forma ou do modo de alimentação, como as de fluxo axial, tipo estrutura de Lundel, assim como aquelas do tipo a fluxo radial, na grande diversidade e maioria dos projetos que envolvem o acionamento industrial.

Constatou-se, então, o desenvolvimento de alguns protótipos a fluxo axial [56, 57], utilizando-se ligas cerâmicas de Ferrites de Estrôncio, para aplicações automotivas, com base na estrutura em "garras", utilizada classicamente. Apresentam-se também inovações na geometria de máquinas a fluxo axial, baseadas em ímãs de Ferrites, de forma discoidal [58, 59], para funcionamento como motor em aplicações de pequena potência. Ainda com relação a dispositivos a fluxo axial, evidencia-se um estudo sobre um alternador para aplicações aeronáuticas [60], utilizando-se ímãs de terras raras, tendo sua estrutura modelada através de circuitos magnéticos equivalentes e de cálculo de campos.

À exceção dos trabalhos referenciados sobre estruturas a fluxo axial, evidencia-se um direcionamento importante nos projetos desenvolvidos, seja por empresas ou por instituições de pesquisa, no tocante a dispositivos de pequena potência, passíveis de serem utilizados em acionamentos de máquinas operatrizes estacionárias e similares.

Nesta linha são desenvolvidos, na década de setenta [61–63], dispositivos a ímãs de Ferri-

tes, de fluxo radial e de configuração transversal e mista, para ligação direta à rede, dotados de gaiola de partida. Apresenta-se, ainda, um dispositivo a fluxo radial [64], de construção relativamente complexa, dotado de ímãs anulares e transversais, cuja gaiola de partida tem forma particular, de casca cilíndrica, para aplicações que exijam altas velocidades.

No que diz respeito à associação máquina-conversor, Carlson [65], apresenta um estudo sobre uma configuração a ímãs, a partir de uma estrutura a fluxo radial com peças polares, em comparação a uma similar, sem peças polares, para aplicações industriais. Salienta-se que o autor desenvolve uma ferramenta de cálculo de campos baseada em diferenças finitas (DIFIMEDI), de caráter geral e modular, propondo possibilitar uma descrição simplificada e rápida da estrutura a ser estudada. Muito embora se constatem a relevância e a originalidade da iniciativa neste trabalho, evidenciam-se algumas discrepâncias em seus resultados preliminares, principalmente no que diz respeito à determinação das indutâncias, face à experimentação.

Ainda no tocante a máquinas de fluxo radial projetadas para partida direta à rede [66], é desenvolvido um protótipo de pequena potência a ímãs de Ferrites e proposto um novo método de medição das reatâncias, o qual é utilizado para validar o modelo desenvolvido para o circuito magnético por pólo da máquina. Os autores [66] alertam, entretanto, para o dimensionamento adequado da gaiola de partida e de pontes amagnéticas a serem inseridas no rotor, como medidas de proteção dos ímãs, face à reação da armadura, sob condições particulares de operação.

Neste sentido, Dugué [67] analisa o processo de desmagnetização em um motor de corrente contínua, excitado por ímãs de Ferrites, salientando que para tais dispositivos os efeitos da reação da armadura não se dão de maneira uniforme sobre a peça imantada mas, sim, com maior intensidade, à medida em que se distancia do eixo polar da estrutura. No caso, propõe-se a adoção de enrolamentos amortecedores tradicionais, como elementos de contenção de tais efeitos. O mesmo fenômeno foi analisado em motores de potência fracionária, por Tran [68], que recomenda a inserção de segmentos anulares de ímãs de maior coercitividade, nas zonas de maior potencial de desmagnetização, como forma de compensar tais efeitos.

Noutro sentido e com o objetivo de pesquisa sobre critérios de adaptação da estrutura à alimentação por conversores estáticos, Astier e Leichter [69, 70], estudam vários dispositivos a ímãs de Ferrites, de disposição radial, transversal e mista, com e sem peças polares,

alimentadas por inversores de tensão e comutadores de corrente. Com base nos resultados obtidos foram levantadas vantagens e desvantagens das estruturas analisadas, verificando-se dificuldades relativamente importantes quanto à definição de condições ótimas de projeto, naqueles casos em que o conversor estático seja predefinido.

Por outro lado, estabelecendo como figura de mérito no projeto de motores a ímãs permanentes, a maximização do produto rendimento-fator de potência, Binns e Barnard [71] preconizam que, para tal, somente a utilização de ligas de alta densidade energética, associada à compatibilização dos circuitos elétrico e magnético por pólo da máquina, possibilita atingir este objetivo; os autores sugerem, ainda, maior atenção ao projeto da gaiola de partida para máquinas a serem energizadas diretamente à rede, tal como uma estreita combinação de efeitos dos ímãs e da relutância do circuito magnético, para aquelas a serem alimentadas via conversor estático.

No que diz respeito ao delineamento de linhas gerais de projeto para motores síncronos a ímãs radiais, é recomendada ainda, por Binns e Jabbar [72], uma construção que possibilite, mecanicamente, uma baixa inércia e, eletricamente, uma baixa impedância, além de para manutenção da operação a torque constante, em que as formas de onda das forças magnetomotrizes, de campo e de armadura, possuam o menor conteúdo harmônico possível.

Para analisar a influência da saturação em máquinas de alto desempenho, Mathieu [73] desenvolve projetos de alguns dispositivos de pequena potência de fluxo radial, utilizando ímãs de Ferrites e de terras raras, tendo como potencial aplicação o acionamento industrial. Aplicados aos dispositivos projetados, o autor desenvolve ainda modelos analíticos para os seus circuitos magnético e térmico, comparando os resultados com o cálculo de campos e com a experimentação, tendo também por objetivo a maximização da potência massiva em seus projetos utiliza, particularmente, ímãs de Samário-Cobalto em uma estrutura à concentração de fluxo. No caso, advoga que a otimização do dimensionamento do dispositivo, com base na maximização daquela grandeza passa, necessariamente, pela otimização do torque eletromagnético para certo volume da estrutura, muito embora haja sempre, nesses casos, a necessidade da inclusão de refrigeração forçada no projeto da máquina.

É interessante observar que, historicamente, a adequação de um acionamento a uma carga sempre se constituiu um desafio interessante à engenharia, principalmente do ponto de vista da escolha, ou projeto, da máquina elétrica a ser adotada. Como na grande maioria

das instalações, ainda são interligadas diretamente à alimentação padronizada, sejam elas de corrente contínua ou alternada, os organismos de normatização internacionais estabeleceram uma subdivisão desses dispositivos em classes ou categorias de especificação, segundo o perfil de solicitação da carga a ser acionada.

Assim sendo e particularmente no caso dos motores de indução, tal normalização diz respeito à compatibilização da característica de aceleração do conjunto máquina-carga, em geral baseada em referenciais do tipo torque-velocidade, em função da natureza e da intensidade da solicitação mecânica.

Por outro lado é interessante ressaltar que, apesar das máquinas elétricas clássicas, a anel e comutador terem seu uso disseminado nos últimos cento e vinte anos, somente a partir das últimas décadas é que um importante segmento ou variante delas teve seu desenvolvimento expandido e, em algumas aplicações, o seu uso consolidado. Tal inovação se deve, essencialmente, ao surgimento de novos materiais ferromagnéticos e ímãs permanentes [74], como antes citado, em adição ao crescente desenvolvimento da eletrônica de potência, de novos sensores e de rápidos dispositivos de controle, oriundos da microeletrônica.

Com a possibilidade de alimentação via conversor estático e o desenvolvimento das máquinas a ímãs permanentes nas últimas décadas, este desafio não apenas persiste mas carece de considerações especiais, face às novas potencialidades de aplicação, razão por que outros fatores ou critérios seletivos, que não a subdivisão clássica em categorias ou classes de aplicações citadas, se fazem necessários para uma escolha racional do acionamento de acordo com a especificidade da solicitação exigida [75], em algumas delas, como na robótica, por exemplo, limitações quanto às dimensões físicas e peso máximo da máquina, assim como exigências de alto desempenho, são características operacionais não só importantes como desejáveis; em outras, como em instalações embarcadas em veículos, navios e aeronaves, o volume ocupado, a capacidade térmica e o nível de ruído, de origem mecânica e magnética, tornam-se restrições relevantes, senão críticas, em determinadas condições operacionais.

Evidencia-se então, que, além do condicionamento imposto pelo ciclo de trabalho da carga, como é o caso da grande maioria das aplicações industriais, outros critérios de escolha devam ser considerados quando da definição do acionamento a ser utilizado, principalmente em situações particulares que envolvam condicionantes restritivos.

Deste modo é que, diante desse novo nicho de oportunidades, potencializado pelas novas

gerações de aparatos e dispositivos eletromecânicos e a estado sólido, é natural que fatores, tais como; potência massiva, relação torque-inércia, além de capacidade térmica e ruídos, dentre outros, venham a servir como elementos de definição para o estabelecimento de novos critérios de seleção visando à escolha e adequação do acionamento a ser utilizado.

Neste sentido Sebastian, Slemon e Rahman [76], analisam principalmente duas estruturas a fluxo radial, excitadas por ímãs de terras raras, dos tipos sobrepostos (Surface Mounted PM Machine) e engastados (Inset PM Machine) no rotor, com alimentação via conversor, e as compara sob o ponto de vista da capacidade de conversão, estimando, no caso, uma majoração de torque da ordem de vinte e cinco por cento, relativamente a um motor de indução equivalente, para as mesmas condições de alimentação e ciclo operacional.

Por sua vez, Krishnan [77] estuda características de vários tipos de acionamento baseados em máquinas a ímãs permanentes, destacando a superioridade daqueles a fluxo axial, face aos de fluxo radial analisados, no que diz respeito à potência massiva e à taxa de aceleração mas alerta, porém, para a relativa complexidade construtiva das estruturas a fluxo axial, tal como para seu elevado custo de produção.

Resta ainda salientar que, mesmo diante da oferta de opções que doravante se estende, a tarefa de definição de um acionamento para uma aplicação contínua sendo complexa, sobretudo se, à exceção das instalações industriais, forem incorporadas demandas de outros segmentos de consumo, tais como de eletrodomésticos, de transporte e de aplicações militares, etc..

Assim sendo, requisitos como: desempenho quanto à aceleração, volume mínimo ocupado, elevada resolução em velocidade e em posicionamento, além de confiabilidade do sistema, dentre outros, fundamentados nos critérios seletivos anteriormente citados, se revestem tão somente como diretrizes de escolha ou tendência em consolidação, dentro de uma trajetória maior de inovação tecnológica neste domínio.

Paralelamente aos novos desafios e requisitos, sempre crescentes pelo lado da demanda por acionamentos e sistemas de automação cada vez mais sofisticados, a necessidade do aperfeiçoamento dos métodos e técnicas de cálculo na eletromecânica, tornou-se cada vez mais presente, como antes colocado, sobretudo no que concerne à possibilidade da concepção assistida dos acionadores.

Evidencia-se, doravante, uma abordagem mais verticalizada, como verdadeiros sistemas

de cálculo e não apenas materializada sob a forma de rotinas específicas, com base em diferenças ou elementos finitos, para análise ou resolução de problemas localizados.

Neste contexto a evolução dos recursos de informática contribuiu, de forma imprescindível e, sobremaneira, para tal objetivo, na medida em que, seguramente, revolucionou a metodologia de cálculo desses dispositivos, utilizada até então no sentido da organização, amostragem e comunicação de dados, implementados através dos vários códigos, métodos e técnicas afins.

De tal conjunção se cristalizam pelo menos duas diretrizes principais, quais sejam: aquela que analisa o universo de possibilidades, ou opções, dentre as estruturas candidatas, e outra, que busca a melhor solução individualizada a partir de uma opção definida. Segundo alguns autores, ambas as diretrizes são válidas e passíveis de serem utilizadas, ponderando-se tão somente a disponibilidade de recursos, a experiência dos especialistas e o grau de verticalização requerido no projeto.

No domínio evolutivo dos procedimentos relativos ao processo de síntese algumas alternativas se destacam, através da modificação de equacionamentos gerais, de desdobramentos analíticos e de ferramentas de modelagem, vindo a acarretar, paulatinamente, novas inserções e soluções inovadoras a este campo [78].

Justificando, através da relativa dificuldade de manipulação de dados em módulos de cálculo de campos, do ponto de vista entrada-saída, é desenvolvida, por Latreche [79], uma ferramenta baseada em circuitos equivalentes, com o objetivo de minimização do tempo de resposta dos resultados, em problemas de natureza magnética e térmica de estruturas a ímãs permanentes. O autor ressalta, ainda, a facilidade de serem realizadas variações paramétricas de grandezas de interesse a partir da estrutura em estudo, assim como da possibilidade de incorporação desta ferramenta em programas de concepção assistida.

Neste sentido, Bianchi e Lorenzoni [80], fazem um estudo comparativo entre diferentes tipos de alternadores, com campo do tipo bobina-núcleo, e excitados por ímãs permanentes, sem peças polares, utilizando a razão entre o comprimento axial e o diâmetro do rotor ( $L/D$ ) como figura de mérito, para definir o tipo de estrutura mais adequado à geração eólica de média potência.

Por outro lado, são reescritas novas equações envolvendo o diâmetro externo do estator e o comprimento axial ( $D_o^2L$  e  $D_o^3L$ ), para levar em consideração no dimensionamento do

estator, a relação de proporcionalidade entre os diâmetros interno e externo, assim como a geometria das ranhuras e os níveis de indução correspondentes [81]. Neste caso, os autores propõem, ainda, uma modificação na equação clássica da potência desenvolvida para incorporar a forma de onda da alimentação, em estudos de análise e comparação de diferentes estruturas.

Nesta mesma direção é realizada uma aplicação do estudo anterior, em um dispositivo excitado por ímãs terras raras [82], a fluxo axial, utilizando-se a equação modificada  $D_o^2L$ , comparando-se os resultados com um motor de indução equivalente, do ponto de vista da relação torque-volume. Muito embora possa ser evidenciada a significância de tais contribuições, é interessante salientar que esses desenvolvimentos são, fundamentalmente, uma extensão do trabalho de Honsinger [83], aplicado à análise comparativa de diferentes estruturas.

No que diz respeito à análise do sistema de acionamento através dos modelos citados, evidenciam-se estudos interessantes neste domínio, inclusive no sentido de explorar, de modo sistemático, condições operacionais particulares, de importância relevante ao entendimento do seu ciclo de trabalho.

Constatando que a maioria dos trabalhos de modelagem desenvolvidos até então considera a estrutura a parâmetros constantes e que sua interação com a alimentação é feita a posteriori, uma ferramenta de análise é desenvolvida por Ren [84], baseada em cálculo de campos por elementos finitos (MOUVEF), em que é simulado o funcionamento do conjunto máquina-conversor, de forma acoplada, conforme preconizado por Rafinejad e Sabonnadière [26], capaz de impor, de modo explícito, a forma de onda da alimentação. O autor ressalta, ainda, que este trabalho se situa sob a ótica de resolução conjunta, do sistema de equações representativo dos campos e da alimentação, iteradas simultaneamente e passo-a-passo contemplando, então, a incorporação de fenômenos transitórios como correntes induzidas e não lineares, como níveis diferentes de saturação do material, na simulação do sistema.

Nesta mesma linha, Sadowski [85] apresenta um importante trabalho, com ênfase no tratamento de problemas acoplados, salientando aspectos ligados ao movimento relativo estator-rotor da máquina, transitórios envolvendo correntes induzidas em peças polares, assim como alimentação via conversor estático. Com base numa estrutura de cálculo modularizada (EFCAD), o autor dá um tratamento numérico diferenciado, no que diz respeito

ao movimento relativo entre as partes, escrevendo as equações de campos, segundo dois referenciais distintos e abordando a questão de cálculo do torque, de modo bastante peculiar. A importância e a originalidade deste trabalho ficam evidenciadas nos vários exemplos de aplicação que validam a ferramenta, face à experimentação, tal como nos diferentes níveis e graus de complexidade apresentados.

Ainda do ponto de vista do estudo sobre estruturas associadas aos sistemas de acionamentos, Zhu, Jewell e Howe [86], fazem uma aplicação intensiva do cálculo de campos no tocante às perdas no ferro, para a análise de diferentes estruturas a ímãs permanentes salientando também, para cada uma delas, as principais diferenças encontradas face a grandezas do tipo: forma da distribuição de campo, forças eletromotrizes, indutâncias, torque etc..

Paul, Hofmann e Bochnia [87], elaboram uma nova disposição para ímãs de forma quadrada, numa estrutura sem peças polares, com o objetivo de majorar a relação torque-volume, em um acionador a ser utilizado em veículo de tração, além de apresentarem uma solução bastante interessante para a refrigeração da máquina.

Noutro sentido, Tounsi, Neji e Sellami [88], utilizam relações dimensionais clássicas mais cálculo de campos, para análise e compatibilização do tipo de alimentação, de forma trapezoidal e senoidal, em dispositivos a ímãs terras raras, sem peças polares, para aplicações automotivas.

Por outro lado, os avanços conseguidos através dessas inovações tecnológicas, segundo as várias linhas de atuação anteriormente referenciadas, conduzem naturalmente a uma tendência evolutiva de substituição, seja das máquinas clássicas, principalmente o motor de indução, materializada pelos mais recentes tipos de acionadores e periféricos, assim como integralmente, pelos modernos sistemas de acionamentos [89], de maior potência massiva, maior flexibilidade quanto ao uso, mais rápidos em resposta e mais confiáveis quanto ao ciclo de trabalho.

Mesmo utilizando o equacionamento clássico, tanto no dimensionamento quanto na análise, é proposta, por Nee e Soulard [90], a substituição de motores de indução utilizados no acionamento de cargas que variam com o quadrado da rotação, como ventiladores, exaustores e outras, por um conjunto máquina-conversor em que, dentro de uma faixa operacional, num plano torque-velocidade, seja otimizado um conjunto integrado que apresente o melhor

desempenho.

Partindo de estatores de máquinas de indução convencionais é apresentado, por Soulard, Belliard e Wand [91], o projeto de rotores a ímãs permanentes, a fluxo radial e configuração engastada (Buried PM Machines), com gaiola de partida, para utilização no acionamento de bombas submersas.

Na seqüência deste trabalho Libert, Soulard e Engström [92], explicitam o procedimento analítico e estudos de cálculo de campos para o caso de um dispositivo de 75 kW, a ser interligado diretamente à rede, em que ao dimensionamento dos ímãs e do enrolamento de partida, está associada diretamente a força eletromotriz a vazio, assim como o nível de saturação nos dentes, resistência e número de barras da gaiola. Para o mesmo dispositivo são estabelecidas relações geométricas envolvidas no procedimento analítico, tal como sua compatibilização com estudos de cálculo de campos, para determinação de indutâncias e simulação do conjunto [93].

Quanto à diversidade de configurações, Libert e Soulard [94] realizam um estudo comparativo de estruturas do tipo a fluxo radial, inicialmente com ímãs terras raras sobrepostos (Surface Mounted PM Machine) e, posteriormente, engastados ao rotor (Buried PM Machines), a serem utilizados em acionamentos lentos, da ordem de 50 rpm, com atenção à escolha do tipo de enrolamento a ser executado. Para esses tipos de acionamento os autores ponderam que, dado ao elevado número de pólos requerido, a estrutura do tipo a ímãs engastados (Buried PM Machines), com ímãs de Ferrites se apresenta como a mais adequada, desde que não haja limitações com relação à sua dimensão radial.

Na linha de aprimorar os procedimentos de síntese desenvolvidos é possível destacar avanços no sentido da organização e utilização de outras técnicas, algumas delas já conhecidas e de uso corrente em outras áreas, como forma de aperfeiçoar a busca ou escolha de soluções, compatíveis com a especificidade da demanda por projetos de maior desempenho [95–97].

Deste modo, Klumpner e Boldea [98] analisam comparativamente três métodos de otimização, aplicados a máquina de ímãs permanentes para aplicações automotivas. No caso, a partir de parâmetros de interesse do projeto, referidos a elementos dimensionais e aos carregamentos elétrico e magnético, é definida uma configuração a fluxo radial do tipo ímãs engastados (Buried PM Machines), cujo rendimento da conversão, segundo os autores, pode

ser majorado em quatro por cento, face ao projeto originalmente baseado na formulação clássica.

Tendo por base o sistema de equações da formalização clássica de projeto, Bianchi, Bolognani e Frare [99] buscam otimizar alguns parâmetros de definição do dispositivo e minimizar as perdas através da busca do número ótimo de ranhuras por pólo e por fase da estrutura e do melhor compromisso entre as dimensões dos diâmetros interno e externo do estator. Salienta-se que, curiosamente, em tal estudo os autores tentam otimizar, durante o processo, um conjunto de parâmetros que, normalmente, são impostos como restrições, em problemas de otimização, nos demais trabalhos encontrados na literatura afim.

Por outro lado, Ouyang, Zarko e Lipo [100] comparam o desempenho de dois métodos clássicos aplicados ao projeto de uma máquina a ímãs permanentes, avaliando a possibilidade de otimização através do tratamento conjunto da formulação clássica e do cálculo de campos. No entanto, os autores sugerem a viabilidade de retomar o processo de otimização a partir de objetivos mais pontuais, em função do alto grau de complexidade envolvido na integração do problema.

Sob o aspecto conclusivo deste levantamento e fazendo apelo à inter-relação com as demais áreas do conhecimento, constatou-se que a evolução dos conceitos e o desenvolvimento de modelos adequados à análise e concepção dos dispositivos na eletromecânica, possuem uma trajetória tecnológica diretamente associada ao desenvolvimento de novos materiais magnéticos e dos modernos sistemas de cálculo, viabilizados pelos meios de informática.

Constatou-se, também, através de referências e documentação afins [80, 101–103], que os estudos de concepção e análise na eletromecânica obedecem a uma gradação própria e específica da área, recorrendo-se, quando necessário, a interações outras, como citado anteriormente, cujo grau de verticalização ou superficialidade a ser adotado depende, eminentemente, do problema em questão, assim como dos meios disponíveis para tratá-lo.

Face à motivação interdisciplinar envolvendo, fundamentalmente, planejamento, materiais e métodos de estudo, é que se destaca a importância do aspecto metodológico utilizado no desenvolvimento de um produto de engenharia, aqui se entendendo por metodologia a explicitação lógica e sistemática de princípios, instrumentos e procedimentos, que norteiam os processos de análise e síntese de um sistema, tomado como objeto de estudo.

Deste modo e com relação aos meios utilizados, três tipos de abordagem parecem sufi-

cientemente marcantes e passíveis de formalização na análise e concepção dos dispositivos eletromecânicos, quais sejam: através do estudo dos campos que se estabelecem na sua estrutura, em uma segunda forma, pela representação da estrutura por circuitos elétricos e magnéticos equivalentes ou, ainda, a partir da análise funcional do dispositivo em questão, com base nas variáveis de controle ou de interesse envolvidas.

No que diz respeito à abordagem por campos eletromagnéticos e apesar de fundamentada nas leis do eletromagnetismo, há mais de um século, somente a partir de meados da década de setenta, teve suas utilização e implementação viabilizadas pelo desenvolvimento dos meios e recursos da informática.

Na eletromecânica, a aplicação deste modelo normalmente é realizada sobre um domínio de estudo da estrutura, quando se deseja calcular grandezas de interesse afetas ao comportamento do dispositivo, sob condições ditas quase-estáticas ou a baixas frequências; com resolução baseada nas técnicas numéricas das diferenças e dos elementos finitos, a implementação deste modelo é a que possibilita melhor precisão de resultados nos problemas tratados, muito embora devam ser relativizados sua pouca flexibilidade, do ponto de vista entrada-saída de dados, e o longo tempo de execução dedicado entre resoluções.

De outro modo, a abordagem por circuitos equivalentes pode ser considerada a de aplicação mais abrangente e de mais fácil implementação na eletromecânica, tendo como principal contrapartida, o compromisso entre a rapidez de execução numérica e a precisão dos resultados.

Também baseada nos conceitos do eletromagnetismo, esta abordagem utiliza os recursos da analogia e similitude para representar, por elementos a parâmetros concentrados, as partes constituintes do circuito magnético do dispositivo, assim como suas potenciais dependências com relação à saturação e/ou temperatura. De desenvolvimento fundamentado nas técnicas clássicas de resolução dos circuitos elétricos, principalmente nas leis de Kirchhoff, este modelo foi e continua sendo bastante eficaz e utilizado em procedimentos iniciais de cálculo, apesar do conteúdo limitado de informações na sua representação e, por conseguinte, nos seus resultados.

Por último, a abordagem através de esquemas funcionais tem sua origem vinculada ao desenvolvimento da Teoria Unificada das Máquinas Elétricas, com base nos estudos de Park [104, 105], Kron [106] e outros, tendo como característica principal a pesquisa do grau ou

relação de dependência entre as grandezas intervenientes e de interesse, de determinado dispositivo.

Tomando como modelo a representação desses dispositivos em um circuito elétrico equivalente, ou malhas de elementos elétricos equivalentes e resolvendo-a através da utilização de técnicas clássicas da Teoria de Controle, tal abordagem teve sua implementação viabilizada, primeiro com o aparecimento dos analisadores de redes, nos anos quarenta-cinqüenta e, posteriormente, dos computadores analógicos na década de sessenta deste mesmo século.

Neste sentido, pode ser considerada uma abordagem essencialmente de análise, cujos desempenho e precisão refletiam as limitações tecnológicas da época, haja vista as ferramentas de que se dispunham. Por outro lado, pode ser utilizada nos dias atuais como aporte analítico significativo, sobretudo em problemas que suscitem determinações do tipo entrada-saída, ou funções de transferência entre grandezas de interesse, dado os avanços dos meios de informática, hoje digitais, à disposição.

Por outro lado, o advento da eletrônica de potência em meados daquele século, associada à possibilidade de alimentação controlada, constituiu definitivamente um marco evolutivo quanto à portabilidade daqueles dispositivos no acionamento industrial adequando, de modo efetivo, a potencialidade do conjunto máquina-conversor, às necessidades da carga.

Como desdobramentos naturais de tais desenvolvimentos novos requisitos de caráter técnico-econômicos foram estabelecidos por conseqüência priorizando-se, essencialmente, além da potência massiva, a relação torque-inércia, os custos envolvidos e a capacidade de produção em série, dentre outros elementos de definição do acionamento, em termos de desempenho operacional; em que o problema da concepção assistida é equacionado com base nas especificações da demanda e no conjunto de parâmetros da estrutura em questão, sempre direcionado no sentido de sua melhor adequação ao sistema de acionamento proposto.

No tocante à máquina elétrica, evidenciou-se que o aperfeiçoamento das técnicas de síntese desses dispositivos, resulta de uma conjunção de fatores que se complementam durante o seu processo de desenvolvimento. Tais fatores se fundamentam, essencialmente, numa base de dados suficientemente consistente e flexível, relativamente à interatividade com o usuário, numa representação particular e fidedigna da estrutura em estudo, através de sua representação por circuitos elétrico e magnético equivalentes e em um sistema de cálculo de campos, capaz de não apenas verificar mas também de refinar o processo de dimensionamento, até

uma convergência satisfatória com os requisitos anteriormente especificados.

# Capítulo 3

## Formalização

### 3.1 Introdução

Em se tratando eminentemente do processo de síntese dos conversores ou dispositivos eletromecânicos, de maneira geral, evidencia-se uma estreita vinculação com a determinação de relações que incorporem diretamente grandezas de naturezas elétrica, magnética e mecânica na sua definição, sobremaneira no que tange à razão força, ou torque, por unidade de volume, do dispositivo em questão.

Neste sentido, o estudo das forças ou esforços de origem eletromagnética sobre tais dispositivos está ligado, essencialmente, a interações do tipo corrente-campo as quais, quando associadas ao movimento mecânico, tipificam objetivamente o processo da conversão de energia na eletromecânica.

### 3.2 Força de Lorentz

O estudo desses esforços e mais particularmente desta interação corrente-campo vincula-se, essencialmente, à presença ou deslocamento de cargas elétricas no domínio de um campo magnético cuja sede física se constitui das partes fixa e móvel do dispositivo em questão e, como fundamento, se expressam, conforme Jufer [32], através da força generalizada de Lorentz, notada como:

$$f_t = Q' (\mathbb{E} + v \times \mathbb{B}) \quad (3.1)$$

donde  $Q'$ ,  $\mathbb{E}$  e  $v$  são, respectivamente, a carga, a intensidade do campo elétrico e a velocidade do deslocamento, e  $\mathbb{B}$ , a densidade de fluxo magnético no domínio de estudo. No sentido mais geral, esta equação contempla simultaneamente ações de natureza elétrica, associadas às cargas, e magnética, afetas aos seus deslocamentos em presença do campo magnético estabelecido, as quais são escritas, respectivamente, como:

$$f_e = Q' \mathbb{E} \quad (3.2)$$

$$f_m = Q' v \times \mathbb{B} \quad (3.3)$$

Particularizando a abordagem para o caso dos dispositivos eletromecânicos e, como as ações oriundas de cargas isoladas praticamente inexistem neste caso, em virtude da importante diferença entre as permeabilidades dos meios envolvidos, evidencia-se que o processo da conversão está fortemente associado às interações entre a circulação de correntes e os campos magnéticos estabelecidos através dos seus circuitos.

Deste modo, sua representação vetorial anteriormente colocada pela equação (3.1), pode ser substituída por:

$$f_t \equiv f_m = Q' v \times \mathbb{B}$$

ou ainda,

$$f_t = i' l \times \mathbb{B} \quad (3.4)$$

que é a forma local da equação de Laplace, para a força que atua sobre um condutor ideal de comprimento  $l$ , conduzindo uma corrente  $i'$  em presença de um campo de indução  $\mathbb{B}$ .

Deste modo e como colocado anteriormente, as interações do tipo corrente-campo submetem, neste caso, o condutor, ou conjunto de condutores envolvidos no processo, a uma força proporcional às suas intensidades e de sentido ortogonal a ambos, potencializando necessariamente em termos de um referencial arbitrário, um movimento translacional ou rotativo, como se evidencia, por exemplo, quando da operação ou funcionamento de relés, atuadores e máquinas elétricas, de modo geral.

### 3.3 Carregamento Eletromagnético

Em referência às máquinas elétricas girantes, como a possibilidade do movimento não prescinde da existência de um entreferro, tal efeito se materializa sob a forma do torque eletro-

magnético sobre a parte móvel do dispositivo o qual tem, como grandezas básicas correspondentes, a indução magnética e a densidade linear de corrente, ao longo da periferia do entreferro.

Tais grandezas, de importância significativa no projeto desses dispositivos, definem fundamentalmente os níveis de utilização em termos magnético e elétrico de suas partes as quais recebem, na eletromecânica, as denominações respectivas de cargas magnética e elétrica específicas da máquina [107].

Assim, a carga magnética específica deve ser entendida ou vem a ser caracterizada, pelo nível de indução passível de ser estabelecido no entreferro da máquina, através da excitação de circuitos do tipo bobina-núcleo, ou ímãs-peças polares, dando uma medida efetiva do estado de excitação magnética do circuito por pólo da estrutura.

Tomando-se como referência espacial seu entreferro e pressupondo um enlace contínuo de fluxo na circuitação por pólo, ou percurso Amperiano, evidencia-se que a carga magnética específica influencia significativamente o dimensionamento do seu circuito magnético na medida em que estabelece, por decorrência, o grau de saturação, em suas diversas partes.

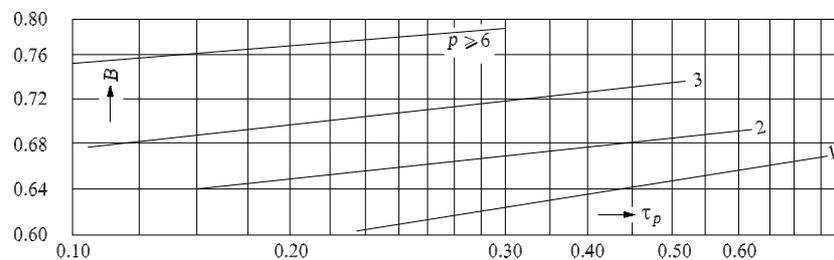


Figura 3.1: Carga Magnética Específica [T] versus passo polar [m]

Para uma estrutura cujas dimensões principais estão associadas ao diâmetro da parte girante ( $D$ ) e ao seu comprimento axial ( $L$ ), a carga magnética específica ( $B$ ) deve ser entendida como a densidade média do fluxo gerado ( $\Phi$ ), através da excitação e estabelecida no seu entreferro o que, na hipótese de uma construção com  $p$  pares de pólos, se escreve:

$$B = p\Phi/\pi DL \quad (3.5)$$

Por outro lado, tem-se por fatores limitantes os conseqüentes valores máximos admissíveis para o material utilizado, principalmente em zonas de dimensões reduzidas, assim como

a intensidade da corrente de magnetização para a estrutura em questão, além do nível de perdas por histerese e correntes de Foucault, inerentes ao caso tratado.

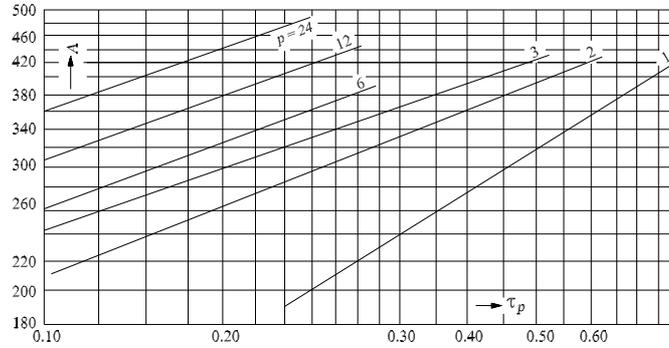


Figura 3.2: Carga Elétrica Específica [kA/m] versus passo polar [m]

Por sua vez, a carga elétrica específica é assumida como a resultante da composição das correntes circulantes nos seus enrolamentos, através do número de condutores efetivos por fase, a qual se acha representada por uma força magnetomotriz, uniformemente distribuída ao longo da periferia do entreferro, razão pela qual é também nominada densidade linear de corrente ( $A$ ) [31, 32]. Deste modo, se explicita como:

$$A = ZI/\pi D \tag{3.6}$$

donde  $Z$  e  $I$  representam o número total de condutores e a corrente circulante, respectivamente; evidenciando-se ainda que exerce uma influência direta em termos de dimensionamento do dispositivo no sentido de assegurar, juntamente com a carga magnética específica, o torque útil a ser desenvolvido pela máquina, assim como sua capacidade de sobrecarga.

Noutro sentido, como as perdas no cobre evoluem com o quadrado da densidade de corrente nos condutores, a carga elétrica específica tem como principal fator limitante, a dissipação de calor em regime permanente, a qual condiciona não só a escolha do isolamento térmico do seu circuito elétrico mas também o tipo de ventilação a ser adotado no processo em questão.

### 3.4 Fator de Utilização

Das relações encontradas para as cargas magnética e elétrica específicas, evidencia-se que o dimensionamento de uma máquina elétrica girante se encontra estreitamente vinculado não apenas ao conjunto de especificações da demanda mas também a características dos materiais utilizados e à forma da estrutura a ser dimensionada [35, 107].

Deste modo, as equações gerais da eletromecânica, oriundas do princípio da conservação da energia e do eletromagnetismo [29, 108], impõem relações de dependência entre suas dimensões principais e a potência, ou torque a ser desenvolvido pelo dispositivo que, de certa forma, vincula, segundo determinado procedimento, essas grandezas e a configuração geral de uma estrutura funcionalmente compatível.

Assim, numa primeira aproximação interativa lança-se mão de uma grandeza que faz a ligação entre esses fatores condicionantes e condicionados, àquele procedimento, conhecida, na literatura clássica, como coeficiente ou fator de utilização e já abordada anteriormente em diversos textos afins [30, 108]. Adota-se então, neste trabalho, um procedimento simplificado para apresentar o tema ao invés de torná-lo simplesmente mais uma definição.

Inicialmente e em termos gerais, pode-se expressar a relação entre as componentes de potência útil ( $P_u$ ) e aparente ( $P_s$ ) desenvolvidas por uma máquina de corrente alternada, como sendo:

$$P_u/P_s = \eta \cos \psi$$

em que:

$$P_s = mV_f I_f \quad (3.7)$$

donde se consideram no caso,  $\eta$  e  $\psi$ , o rendimento e o ângulo de potência e,  $m$ ,  $V_f$  e  $I_f$ , o número de fases, a tensão e a corrente por fase do dispositivo, respectivamente. Admitindo-se a hipótese de uma distribuição senoidal do fluxo por pólo, escreve-se a tensão por fase, como:

$$V_f = \pi\sqrt{2}fNk_w\Phi$$

em que:  $\Phi = B_\theta S_g$  e  $S_g = \tau_p L = (\pi D/2p)L$ . Aqui,  $f$ ,  $N$ ,  $k_w$  e  $\Phi$ , representam, correspondentemente, a frequência, o número de condutores por fase, o fator de enrolamento e o fluxo por pólo; assim como  $B_\theta$ ,  $S_g$  e  $\tau_p$ , a distribuição da indução, área polar a nível

do entreferro, e o passo polar, correspondentemente. Levando-se em conta tão somente os termos fundamentais das formas de onda, o fluxo por pólo pode ser expresso por:

$$\Phi = (2/\pi)B\tau_p L$$

daí:

$$\Phi = BDL/p$$

no caso, referenciando a freqüência elétrica ao número de pares de pólos do dispositivo e expressando a velocidade angular  $n_s$ , em rotações por segundo, reescreve-se a tensão por fase como sendo:

$$V_f = \pi\sqrt{2}n_s N k_w BDL$$

com o que, por substituição na equação da potência aparente (3.7), se obtém:

$$P_s = \pi\sqrt{2}m n_s N k_w BDL I_f$$

Por outro lado, assumindo que todos os condutores estejam distribuídos uniformemente na periferia do entreferro, de modo a que se possa considerar  $k_w \simeq 1$ , o número total de condutores envolvidos poderia ser escrito como  $Z = m(2N)$ , e a densidade linear de corrente, por conseqüência,

$$A = m(2N)I_f/\pi D$$

ou ainda, por substituição na equação (3.7) precedente,

$$P_s = (\pi^2\sqrt{2}/2)D^2 L n_s B A \quad (3.8)$$

a partir daí e se considerando o pêsso específico médio dos materiais que constituem o rotor, igual a  $\rho$ , assim como as constantes  $k_{u1} = (\pi^2\sqrt{2}/2)$ ,  $k_{u2} = 2\pi\sqrt{2}$  e  $k_{u3} = (2\pi\sqrt{2}/\rho)\eta \cos \psi$ , para um rendimento e fator de potência fixados, pode-se expressar o fator de utilização associado ao envelope de restrições do projeto, de vários modos: associando cada um deles às grandezas ou parâmetros de interesse do processo, como é o caso da potência e do torque por unidade de volume, ou massa, do dispositivo. No caso, a depender das grandezas de interesse em questão, o fator de utilização ( $f_{ui}$ ), pode ser expresso como sendo:

$$f_{u1} = k_{u1}BA = P_s/D^2 L n_s \quad (3.9)$$

ou ainda:

$$f_{u2} = k_{u2}BA = P_s/vol_{(r)}n_s \quad (3.10)$$

e

$$f_{u3} = k_{u3}BA = T/m_{(r)} \quad (3.11)$$

donde  $vol_{(r)}$  e  $m_{(r)}$  são, respectivamente, volume e massa do rotor. Assim, tomando-se por

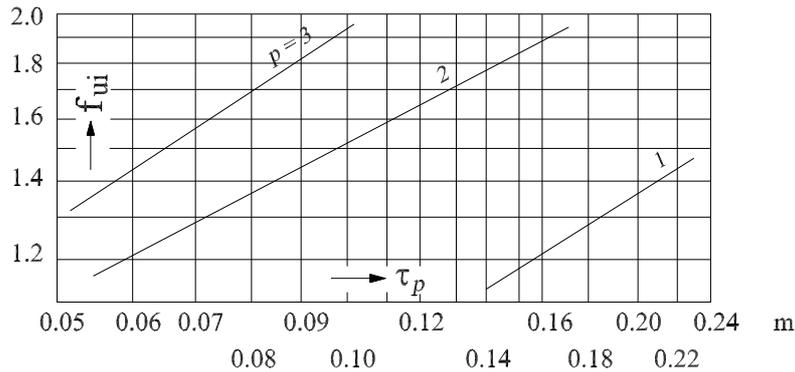


Figura 3.3: Fator de Utilização [wb.A/m<sup>3</sup>] versus passo polar [m]

base o nível de potência e as demais grandezas de definição dos circuitos elétrico e magnético da estrutura considerada, associadas às restrições de projeto, evidencia-se que a menos de constantes numéricas o produto das cargas elétrica e magnética específicas dá uma medida da utilização plena da circuitação por pólo da máquina, vinculando o potencial nível de potência a ser desenvolvido pelo dispositivo ao volume útil de sua parte girante (3.10), ou o torque, passível de ser desenvolvido no seu eixo árvore, ao pêsou ou à massa do material envolvido (3.11).

### 3.5 Trajetória Evolutiva

Incorporando as informações contidas nas equações para o fator de utilização, evidencia-se que existe uma relação bem definida entre as dimensões principais de uma máquina elétrica e a potência passível de ser desenvolvida, a ela associada em função das magnitudes que definem a utilização específica dos materiais e dos seus circuitos elétrico e magnético, como pode ser visto através da equação da potência, reescrita abaixo:

$$P_s = k_{u1}BAD^2Ln_s \quad (3.12)$$

Tal compromisso ensejou uma trajetória tecnológica na eletromecânica, motivada sobretudo pela busca, sempre crescente, do aumento do torque ou potência massiva no projeto dos dispositivos.

Historicamente, a partir de meados do século passado, o aumento da potência por unidade de volume, ou de massa, nas máquinas rotativas, se deveu a uma conjunção de fatores ligada ao próprio processo de concepção e construção desses dispositivos, ao longo de décadas.

Neste sentido pode-se destacar: a evolução, quanto à qualidade dos materiais magnéticos, ao desenvolvimento de materiais isolantes capazes de resistir a altas temperaturas; a modificação e aperfeiçoamento do desenho dos dispositivos, dado à possibilidade de implementação de técnicas numéricas, assim como ao progresso da eletrônica de potência no sentido de possibilitar através do comando e do controle da excitação, ora uma ventilação interna mais efetiva dos circuitos, ora atingir maiores velocidades angulares de regime, respectivamente.

No que diz respeito às restrições de projeto, constata-se que a escolha das dimensões do rotor aqui representadas pelo diâmetro a nível do entreferro e pelo comprimento axial, é fortemente influenciada pelo domínio das aplicações.

Neste sentido e face à equação de potência reescrita acima (3.12) evidencia-se que, ao se considerar dispositivos de forma cilíndrica, a inércia da parte girante sendo função do seu raio de giração, pode ser escrita como:

$$J = m_{(r)}R^2/2 = m_{(r)}D^2/8$$

no caso, sendo o volume do rotor  $vol_{(r)}$ , e uma constante multiplicativa  $k_j$ , representados respectivamente por:

$$vol_{(r)} = \pi D^2 L / 4$$

e,

$$k_j = \rho\pi/32$$

pode-se escrever:

$$J = k_j D^4 L \tag{3.13}$$

outrossim, para um mesmo valor do produto entre as cargas elétrica e magnética específicas e ao se fixar a potência e o fator de utilização em (3.12), tem-se:

$$D^2L = k_s/n_s \quad (3.14)$$

em que:

$$k_s = P_s/k_{u1}BA$$

Deste modo, as equações (3.13) e (3.14) possibilitam inferir que, independentemente do volume útil da parte girante, a escolha entre uma configuração de um tipo que mais se assemelhe à forma discoidal, ou tubular, para o rotor, possui uma estreita vinculação com as características da demanda, sugerindo rotores de pequenos diâmetros e, por conseguinte, de baixa inércia, para aplicações nas quais sejam necessárias altas taxas de aceleração, como em sistemas de controle, por exemplo e, inversamente, diâmetros maiores e de inércia mais elevada, cuja aplicação imponha condições especiais ao regime de funcionamento, como é o caso de cargas de alto impacto, como prensas de estamparia e guilhotinas industriais.

Ainda neste sentido, como o volume do material ativo associado ao produto  $D^2L$ , é inversamente proporcional à velocidade de regime, altos valores desta grandeza parecem ser uma boa escolha, do ponto de vista do aumento da potência massiva, em aplicações que não possuam tantas limitações quanto a esforços mecânicos sobre o sistema rotor-mancais.

Por outro lado e relativamente aos fatores condicionantes impostos pelas cargas específicas sobre o processo de dimensionamento, constata-se que a carga magnética afeta diretamente os máximos valores de indução, passíveis de serem estabelecidos nas diversas partes constituintes do circuito magnético por pólo, assim como o nível de perdas no material ferromagnético da máquina, dentre estas as perdas por histerese, principalmente, por serem proporcionais ao quadrado daquele valor, e por correntes de Foucault, a depender do tipo de alimentação ou da velocidade de regime, haja vista ser proporcional ao quadrado da frequência elétrica a ela associada.

Noutro sentido, é sempre desejável utilizar os mais altos valores da carga elétrica específica, como forma de melhor utilizar o espaço útil com o circuito elétrico. No entanto, como as perdas no cobre são proporcionais ao quadrado do valor da densidade de corrente adotado e este é função do valor permissível para a elevação de temperatura, evidencia-se

que a dissipação do calor se constitui o principal fator limitante, quando do estabelecimento da carga elétrica específica no processo.

Neste particular, a tendência evolutiva, rumo à consolidação dos projetos, apontou no sentido de se fazer paulatinamente a substituição dos materiais orgânicos pelos inorgânicos utilizados como isolantes térmicos e como forma de se adequar a classe de isolação do circuito elétrico às características de desempenho solicitadas pela demanda.

## 3.6 Relações Funcionais

No que diz respeito ao procedimento sequencial do dimensionamento, evidencia-se que há necessidade de desacoplar o produto  $D^2L$ , em termos do diâmetro rotórico e do comprimento axial, aqui considerados dimensões principais.

Classicamente, a separação dessas grandezas é levada a efeito através de leis ou relações de homotetia que vinculam essencialmente grandezas eletromagnéticas às dimensões físicas do dispositivo [32]. No caso, essas relações explicitam o grau de dependência daquelas grandezas com variações dimensionais da estrutura, possibilitando expressar relações fundamentais entre grandezas características e o tamanho físico de suas partes, de modo a melhor explorar tais dependências, ao se fazer interpolações ou extrapolações paramétricas quando do processo de síntese.

### 3.6.1 Parâmetro de Escala

Fundamentado no fato de que existem relações diretas entre quantidades referenciadas ao entreferro e quantidades terminais do dispositivo, conforme relevado anteriormente, elege-se um parâmetro dimensional que possibilite estabelecer relações ou modelos recorrentes, face às demais grandezas intervenientes no processo, chamado parâmetro de escala [107], o qual deve expressar esta dependência através de relações dimensionais fechadas, tal como definir o grau de proporcionalidade entre elas.

Para máquinas de corrente alternada o passo polar é escolhido como parâmetro de escala e referência dimensional de projeto, na medida em que reúne ou relaciona diretamente quantidades, como dimensões principais, número de pólos, velocidade síncrona e quantida-

des características, com a representação da máquina por unidade de área da superfície do entreferro, além de balizar dimensionalmente o circuito magnético por pólo da estrutura. De modo ilustrativo e como visto antes:

$$\tau_p = \pi D / 2p$$

como  $f = pn_s$ , tem-se:

$$\tau_p = \pi D n_s / 2f$$

Deste modo, a dependência implícita daquelas quantidades com o parâmetro de escala adotado, em particular o passo polar, pode ser expressa através de leis de escala dentro do espaço de interpolações arbitrado, tendo aquele parâmetro como grandeza referencial. Ainda

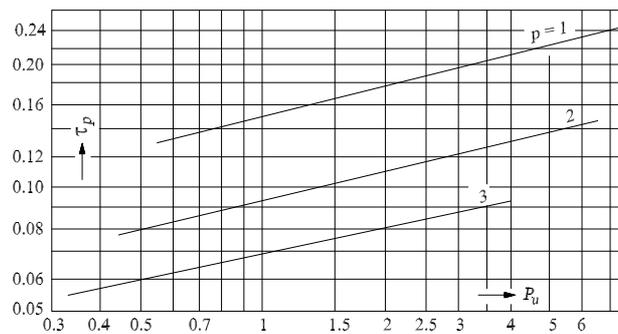


Figura 3.4: Passo Polar [m] versus Potência útil desenvolvida [kW]

em termos de desacoplamento do produto  $D^2L$ , deve-se salientar que a forma da estrutura exerce papel fundamental na proporcionalidade de suas dimensões principais; assim, caso as restrições de projeto ensejem um dispositivo do tipo discoidal ( $D \gg L$ ), seguramente a dimensão do passo polar será maior que a do comprimento axial ( $\tau_p > L$ ); por outro lado, caso a aplicação imponha, por exemplo, altas taxas de aceleração ao dispositivo, é provável que a forma mais adequada seja a tubular ( $D \ll L$ ), o que acarreta um valor menor do passo polar face ao comprimento axial da estrutura ( $\tau_p < L$ ).

Neste sentido e fundamentado em projetos consolidados [95], valores típicos desses intervalos de variação podem servir para, de forma ilustrativa, situar a relação de dimensionamento recomendada para essas grandezas.

Em se tratando de máquinas clássicas de corrente alternada e para as máquinas síncronas, de modo geral [29, 30]:

$$0.80 < L/\tau_p < 1.20$$

para máquinas assíncronas, cujo projeto objetive altos valores do fator de potência:

$$1.00 < L/\tau_p < 1.25$$

caso, por exemplo, a finalidade seja a minimização de custos com o material ativo:

$$1.50 < L/\tau_p < 2.00$$

Além dessas considerações é interessante observar que para grandes alternadores o diâmetro máximo permissível é limitado por sua velocidade periférica; tal como para pequenas máquinas, deve-se atentar para o fato da necessidade de espaço útil para a alocação do circuito de excitação, cujo condicionamento está estreitamente vinculado ao número de pólos a ser definido para a estrutura.

Por outro lado e relativamente ao desacoplamento do produto  $BA$  nas equações de definição do fator de utilização, evidencia-se uma forte influência do fator de potência e capacidade de sobrecarga arbitrados, quando da especificação de projeto; isto se deve ao fato de que essas grandezas estão estreitamente vinculadas não só à topologia do circuito magnético por pólo do dispositivo mas também à natureza e qualidade do material envolvido.

No caso, mais uma vez se torna necessário adotar uma relação de compromisso entre aquelas grandezas, dentro do espaço de interpolação previsto, como forma de superação da questão, para o que valores típicos da indução em diferentes partes do circuito magnético por pólo, são levados em conta, assim como leis de variação daquelas grandezas, em função de parâmetros de escala adotados.

A título de referência e com base nos materiais ferromagnéticos até então utilizados, a experiência evidencia que podem ser estabelecidos limites ou fronteiras para os níveis de indução magnética nas diferentes partes do dispositivo, sem causar elevados índices de saturação ou penalizar sua funcionalidade.

Neste sentido, consideram-se permissíveis valores de indução dentro de uma faixa de  $1.0$  a  $1.3T$ , para coroas polares, assim como de  $1.5$  a  $2.1T$  para dentes estatóricos e de  $1.4$  a  $1.8T$  para peças polares rotóricas. No que diz respeito ao circuito elétrico, valores de densidade

de corrente, dentro de uma faixa de  $3.0$  a  $6.0A/mm^2$  são os mais utilizados para máquinas de aplicação geral, à exceção de que se utilizem sistemas de refrigeração ou de evacuação de calor mais sofisticados.

Por outro lado, para dispositivos de aplicações específicas como de armamento, por exemplo, cuja vida útil pode vir a ser de alguns minutos, tais limites podem ser estendidos dentro de uma faixa mais elástica de utilização.

Levando em consideração tais balizamentos e como mostrado anteriormente, é possível estabelecer relações entre as cargas elétrica e magnética específicas a serem adotadas em função de parâmetros de escala do dispositivo em concepção, para o conjunto ou para a maioria daqueles já referenciados.

### 3.7 Funções de Utilização

Conforme visto anteriormente, o produto das cargas elétrica e magnética específicas referenciadas a determinada estrutura, dá uma medida da utilização do seu circuito magnético por pólo, associando a potência ou torque passível de ser desenvolvido, ao volume ou massa da mesma; no entanto, como visto, tais equações explicitam as relações entre essas grandezas, tão somente a nível do entreferro da estrutura, levando em conta, basicamente, sua parte girante, não ensejando, portanto, nenhuma conexão entre tais quantidades e a geometria do estator e demais grandezas de interesse afetas à sua parte estacionária.

Vale a pena salientar que, em termos do circuito magnético por pólo, as dimensões físicas de uma máquina elétrica dependem efetivamente da configuração do rotor, assim como da geometria do seu estator, o que acarreta uma relação intrínseca não apenas à proporções relativas dente-ranhura e diâmetros interno-externo mas também aos níveis de indução estabelecidos nas diferentes partes do seu circuito magnético, além da densidade de corrente em seus enrolamentos.

Assim e na perspectiva de aprimorar os processos de cálculo dessas estruturas, Huang e Lipo [81] dão um tratamento diferenciado a esta parte do processo modificando a representação do circuito magnético por pólo, da estrutura em consideração, como forma de incorporar informações mais próximas e próprias de sua configuração real.

É importante observar que, para efeito do conjunto de equações deduzido, até então, as

partes constituintes do estator-rotor são consideradas segmentos lisos do pacote ferromagnético da estrutura, separados por uma interface de ar e material condutor, de espessura correspondente ao entreferro equivalente de Carter. Relativo à modificação proposta pelos

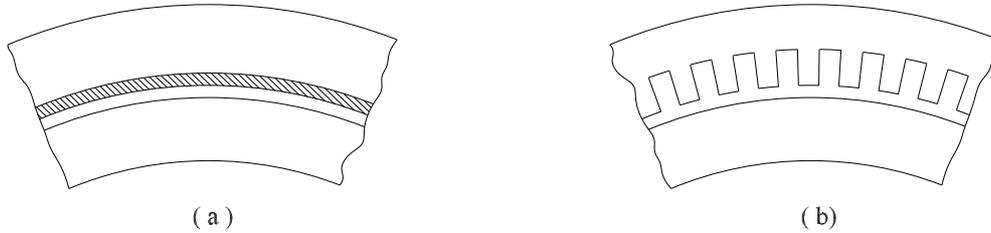


Figura 3.5: Representações idealizada (Carter) e original (ranhurada)

autores, ao invés de se representar os condutores por uma lâmina de espessura infinitesimal e de comprimento total igual ao do perímetro do estator, como mostrado na Figura 3.5 (a), consideram-se esses enrolamentos como normalmente alocados ao conjunto de ranhuras do dispositivo, de dimensões conhecidas e compatíveis com a geometria do estator, como mostrado em (b).

### 3.7.1 Função de Cobre

Por outro lado, em termos de forças magnetomotrizes e em substituição a uma lâmina de corrente normalmente distribuída no contorno ou fronteira da armadura, como anteriormente considerado, admite-se sua circulação através dos próprios condutores correspondentes às fases, como naturalmente se apresentam nos enrolamentos constituintes do seu circuito elétrico. Neste sentido e com base nos elementos estruturais da parte estacionária da estrutura, conforme mostrado na Figura 3.6, desenvolve-se uma equação quadrática relacionando-se a geometria do estator e os respectivos níveis de indução magnética admissíveis às suas partes, a qual pode ser escrita como:

$$aD_1^2 + 2bD_1D_0 + D_0^2 = (4S_1\pi)(A_{Cu}k_{Cu}) + \delta_1 \quad (3.15)$$

em que os coeficientes  $a$  e  $b$  são função das relações entre as induções magnéticas entreferro-dente ( $B_{tg}$ ) e entreferro-coroa ( $B_{cg}$ ), assim como  $S_1$ , o número de ranhuras do estator, e  $\delta_1$ ,

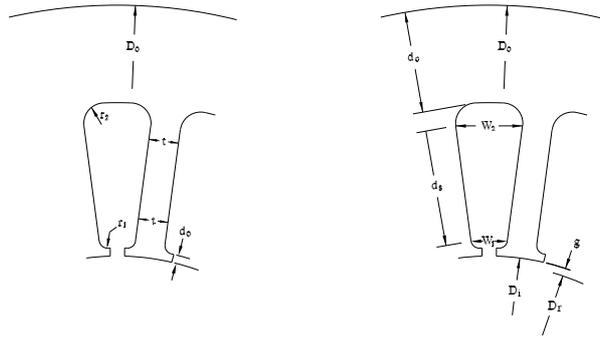


Figura 3.6: Parametrização das dimensões estáticas

uma quantidade associada à geometria da ranhura, definidas como segue:

$$a = (B_{tg} - B_{cg})^2 - (1 - B_{tg})^2$$

$$b = B_{tg} - B_{cg}$$

$$B_{tg} = B_g / (B_t k_s)$$

$$B_{cg} = (2/P)(B_g / (B_c k_s))$$

$$\delta_1 = 4 [r_2^2(cS_1 + 1) + r_1^2(cS_1 + 1) + d_0^2 + D_1 d_0(1 - B_{tg})]$$

$$c = (4 - \pi) / 2\pi$$

sendo  $D_1$ ,  $D_0$  e  $d_0$  as dimensões correspondentes aos diâmetros interno e externo do estator, assim como espessura do istmo, a nível da abertura das ranhuras;  $k_s$ ,  $A_{Cu}$ ,  $K_{Cu}$  e  $S_1$ , fator de empilhamento, área e fator de cobre, e número de ranhuras do estator. Em referência aos níveis de indução,  $B_g$ ,  $B_t$  e  $B_c$  correspondem àqueles do entreferro, dente e coroa estática, respectivamente; em que, dividindo-se a equação (3.15) por  $D_0^2$ , obtém-se, neste caso:

$$a(D_1/D_0)^2 + 2b(D_1/D_0) + 1 = (4S_1\pi)(A_{Cu}k_{Cu})/(D_0^2) + (\delta_1/D_0^2) \quad (3.16)$$

donde o primeiro membro da equivalência acima pode ser reescrito como uma equação que, intrinsecamente, explicita a utilização do cobre e, por consequência, do ferro do estator da máquina, a qual pode ser escrita como:

$$f_{Cu}(\lambda) = a\lambda^2 - 2b\lambda + 1 \quad (3.17)$$

para  $\lambda = D_1/D_0$ .

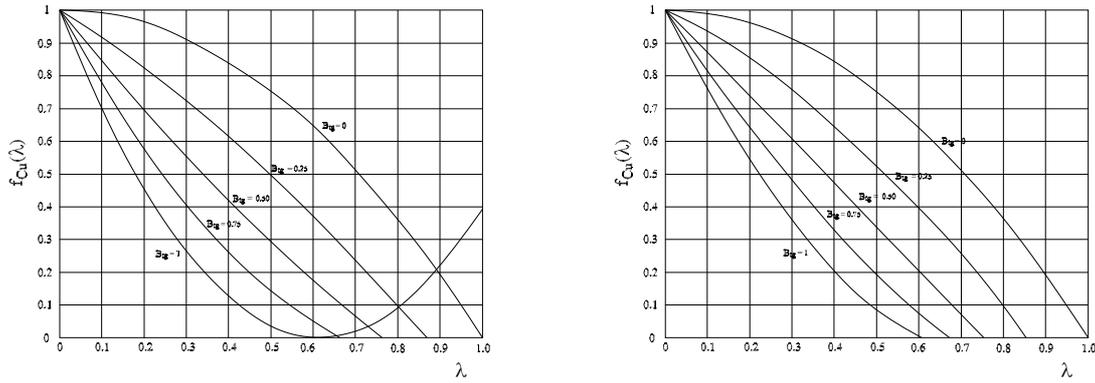


Figura 3.7: Função quadrática versus lambda

Por outro lado, ao se desprezar a quantidade de material retirado na estamparia das ranhuras, os volumes de cobre e de material ferromagnético podem ser definidos, respectivamente, por:  $V_{Cu} = S_1 A_{Cu} L$  e  $V_{Fe} = \pi D_0^2 L / 4$ ; o que torna o segundo membro da equivalência (3.16) igual a:

$$f_{Cu}(\lambda) = (V_{Cu} / V_{Fe} k_{Cu}) + (\delta_1 / D_0^2)$$

caso em que  $(V_{Cu} / V_{Fe} k_{Cu})$ , explicita a relação entre os volumes de material condutor e ferromagnético utilizados e modificados pelo coeficiente de espaço da ranhura, ou fator de cobre  $k_{Cu}$  o que, ao se substituir a densidade linear de corrente, classicamente utilizada, pela densidade superficial de corrente nos condutores, se pode explicitar:

$$J = 2mNI_1 / S_1 A_{Cu}$$

o que possibilita escrever a equação para a potência útil, ou torque no eixo, passível de ser desenvolvido pelo dispositivo, como sendo:

$$P_u = F_0 [f_{Cu}(\lambda)] D_0^3 L n_s$$

ou,

$$T = F_0 [f_{Cu}(\lambda)] D_0^3 L$$

### 3.7.2 Equações da forma $D^n L$

Relativamente às equações precedentes, ressalta-se que  $F_0$ , escrita em função das demais grandezas envolvidas, é também diretamente dependente da equação quadrática  $f_{Cu}(\lambda)$ ,

chamada função de cobre, anteriormente deduzida. Salienta-se que, numericamente, a determinação desta função ( $F_0$ ) carece de um processo iterativo com base em valores típicos e restrições dimensionais da estrutura em concepção, razão pela qual deve ser considerada uma função de utilização das equações de definição, da potência ou torque de saída do dispositivo. No caso e em termos daquelas grandezas, tal função de utilização é expressa por:

$$F_0 [f_{Cu}(\lambda)] = B_g J f_{Cu}(\lambda) k_w (V/E) \eta \cos(\psi) (k_e/2) g_{Cu}(\lambda)$$

donde,  $k_e = 7.79 \times 10^{-13}$  e  $g_{Cu}(\lambda) = [1 - (\delta_1/D_0^2)/f_{Cu}(\lambda)]$ .

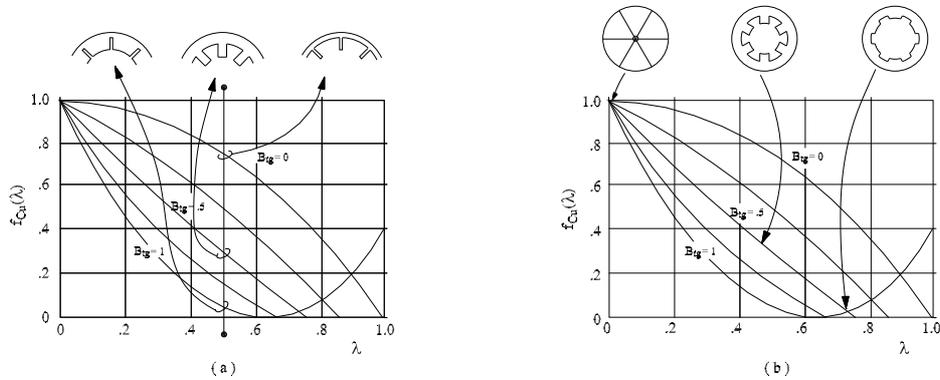


Figura 3.8: Função de Cobre versus lambda

Neste sentido, a equação quadrática, já deduzida, ou função de cobre (3.17), faculta a informação sobre a proporcionalidade ferro-cobre utilizada no circuito magnético por pólo, parametrizada em função da relação de indução  $B_{tg}$  e do número de pólos do dispositivo, conforme mostrado na Figura 3.8.

Evidencia-se, também, que a partir do condicionamento do número de pólos do dispositivo e relativamente ao produto  $\lambda f_{Cu}(\lambda)$ , é possível explicitar suas coordenadas de máximo, como forma de maximizar a função de utilização  $F_0 [f_{Cu}(\lambda)]$ , anteriormente explicitada.

Por outro lado, em termos das equações potenciais anteriormente deduzidas, os autores citados [81] e Lipo [109] adotam uma terceira equação da forma  $D^n L$ , como resultado do produto das expressões de saída  $D^2 L$  e  $D_0^3 L$ , com a finalidade de incorporar maiores informações da estrutura em concepção, seja da geometria do estator, seja da parte do circuito elétrico alí colocada. Neste caso, a equação do torque útil seria escrita como:

$$T = F_0' [f_{Cu}(\lambda)] D_0^{2.5} L$$

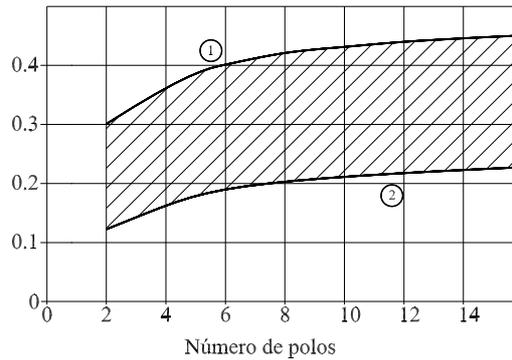


Figura 3.9: Máximos de lambda (1) e da Função de Utilização  $F_0$  (2)

donde esta nova função de utilização  $F'_0 [f_{Cu}(\lambda)]$  é expressa por:

$$F'_0 [f_{Cu}(\lambda)] = B_g \lambda (V/E) \eta \cos(\psi) k_e \sqrt{J_1 k_1} \sqrt{f_{Cu}(\lambda) g_{Cu}(\lambda)}$$

e o termo  $\sqrt{J_1 k_1}$ , proporcional às perdas por dissipação, da forma  $RI^2$ , dá uma medida da elevação de temperatura do dispositivo, como um todo.

É importante notar que tais equações resultam de relações algébricas e geométricas do dispositivo, com base na razão entre seus diâmetros interno e externo ( $\lambda = D_1/D_0$ ), possibilitando explicitar a relação entre os materiais ferromagnético e condutor, utilizada a nível do estator.

Constata-se ainda a possibilidade de maximização daquela razão e da função de utilização  $F_0$ , através do conhecimento do número de pólos da estrutura, segundo evidencia a Figura 3.9, tal como deduzir efetivamente as dimensões da ranhura em função de variáveis afins, unificando e simplificando assim, relações e restrições necessárias ao processo de concepção do dispositivo.

Neste sentido e como antes salientado, as expressões vinculantes entre grandezas de natureza eletromagnética neste domínio, se encontram, basicamente, fundamentadas nas leis de Lorentz e de Laplace, anteriormente referenciadas, em que as interações entre correntes circulantes e campos magnéticos potencializam o movimento translacional ou rotativo, nos dispositivos, de modo geral.

A princípio o nível de indução, passível de ser estabelecido a nível do entreferro, associado à densidade linear de corrente, materializa os esforços sobre a parte móvel do dispositivo, cuja relação de dependência entre suas dimensões principais e o torque desenvolvido, é

levada em conta, através dos fatores de utilização de projeto [110].

Evidencia-se, ainda, que o produto das cargas elétrica e magnética específicas dá uma medida efetiva da utilização plena do seu circuito magnético por pólo, cujo principal parâmetro de escala é o passo polar.

Refletindo, de modo original, a estrutura tratada, as funções de utilização apresentadas neste capítulo estabelecem relações de proporcionalidade entre grandezas fundamentais ao dimensionamento da estrutura, das quais resultam equações de saída da forma  $D^n L$ , o que, por sua vez, condiciona a geometria do estator ao grau de saturação permissível do material utilizado.

Desenvolvidas originalmente por Honsinger [83], tais funções possibilitam uma mudança qualitativa com relação aos referenciais de dimensionamento até então adotados, na medida em que incorporam características específicas e inerentes ao circuito magnético por pólo real, tendo como principais elementos de diferenciação o tratamento de estruturas ranhuradas e a imposição da densidade superficial de corrente aos enrolamentos.

Assim, o emprego de tais funções de utilização possibilita, de modo iterativo, a determinação das dimensões estatóricas, relativas ao núcleo e ao passo de ranhura da estrutura, as quais se encontram condicionadas aos níveis de saturação dos materiais utilizados naquelas diferentes partes e ao ciclo de trabalho previsto para o dispositivo em concepção.

# Capítulo 4

## Materiais e Circuitos Magnéticos

### 4.1 Introdução

Os materiais magnéticos sempre desempenharam papel significativo, senão imprescindível, no desenvolvimento de dispositivos e de aparatos de força e luz. Juntamente com os condutores e dielétricos representam os elementos essenciais da construção eletromecânica materializando, segundo os princípios do eletromagnetismo e preceitos da engenharia, todo o conjunto de dispositivos e conversores eletromecânicos utilizados pelo homem, a partir do século vinte desde a geração à utilização da energia elétrica.

Os primeiros registros históricos de materiais com propriedades físicas de atração-repulsão entre si, datam de alguns séculos antes da idade cristã [111]. Tais achados impressionaram os cidadãos da época pela natureza de sua propriedade intrínseca, de atrair pequenos pedaços de certos metais além de, ao serem postos em suspensão, se alinharem sempre numa mesma direção preferencial, o que originou, posteriormente, um dos principais instrumentos de orientação e de ajuda ao posicionamento espacial, a bússola, utilizada por navegadores chineses em suas expedições.

Na realidade, a grande maioria desses materiais se tratava de composições minerais com maior ou menor teor de magnetita, expostos periodicamente à crosta terrestre por erupções vulcânicas. Vale observar que o nome de tal óxido ( $Fe_3O_4$ ), se deriva da cidade grega de Magnesia, citada pelo filósofo Thales de Mileto (600 A.C.) [112], onde pequenas porções desses materiais foram encontradas, inicialmente, tornando assim, historicamente, gregos e

chineses os primeiros povos a se utilizarem empiricamente de tais descobertas.

É plausível admitir que a partir de tal descoberta se tenha partido doravante, para investigar tais materiais quanto às suas disponibilidade e utilidade prática ao longo do tempo, assim como realizado e aprimorado instrumentos, com base neste fenômeno físico.

Todavia, somente a partir do século dezessete, com os trabalhos de W. Gilbert [113], é que se evidenciam estudos mais sistematizados sobre o tema, principalmente no tocante à classificação de materiais com aquelas propriedades, tal como a visualização da configuração do campo magnético em suas vizinhanças, através do uso de limalha de ferro espargida sobre óleo.

Paralelamente ao desenvolvimento da eletricidade e do magnetismo e sua formalização através das leis conhecidas, escritos alemães do final do século dezenove dão conta das primeiras ligas metálicas com propriedades ferromagnéticas, conhecidas como "ligas de Heusler", passíveis de serem utilizadas em eletroímãs e aparatos do gênero. Desde então, os materiais magnéticos vão desempenhando papel fundamental nas civilizações industrializadas e contribuindo significativamente para o seu desenvolvimento tecnológico, como é o caso das modernas ligas de Ferro-Silício, utilizadas atualmente na construção eletromecânica.

Por outro lado, no início do século vinte surgiram as primeiras ligas de Ferro-Cobalto (1917) e de Alnico (1931), nos Estados Unidos e Japão, como exemplo de materiais capazes de reter a magnetização segundo determinadas condições operacionais. No final dos anos trinta deste século, também se deu início, no Japão, à fabricação de ligas magnéticas, com base em óxidos metálicos, as quais deram origem às atuais ligas cerâmicas de ferrites. Da segunda metade ao final do século vinte, evidencia-se um avanço substancial nesta área do conhecimento, com a utilização de elementos das Terras Raras na composição das ligas magnéticas. Tais feitos redundaram no crescimento do produto indução-campo  $(BH)_{MAX}$  por unidade de volume do material, de modo considerável, cujo destaque é dado para as ligas de Samário-Cobalto ( $SmCo_5$ ), desenvolvidas nos anos setenta e de Neodímio-Ferro-Boro ( $NdFeB$ ), na década de oitenta deste mesmo século.

## 4.2 Aspecto microscópico

Em referência ao aspecto dos insumos, constata-se que o uso de novas ligas e materiais magnéticos na construção eletromecânica, se configura como um dos fatores determinantes de evolução neste campo de aplicação. Neste sentido, uma medida do grau de magnetização a que pode ser submetido um material em determinado circuito magnético, pode ser evidenciada através de sua característica indução-campo  $[B(H) \times H]$ , ou de magnetização, como é mais conhecida.

Por outro lado, um dos fatores que afetam substancialmente a forma desta característica nas ligas e materiais ferromagnéticos, é a possibilidade de magnetização, segundo determinadas direções preferenciais de sua estrutura interna, cuja propriedade física a ela associada é conhecida como anisotropia magnética do material.

Quanto ao aspecto microscópico, esta propriedade se deve principalmente a interações do tipo spin-órbita em cada domínio do material considerado em que, no caso, a orientação de seus spins atômicos está fortemente associada ao arranjo regular e periódico de sua estrutura cristalina, razão pela qual se estabelece uma efetiva oposição a mudanças direcionais de orientação magnética.

A título de ilustração é interessante referenciar a característica indução-campo para o cristal cúbico de uma liga de Ferro-Silício [113], cujas direções preferenciais de magnetização, em ordem crescente de complexidade, são as arestas [100], diagonais das faces [110] e diagonais principais [111], respectivamente.

Apresentando-se de maneira diversa para cada elemento, liga ou material em particular, a anisotropia magnetocristalina pode ser entendida como associada à quantidade de energia necessária à rotação do conjunto spins-órbita dos seus domínios, segundo uma direção de magnetização previamente determinada e imposta por campos magnéticos externos, não necessariamente coincidente com uma direção de fácil magnetização. Configura-se, portanto, como propriedade intrínseca do material e se vincula, essencialmente, a direções de magnetização, segundo planos ou regiões distintas dos seus cristais.

Neste sentido e a depender da natureza e da constituição dos materiais envolvidos, as ligas magnéticas requerem tratamentos distintos e condicionamentos específicos, no que tange às suas posteriores aplicações. Fisicamente, o fenômeno da histerese surge como

conseqüência de processos irreversíveis de magnetização no interior do material, os quais estão intimamente ligados à anisotropia magnetocristalina e à estrutura dos domínios [114, 115].

Assim, ambos os fatores determinarão o mecanismo através do qual ocorrem a saturação e a inversão da magnetização, estabelecendo os níveis limites para a indução remanente e o campo coercitivo, parâmetros esses inerentes e característicos de tal fenômeno [114]; neste

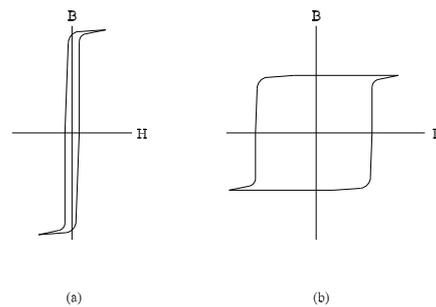


Figura 4.1: Curvas de Histerese típicas para ligas brandas (a) e rígidas (b)

sentido, para os materiais ferromagnéticos, em geral, com os quais se deseja minimizar as perdas por histerese, são necessárias a homogeneidade de partículas e a orientação dos grãos na constituição da liga, através de processos de purificação e tratamento térmico adequado, de modo a facilitar o deslocamento de fronteiras dos domínios para se conseguir altas permeabilidades, as quais se denominam ligas brandas ou moles, conforme mostrado na Figura 4.1 (a).

De outro modo, em ligas cerâmicas, normalmente utilizadas como fontes de fluxo nas mais diversas aplicações, é necessário que a mistura desses materiais seja feita com base em granulometria controlada, tratamento térmico e prensagem sob orientação magnética definida, através de campos magnéticos de alta intensidade, com o objetivo de se conseguir orientação adequada dos seus domínios e potencializar altos valores de coercitividade face a campos magnéticos externos, ligas essas também conhecidas como duras ou rígidas, conforme evidenciado em (b), naquela figura, através de sua característica típica.

### 4.3 Aspecto macroscópico

Dentre as aplicações possíveis para estas últimas, vale observar que muito do recente progresso evidenciado no desenvolvimento dos dispositivos eletromecânicos a ímãs permanentes, se deve ao aperfeiçoamento das ligas magnéticas rígidas, dentre as quais se destacam as de Alnico e de Ferrites a partir dos anos trinta do século passado, como já citado, e da inclusão de elementos das terras raras, a partir da década de setenta daquele mesmo século [115]. No que diz respeito às suas curvas características, essas ligas se apresentam de forma bastante distintas, relativamente à indução remanente e ao campo coercitivo, denotando um aumento conseqüente do produto indução-campo  $(BH)_{MAX}$ , assim como de sua produção ao longo das últimas décadas, como mostrado na Figura 4.2, a seguir. As ligas de Alnico, compostas

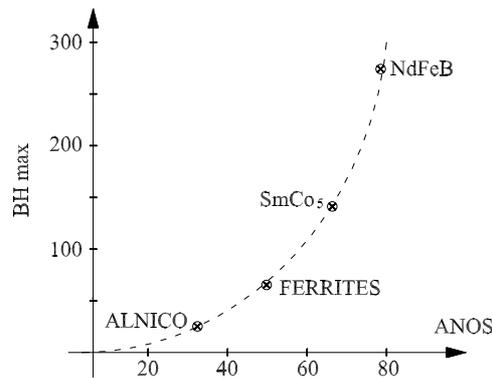


Figura 4.2: Evolução do produto  $BH_{max}$ [kJ/m<sup>3</sup>] para ligas rígidas

de Alumínio (*Al*), Níquel (*Ni*), Cobalto (*Co*) e Ferro (*Fe*) como material de base, apresentam a vantagem de possuir uma alta indução remanente (1.2 T) e uma temperatura máxima de trabalho da ordem de 520°C.

Por outro lado, um baixo valor de campo coercitivo (50 kA/m) e a não-linearidade da sua característica de desmagnetização, conforme mostrado na Figura 4.3, tornam seu uso bastante limitado, apesar de terem sido construídos motores de até 100 kW com base nessa liga, nos anos cinquenta. Atualmente, sua utilização se restringe a dispositivos de fraca reação da armadura, na sua grande maioria possuidores de grandes entreferros, dado ao risco de desmagnetização inerente a baixos valores de coercitividade.

As ligas de Ferrites, desenvolvidas a partir dos anos cinquenta têm, como elemento básico, os óxidos de Ferro com adição de Bário (*Ba*) ou Estrôncio (*Sr*) na sua cadeia

cristalina; possuem campo coercitivo bem maior (250 kA/m) que as de Alnico, podendo ser encontradas nos mais diversos formatos, com magnetização isotrópica ou anisotrópica, resistência elétrica significativa face às demais, além de custo por quilograma relativamente baixo; sua principal desvantagem é a baixa indução remanente (0.4 T), o que limita sua aplicação a dispositivos de potência fracionária empregados em máquinas ferramentas, com ou sem peças polares, apesar de serem ainda economicamente atrativas naquelas aplicações.

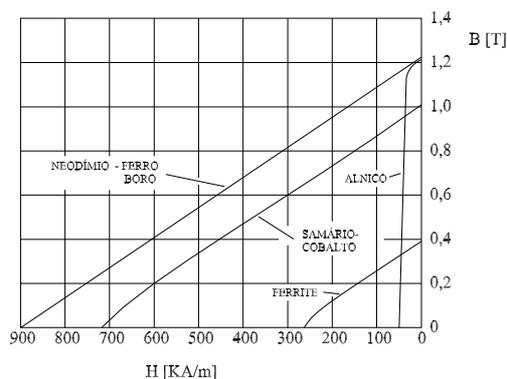


Figura 4.3: Características típicas para as principais ligas rígidas

A partir dos anos setenta evidenciou-se um grande avanço na pesquisa e desenvolvimento das ligas magnéticas rígidas, através da inserção dos elementos das terras raras, principalmente as adições de Samário (*Sm*) e Cobalto (*Co*), feito este que possibilitou a utilização de peças com altos valores de indução remanente e de coercitividade traduzindo-se, conseqüentemente, em produtos  $(BH)_{MAX}$  altamente significativos, face aos até então existentes. A primeira geração desses novos materiais tem, como base, as ligas de  $SmCo_5$  e  $SmCo_7$ , desenvolvidas e produzidas a partir dos anos setenta, na Europa e nos Estados Unidos.

Possuem altos valores de indução remanente (1.0 T) e de campo coercitivo (700 kA/m), além de apresentarem franca linearidade em suas características de desmagnetização; possuindo um limite máximo de temperatura operacional situado entre 250 - 300°C, abrangem seguramente a grande maioria das aplicações relativas às suas utilizações na construção eletromecânica. Por outro lado e a despeito de todas as vantagens citadas, o custo dessas ligas por unidade de peso ainda é relativamente alto o que, de certa forma, limita sua utilização em aplicações especiais ou específicas, como nas indústrias aeronáutica, de robótica e de

armamentos, dentre as principais [39].

A segunda geração das ligas que utilizam elementos das terras raras na sua composição, tem como base o Neodímio ( $Nd$ ), o Ferro ( $Fe$ ) e o Boro ( $B$ ), desenvolvida entre as décadas de oitenta e noventa, nos Estados Unidos e Japão. Apresenta, como principais vantagens, altos valores de indução remanente (1.2 T) e de campo coercitivo (900 kA/m), além de um custo, por unidade de peso, da ordem de setenta a noventa por cento do das ligas de Samário-Cobalto [74]. Noutro sentido, seu baixo valor limite de temperatura operacional ( $150^{\circ}C$ ) e a susceptibilidade à corrosão se apresentam como principais limitações funcionais.

Apesar de tais percalços, desenvolvimentos subseqüentes têm possibilitado aumentar aquele limite de temperatura em até  $50^{\circ}C$ , o que torna sua utilização bastante promissora desde então, dado ao menor custo relativo às ligas de primeira geração. Além disso, a possibilidade de encapsulamento com materiais anticorrosivos supera, em parte, a deficiência citada, em especial como proteção em ambientes de atmosferas agressivas.

Em termos de utilização vem substituindo gradativamente as ligas de Alnico e Ferrites na construção eletromecânica, aumentando significativamente as relações de potência-torque massivo, assim como de rendimento, nas mais variadas aplicações. A Tabela 4.1 apresenta o quadro resumo das principais propriedades das ligas magnéticas citadas, enfatizando os valores correspondentes às suas faixas típicas de variação, a partir de produtos atualmente disponíveis no mercado.

PROPRIEDADE	UNIDADE	ALNICO	FERRITES	SmCo <sub>5,7</sub>	NdFeB
Remanência ( $B_r$ )	Tesla	0.60-1.35	0.35-0.43	0.70-1.05	1.00-1.30
Coercitividade ( $H_c$ )	kA/m	40-130	180-400	800-1500	800-1900
Produto $(BH)_{MAX}$	kJ/m <sup>3</sup>	20-100	24-36	140-220	180-320
Limite $(T)_{MAX}$	$^{\circ}C$	500-550	250	250-350	80-200
Densidade	kg/m <sup>3</sup>	7300	4900	8200	7400

Tabela 4.1: Propriedades das principais ligas magnéticas rígidas

## 4.4 Circuito Magnético

A utilização das ligas rígidas já citadas, juntamente com aços de boa qualidade, tem assumido importância fundamental na construção eletromecânica, no que diz respeito à substituição da excitação clássica do tipo bobina-núcleo por ímãs permanentes. Tal alteração acarreta mudanças substanciais do ponto de vista da potência massiva, assim como dos níveis de indução nas diversas partes da máquina, quando a peça imantada, estabelecendo uma diferença de potencial magnético entre pólos de natureza distinta se configura, agora, como a fonte principal de fluxo indutor, do circuito magnético por pólo do dispositivo. Deste modo, sua representação em termos de circuito equivalente pode ser feita de

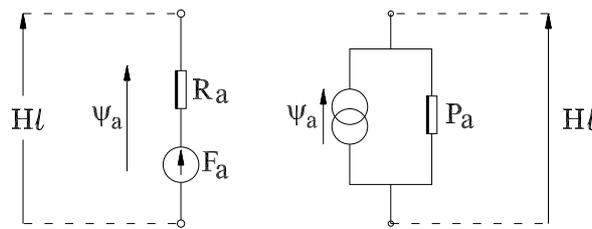


Figura 4.4: Representação equivalente - variantes Thévenin e Norton

forma análoga à de um circuito elétrico, através das correspondências fluxo-corrente, forças magnetomotrizes-tensão e permeância-condutância, respectivamente, conforme mostrado na Figura 4.4, caracterizando uma forma típica de seu modelo de análise.

Por sua vez, as peças imantadas nos circuitos magnéticos podem ser representadas através da associação de fontes de forças magnetomotrizes em série com relutâncias ou como fontes de fluxo em paralelo com permeâncias internas, à semelhança das equivalências de Thévenin e Norton, quando da análise de circuitos elétricos [1, 116].

Conforme referido anteriormente e a partir da natureza da liga rígida utilizada, o estado de magnetização do circuito em questão pode ser representado graficamente, no segundo quadrante de um diagrama fluxo-força magnetomotriz, como mostrado na Figuras 4.5 e 4.6 a seguir, em que os valores limites de suas variáveis, fluxo ( $\psi_r$ ), e força magnetomotriz ( $F_c$ ), explicitam condições limítrofes de operação para o circuito magnético referenciado.

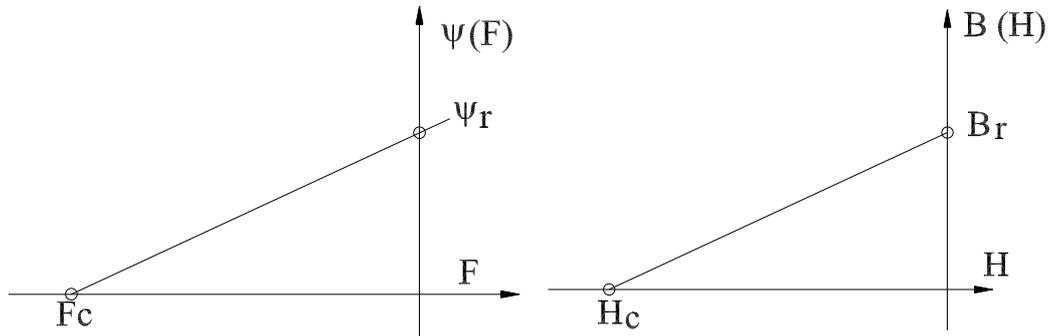


Figura 4.5: Característica  $\Psi(F) \times F$       Figura 4.6: Característica  $B(H) \times H$

A situação na qual o fluxo assume o valor de remanência  $\psi_r$ , caracterizada por uma força magnetomotriz de reação nula, representa a condição de curto circuito magnético operacional para o ímã, como se o mesmo se encontrasse totalmente envolvido por uma peça polar, fechando suas extremidades.

Em contrapartida, a condição de circuito aberto para o ímã seria caracterizada pela ausência de circulação de fluxo no circuito magnético, onde uma força magnetomotriz  $F_c$ , denominada força coercitiva, de mesma intensidade e de sentido contrário à do ímã, atuasse através de uma fonte externa.

## 4.5 Características

Sob condições usuais de funcionamento e em razão da existência de entreferros e de fugas de fluxo ao longo do percurso magnético, prevê-se que o ponto de operação do dispositivo se situe entre aquelas condições limítrofes do diagrama citado.

Por outro lado, é importante salientar que tanto o fluxo ( $\psi_r$ ), quanto a força magnetomotriz ( $F_c$ ), dependem não apenas das propriedades materiais vinculadas à liga utilizada mas também de suas dimensões físicas no circuito magnético caso em que a propriedade material, associada ao fluxo, é a indução magnética remanente ( $B_r$ ), cuja relação de equivalência é expressa por  $\psi_r = B_r S_a$ , sendo  $S_a$  a seção transversal da peça e aquela associada à força magnetomotriz é o campo coercitivo ( $H_c$ ), relacionada por  $F_c = H_c l_a$ , sendo  $l_a$  a dimensão do ímã na direção de magnetização.

Assim, um diagrama indução-campo [ $B(H) \times H$ ], que evidencia tais relações, deve ser

entendido como parte do laço de histerese do material que constitui a liga rígida, caracterizado pela permeabilidade relativa  $\mu_a$ , e mostrado no seu segundo quadrante, interligando os pontos de operação representativos das condições de circuito aberto e de curto circuito anteriormente citadas, em que para tal é válida a equivalência:

$$B(H) = \mu_a H + B_r \quad (4.1)$$

Notar ainda que sobre este segmento, chamado reta de recuo, os pontos de operação do circuito magnético têm suas coordenadas afetadas por  $(1/S_a)$  e  $(1/l_a)$ , relativamente a área da secção e a espessura do ímã. A partir de tais considerações evidencia-se que o posicionamento de uma peça imantada num circuito magnético altera substancialmente seu comportamento, quando comparado a excitações do tipo bobina-núcleo, seja quanto ao fluxo estabelecido ou quanto à permeabilidade do meio [32].

A propósito admita-se, para o caso do eletroímã mostrado na Figura 4.7, a seguir, que as dimensões ao longo da trajetória principal do fluxo seja  $l_a$  para o ímã, e  $l_e$  para o entreferro e que suas permeabilidades magnéticas sejam  $\mu_a$  e  $\mu_0$ , correspondentemente. Considerando-

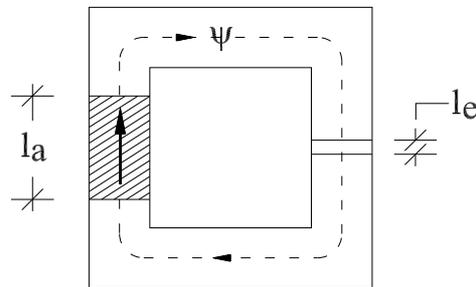


Figura 4.7: Eletroímã - percurso Amperiano

se, inicialmente, que todo o fluxo estabelecido esteja confinado no núcleo e que não haja dispersão ( $\psi_a = \psi_e$ ), pode-se escrever a seguinte relação entre os valores de fluxo e de indução aos níveis do ímã e do entreferro:

$$\begin{aligned} \psi &= \psi_a = \psi_e \\ B_a &= (S_e/S_a)B_e \end{aligned} \quad (4.2)$$

No caso, como a permeabilidade magnética do núcleo é consideravelmente maior que a do ar ( $\mu_{Fe} \gg \mu_0$ ), e o ímã é a única fonte de fluxo do circuito magnético, a lei circuital de

Ampère, aplicada ao percurso fechado daquele circuito, impõe a relação entre os campos magnéticos, a níveis do ímã e do entreferro, como sendo:

$$Hl + H_e l_e = 0$$

ou, ainda:

$$H_a l_a + H_e l_e = 0$$

da qual, substituindo  $H_e$  na equação (4.2), ao se fazer  $B_e = \mu_0 H_e$ , estabelece-se a seguinte relação de equivalência para o circuito magnético:

$$B(H) = -[\mu_0(l_a/l_e)(S_e/S_a)]H \quad (4.3)$$

donde, relativamente ao diagrama  $[B(H) \times H]$ , anteriormente mostrado, representa uma reta que passa pela origem, chamada reta de trabalho, cuja inclinação é condicionada pelas dimensões do ímã e entreferro, conjuntamente. Deste modo, o posicionamento do ímã nos

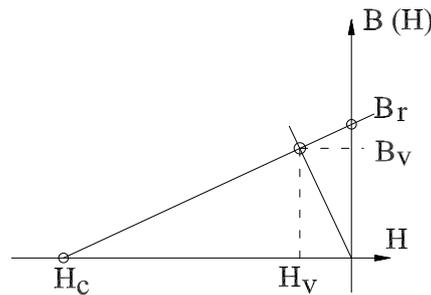


Figura 4.8: Característica  $B(H) \times H$

circuitos magnéticos com entreferro, estabelece uma relação indução-campo explicitada pela reta de trabalho (4.3), cuja intersecção com sua característica original, ou reta de recuo, define o ponto de operação  $(H_v, B_v)$ , conforme mostrado na Figura 4.8.

Neste sentido, é importante observar o grau de dependência deste ponto de operação, através de suas coordenadas  $(H_v, B_v)$ , com particularidades intrínsecas daquele circuito; assim e no que diz respeito à característica de desmagnetização do ímã, ou reta de recuo (4.1), pode-se escrever:

$$H = (1/\mu_a)[B(H) - B_r]$$

que, substituindo-se na equação da reta de trabalho (4.3) é explicitado:

$$B(H) = -[\mu_0(l_a/l_e)(S_e/S_a)](1/\mu_a)[B(H) - B_r]$$

em que, sendo as permeâncias associadas ao entreferro e ao ímã, definidas através das equivalências  $P_e = \mu_0 S_e / l_e$  e  $P_a = \mu_a S_a / l_a$ , respectivamente, tem-se:

$$B(H) = -(P_e / P_a)[B(H) - B_r]$$

por outro lado, como para o ponto de funcionamento do circuito magnético as expressões das retas de recuo e de trabalho se equivalem, e sua ordenada  $B_v$  vale:

$$B_v = [P_e / (P_a + P_e)] B_r \quad (4.4)$$

o que, para as mesmas secções transversais do ímã e entreferro, assim como se considerando  $\mu_a \cong \mu_0$ , pode-se também escrever:

$$B_v = [l_a / (l_a + l_e)] B_r$$

o que, por substituição na relação  $H = (1 / \mu_a)[B(H) - B_r]$  acima, pode-se expressar sua abscissa  $H_v$  sob a forma:

$$H_v = -(B_r / \mu_a)[P_a / (P_a + P_e)] \quad (4.5)$$

o que caracteriza, juntamente com a equação (4.4), as coordenadas do ponto de operação em vazio, para o circuito magnético em termos das permeâncias do entreferro e do ímã, respectivamente.

Levando agora em consideração as mesmas simplificações quanto às secções transversais e permeabilidades magnéticas feitas anteriormente, também é possível escrever:

$$H_v = -(B_r / \mu_a)[l_e / (l_a + l_e)]$$

Neste sentido, vale a pena ressaltar que as coordenadas do ponto de operação  $(H_v, B_v)$ , representadas pelas expressões (4.5) e (4.4) respectivamente, são condicionadas não apenas pelo valor da indução remanente estabelecido mas também através da vinculação de sua ordenada  $(B_v)$ , com a permeância do entreferro e de sua abscissa  $(H_v)$ , com a natureza e permeância da liga rígida utilizada.

É interessante notar que o conhecimento dessas grandezas  $(H_v, B_v)$ , explicitadas pelas equações (4.4) e (4.5), é fundamental numa primeira análise para a determinação do estado de magnetização do circuito magnético, na condição de vazio, segundo um entreferro arbitrado. Observe-se também que as considerações feitas até então quanto à inserção de uma peça imantada em um circuito magnético, são válidas e consoantes com o modelo adotado, quando o ímã se caracteriza como a única fonte de fluxo do dispositivo.

## 4.6 Condições de Vazio e em Carga

Nos casos mais gerais o efeito desmagnetizante de outras forças magnetomotrizes e, por conseqüência, de trajetórias secundárias de fluxo inerentes a esses circuitos, requer uma visão mais realista do dispositivo eletromecânico, o que acarreta maior grau de complexidade ao modelo de estudo e, neste sentido, às suas representações por circuitos magnéticos equivalentes e diagramas típicos do tipo indução-campo [32, 117].

Como forma de evidenciar tais aspectos Jufer, Hendershot e Bianchi [1, 32, 116], utilizam classicamente a representação linear do circuito magnético por pólo, segundo a variante de Norton, cujas diferenças de potencial magnético estabelecidas pelos ímãs e excitação dos enrolamentos, são associadas a fontes de fluxo e os elementos passivos às permeâncias internas do ímã, de dispersão ao longo do circuito, e do entreferro mecânico, ou equivalente de Carter, conforme mostrado na Figura 4.9, a seguir. Originalmente, as fontes de fluxo magnético

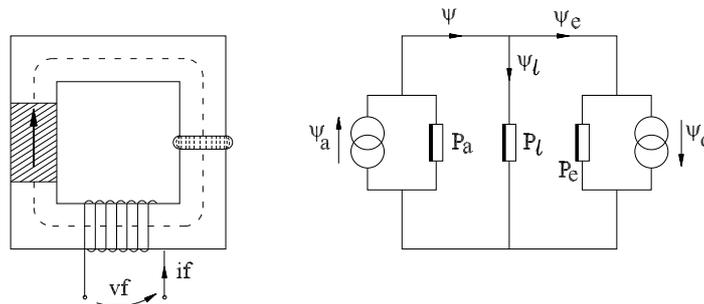


Figura 4.9: Representação equivalente - variante de Norton

consideradas provêm, essencialmente, das forças magnetomotrizes do conjunto ímã-fonte externa, as quais estão associadas aos fluxos do ímã ( $\psi_a$ ), e da excitação dos enrolamentos ( $\psi_d$ ), distribuindo-se no dispositivo através das peças polares e pelo ar circundante.

Segundo tal representação, a parcela de fluxo principal ( $\psi$ ), deve ser entendida como resultante das contribuições do ímã, mais força magnetomotriz dos enrolamentos, estabelecida ao longo da trajetória principal do circuito magnético por pólo do dispositivo. Por outro lado, o fluxo de dispersão ( $\psi_l$ ), também correspondente às fontes citadas, muito embora restrito a trajetórias outras, que não a principal, envolve não apenas o entreferro,

dado ao efeito de bordas, mas também percursos externos ao ímã e peças polares. Por fim, considera-se o fluxo de entreferro ( $\psi_e$ ), a parcela líquida do fluxo oriundo das fontes que, efetivamente, cruza o entreferro e se fecha através do trajeto principal do circuito.

Salienta-se que, em virtude da diferença entre as permeabilidades relativas aos materiais ferromagnéticos e do ar ( $\mu_{Fe} \gg \mu_0$ ), o fluxo principal se encontra quase que inteiramente confinado às peças polares. Neste sentido e vinculadas a cada um dos trajetos de fluxo citados, associam-se permeâncias correspondentes a diferentes zonas do circuito magnético, levando-se em consideração não apenas o meio envolvido mas também suas dimensões físicas.

Assim, relativamente à zona do entreferro, associa-se uma permeância ( $P_e$ ), de permeabilidade ( $\mu_0$ ), a qual subentende a área de superposição entre as peças polares e a dimensão do tubo de fluxo correspondente à separação entre elas, enquanto a permeância de dispersão ( $P_l$ ), relaciona as mesmas quantidades referidas aos trajetos de fluxo secundários, dissociados do percurso principal devido ao efeito de borda do entreferro e trajetórias externas às peças polares, tal como as interfaces ímã-peças polares [108, 115].

Por outro lado, uma particularidade deve ser ressaltada quanto à permeância do ímã ( $P_a$ ), na medida em que se entende associada a trajetos internos a peça imantada, que não emergem para as peças polares configurando, assim, uma propriedade inerente ao material que constitui a liga rígida utilizada.

No que diz respeito ao dispositivo em estudo, as considerações relativas à dispersão e ao efeito desmagnetizante da fonte de força magnetomotriz externa, alteram significativamente a representação dos seus pontos de operação no diagrama indução-campo.

Considere-se, inicialmente, apenas o ímã como referencial de excitação magnética ou como fonte de fluxo do circuito magnético, caso em que a associação fonte de fluxo ( $\psi_a$ ) em paralelo com a permeância ( $P_a$ ), equivale à imposição de uma diferença de potencial magnético ( $Hl$ ) aos terminais do circuito equivalente e corresponde à condição de vazio para o dispositivo, como ilustrado na Figura 4.10, a seguir; assim, a lei circuital de Ampère, aplicada ao circuito equivalente, possibilita escrever:

$$Hl + H_e l_e = 0 \quad (4.6)$$

$$Hl + H_l l_l = 0 \quad (4.7)$$

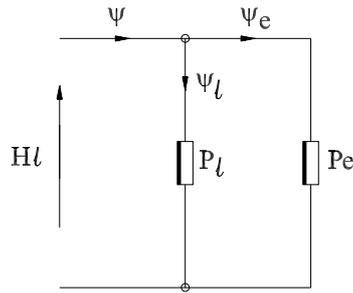


Figura 4.10: Circuito equivalente - condição de vazão

o que, para secções transversais semelhantes,  $S_a = S_e = S$ , acarreta:

$$\psi = BS = \psi_l + \psi_e \quad (4.8)$$

Como as parcelas de fluxo podem ser expressas como o produto das permeâncias pelas forças magnetomotrizes tem-se, da equação (4.8):

$$\psi = BS = H_l l_l P_l + H_e l_e P_e$$

isolando o produto  $Hl$  em (4.6) e (4.7), tem-se:

$$H_l l_l = H_e l_e = -Hl$$

o que, por substituição na equivalência anterior, pode-se escrever:

$$\psi = BS = -HlP_e - HlP_l$$

deste modo:

$$B(H) = -(l/S)(P_e + P_l)H \quad (4.9)$$

que corresponde, no diagrama indução-campo  $[B(H)xH]$ , a uma nova reta de trabalho, considerando-se agora a dispersão no circuito magnético. Por outro lado e se admitindo que as trajetórias de dispersão nas interfaces ímã-peças polares sejam prevalentes face às demais, pode-se expressar o fluxo como sendo,

$$\psi \simeq H_l l_l P_l \simeq -HlP_l$$

no caso, como a secção transversal subentendida vale  $S$ , é possível escrever:

$$B = -(l/S)P_l H \quad (4.10)$$

o que corresponde, no mesmo diagrama indução-campo, a uma reta associada à dispersão do ímã, como mostrado na Figura 4.11, a seguir.

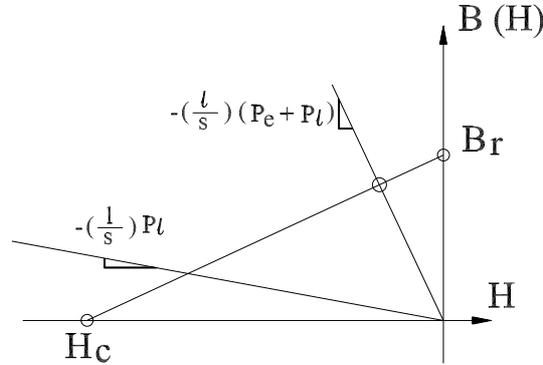


Figura 4.11: Diagrama BH - Características do ímã, de recuo e de dispersão

Ao ser incorporada ao circuito uma força magnetomotriz externa, representada pela fonte de fluxo ( $\psi_d$ ), faz-se presente uma ação desmagnetizante à diferença de potencial magnético estabelecida pelo ímã, acarretando uma nova distribuição de parcelas de fluxo no circuito magnético. Tal situação representaria a condição de carga para o mesmo, através da excitação dos enrolamentos, modificando a configuração do circuito equivalente e caracterizada pela força magnetomotriz de reação, conforme mostra a Figura 4.12, a seguir.

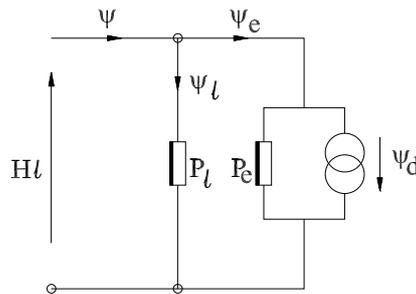


Figura 4.12: Circuito equivalente - condição de carga

Deste modo, pode-se expressar, agora, as equações de definição para as forças magnetomotrizes como sendo:

$$Hl + H_e l_e = -Ni \tag{4.11}$$

$$Hl + H_l l_l = 0 \tag{4.12}$$

para as mesmas considerações anteriormente feitas e relativamente às secções transversais do ímã e peças polares, explicita-se, então:

$$\psi = BS = \psi_l + \psi_e + \psi_d$$

para a qual, sendo  $\psi_d$ , o fluxo de reação desmagnetizante, tem-se,  $\psi_d = -NiP_e$ ,

$$\psi = BS = H_l l_l P_l + H_e l_e P_e - NiP_e = -HlP_l - HlP_e - NiP_e$$

ou, ainda:

$$\psi = -(Ni + Hl)P_e - HlP_l$$

deste modo, a reta de trabalho para esta condição vem a ser expressa por:

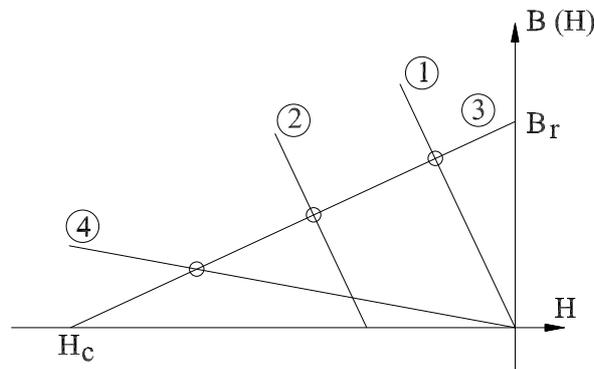


Figura 4.13: Diagrama BH - condição de carga

$$B = -(l/S)(P_e + P_l)H - (l/S)NiP_e$$

o que, em termos das permeâncias associadas, pode ser reescrita como:

$$B = -(l/S)(P_e + P_l)[H + (Ni/l)(P_e/P_e + P_l)] \quad (4.13)$$

Assim e para o diagrama indução-campo, mostrado anteriormente na Figura 4.13, evidencia-se a mesma reta de trabalho expressa pela equação (4.3), deslocada da posição correspondente à condição de vazio e relativamente ao eixo das abscissas ( $H$ ), conforme mostrado simbolicamente no diagrama  $[B(H) \times H]$  da mesma figura.

Neste sentido, e mesmo estando condicionada às condições de vazio e de forças magnetomotrizes fortemente desmagnetizantes, a faixa operacional do dispositivo corresponde,

naquele diagrama, ao deslocamento horizontal da reta de trabalho (2), entre as posições limítrofes de intersecção com a reta de recuo, em vazio (1), e com a de dispersão (4), segundo suas características de definição.

Conforme salientado, o desenvolvimento dos materiais utilizados na eletromecânica está ligado, prioritariamente, às necessidades de confinamento do fluxo, no circuito magnético por pólo do dispositivo, como meio funcional ao estabelecimento dos campos que ali interagem, quando da sua operação.

Tais necessidades vêm sendo atendidas fundamentalmente, pelo contínuo aperfeiçoamento das laminações ferromagnéticas em sua trajetória tecnológica, caracterizada pelos baixos índices de perda por unidade de peso, a cada nova geração desses materiais.

Evidencia-se, assim, que a adição de diferentes elementos ao óxido de ferro, como material de base, associada à constante evolução de novos processos na metalurgia e engenharia de materiais, tem acarretado não apenas uma diversidade maior dessas ligas brandas mas também um aumento significativo na permeabilidade magnética desses materiais potencializando, por sua vez, o aumento da potência massiva dos dispositivos e o rendimento de sua conversão.

Por outro lado, no que concerne às ligas rígidas, levantamentos realizados com base em suas características intrínsecas, assim como em custos envolvidos em sua produção, ensejam uma classificação preliminar, relativa às suas aplicações preferenciais.

Segundo referidos critérios, as ligas derivadas do Alnico seriam utilizadas, fundamentalmente, em dispositivos de baixíssimos níveis de forças magnetomotrizes, tais como conversores de sinais e assemelhados, aquelas com base nas Ferrites, com predominância de uso em dispositivos de potência fracionária e de pequena potência, e as adições de terras raras, com progressiva consolidação em utilizações nas quais fossem exigidos fortes campos desmagnetizantes, como no caso de conversores eletromecânicos de pequena e média potência.

No que diz respeito ao modelo de estudo, evidencia-se que a representação da estrutura por seu circuito magnético por pólo, se constitui como de fundamental importância e de plena consolidação no anteprojeto do dispositivo. Nesta representação apela-se para as correspondências fluxos-correntes e forças magnetomotrizes-tensões, em termos de circuitos equivalentes, baseadas nos parâmetros dimensionais e eletromagnéticos, diretamente

vinculados à estrutura em estudo.

Deste modo, associado a um diagrama indução-campo, característico da liga rígida utilizada, pontos de operação correspondentes às condições de vazio, de carga e de desmagnetização do material, são determinados e se vinculam diretamente às características, ou retas, de recuo, trabalho e de dispersão, do circuito magnético por pólo anteriormente referenciado.

Ressalte-se ainda que tais posicionamentos estão estreitamente associados a condições preferenciais do produto  $(BH)_{MAX}$  da liga utilizada, assim como àquelas de sobrecarga e de desempenho funcional, previamente especificadas para a estrutura.

# Capítulo 5

## Configurações a Ímãs

### 5.1 Introdução

A utilização de máquinas síncronas de rotores do tipo bobina-núcleo é considerada, até então, um paradigma da engenharia, sobretudo no que diz respeito à geração de energia elétrica em grande escala [31, 118]. Ao operar como motor, o uso deste tipo de estrutura é também conhecido na eletromecânica desde os primórdios do acionamento elétrico [108]. Entretanto, problemas ligados a condições de partida e perda de sincronismo sob brusca variação do torque resistente da carga, se configuram como importantes limitações a esses conversores. Por outro lado, a necessidade de excitação por contatos deslizantes, como em máquinas de corrente contínua, apresenta-se como outro fator limitante à sua operação em velocidades elevadas tal como em ambientes de atmosferas susceptíveis a ignição, como é o caso das indústrias químicas, do petróleo e da exploração mineral, dentre outras.

Deste modo, a adoção de rotores excitados por ímãs permanentes nos dispositivos eletromecânicos tem-se colocado como uma alternativa interessante a esses propósitos, possibilitando a superação de alguns desses problemas identificados com a estrutura do tipo bobina-núcleo, além de dotar o acionamento de boas características funcionais, relativas à potência massiva, operação em frequências elevadas e desempenho operacional. Neste sentido, diferentes variantes têm sido estudadas para a construção desses rotores, condicionadas principalmente pela natureza, forma e possibilidade de fixação dos ímãs à sua estrutura.

## 5.2 Circuito Magnético por Pólo

A partir das variantes propostas estabelecem-se configurações correspondentes sob o ponto de vista do circuito magnético por pólo, representação esta que diz respeito à região envolvendo partes do estator, entreferro e rotor da estrutura, caracterizadas pela circulação do fluxo magnético em um percurso fechado, ou percurso Amperiano, de dimensão transversal correspondente a  $\pi$  radianos elétricos, caso em que se evidencia sempre o mesmo motivo geométrico-espacial definido pela seqüência polar, alternando-se a cada vez, por excitações magnéticas de natureza distinta. De modo ilustrativo, a figura 5.1 mostra, genericamente, a

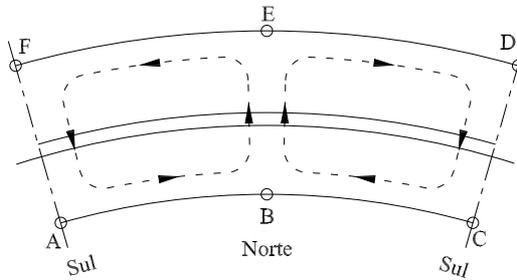


Figura 5.1: Circuito magnético por par de pólos

constituição de dois circuitos magnéticos por pólo de um dispositivo ou de um circuito por par de pólos, em que, no caso, a seqüência dente-ranhura da armadura é substituída pelo entreferro de Carter correspondente. Dado à diferença de permeabilidades entre os meios, ( $\mu_{Fe} \gg \mu_{imã} \simeq \mu_0$ ), o confinamento do fluxo em cada circuito é assumido pela condição de Dirichlet [119, 120], segundo os contornos ABC e DEF, enquanto que a antiperiodicidade magnética é delimitada pela condição de Neumann, a partir das fronteiras radiais e intermediárias à seqüência polar.

## 5.3 Configurações Típicas

Conforme salientado em capítulo anterior, pesquisas recentes levadas a efeito em novos materiais magnéticos e na eletrônica de potência, podem ser consideradas elementos deter-

minantes à aplicação das máquinas a ímãs permanentes ao acionamento industrial. Tais desenvolvimentos têm direcionado uma nova perspectiva quanto ao projeto e utilização desses conversores, associados aos processos de concepção assistida, a uma razoável diversidade de configurações [117, 121]. Em referência à topologia do circuito magnético por pólo, tais

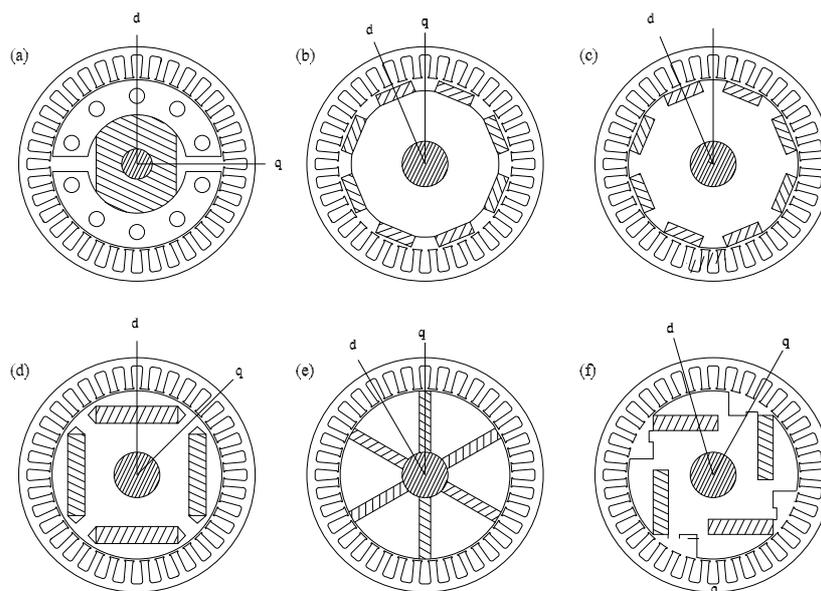


Figura 5.2: Configurações SPM-IPM típicas - eixos referenciais

variantes se encontram estreitamente ligadas à disposição das peças imantadas no rotor do dispositivo e, neste sentido, Hendershot, Miller e Bianchi [1, 116] se referem a máquinas a ímãs externos (SPM), ou internos (IPM), caso se encontrem posicionados superficialmente ou engastados no seu interior, respectivamente.

Um exemplo ilustrativo de parte das disposições típicas encontradas é mostrado na Figura 5.2 na qual, a partir do arranjo bidimensional dos ímãs na estrutura do rotor, visto de sua secção transversal, são evidenciadas algumas configurações a ímãs posicionados exteriormente (SPM), e no seu interior (IPM), para diferentes números de pólos do dispositivo.

No caso, o rotor mostrado na Figura 5.2(a) tem, como antecedentes, os primeiros protótipos construídos com ligas de Alnico, em geral de pequena potência, de dois a quatro pólos, sem peças polares e montados diretamente sobre o eixo, através de uma coroa amagnética. Em 5.2(b), apresenta-se a construção típica de um rotor a ímãs exteriores (SPM)

possuindo, frequentemente, uma proteção centrífuga de forma cilíndrica, constituída por um aglomerado de fibras e resinas epóxicas para sua retenção, a qual, quando executada a partir de materiais metálicos amagnéticos, funciona também como elemento de partida e de proteção à desmagnetização. Do ponto de vista da direção de magnetização, radial ou paralela, apresenta um nível de indução no entreferro, menor que o dos ímãs utilizados, geralmente de terras raras mas não possui diferença de saliência, segundo os eixos direto e em quadratura (d-q).

Apesar de comportar ímãs colados e engastados numa estrutura sem peças polares, o rotor mostrado em 5.2(c), é considerado a ímãs interiores (IPM-Inset) possuindo, normalmente, proteção cilíndrica de constituição e funcionalidade similar às do tipo (SPM); todavia, apresentando saliência inversa em relação aos eixos d-q, e tensões a vazio de menor intensidade que as do tipo anterior, mostrado em 5.2(b).

De construção fortemente protegida face a esforços centrífugos, através de peças polares, o rotor mostrado em 5.2(d), a ímãs interiores (IPM), pode apresentar importante saliência inversa relativamente aos eixos d-q, a depender das relações dimensionais adotadas; no entanto, estabelece menores níveis de indução no entreferro que a do ímã utilizado.

O exemplo de construção clássica do rotor a ímãs internos (IPM), com peças polares, é mostrado em 5.2(e), o qual possui magnetização transversal à direção axial do dispositivo e saliência inversa relativa aos eixos d-q. No caso, é possível explorar o efeito de concentração de fluxo a nível do entreferro, a partir de suas relações dimensionais e do número de pólos do dispositivo.

Também de ímãs internos (IPM) e de magnetização transversal ao eixo de rotação, o rotor apresentado em 5.2(f) possui, como característica estrutural, a distribuição assimétrica do fluxo por pólo, considerada uma versão modificada e de construção relativamente complexa, dos casos (IPM) anteriormente citados; apresenta saliência inversa, no tocante ao acoplamento magnético segundo os eixos d-q, e normalmente é dotado de gaiola amagnética, para efeito de partida e de proteção à desmagnetização.

## 5.4 Configurações SPM - IPM

Dos casos apresentados e muito embora a disposição estrutural dos ímãs no rotor enseje uma classificação preliminar do tipo de configuração, seja a ímãs externos (SPM) ou a ímãs internos (IPM), com ou sem peças polares, o critério de saliência direta ou inversa é determinante para esses dispositivos [121, 122] e diz respeito à existência ou não de diferenciação quanto ao acoplamento magnético, segundo os eixos direto (d) e em quadratura (q) da máquina.

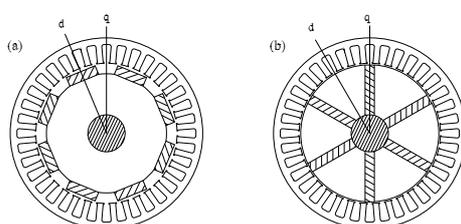


Figura 5.3: Estruturas SPM e IPM

Neste sentido e face às suas principais características, os rotores a ímãs externos (SPM) podem ser considerados como de construção aparentemente mais simples, muito embora requeram, normalmente, a utilização de ligas de alta densidade energética. Face à exposição dos ímãs na superfície do rotor, a adição de elementos de fixação, proteção e de amortecimento, é sempre necessária, haja vista os efeitos da reação da armadura e de problemas associados com a retenção mecânica, o que acarreta significativos custos de produção.

Por outro lado e se excetuando a necessidade de coroa amagnética sobre o eixo, os rotores do tipo a ímãs internos (IPM) são de construção relativamente simples e de robustez operacional superior à dos ímãs externos (SPM). A interposição de peças polares no seu interior os torna praticamente imunes a ações de correntes induzidas diretamente sobre os ímãs e de efeitos provenientes de esforços centrífugos sobre a retenção mecânica e balanceamento.

No caso das configurações (IPM) à magnetização transversal e a depender do número de pólos adotados, é possível impor, a nível do entreferro, um valor médio de indução superior ao da remanência do ímã [37], possibilitando o uso de ligas de baixa densidade energética no projeto acarretando, portanto, menores custos de produção.

Em ambos os casos é sempre possível evidenciar diferenças e vantagens entre um ou outro

tipo de configuração; no entanto, elementos de definição ou de escolha em nível de projeto, estão sempre a depender de aspectos técnico-econômicos e da natureza do acionamento a ser utilizado. Requisitos ligados ao nível de potência, faixa de velocidades, taxa de aceleração e robustez construtiva, assim como custos envolvidos, são os que delimitam ou definem a configuração a ser escolhida para cada aplicação.

Vale observar, no tocante à escolha do ímã a ser utilizado e apesar dos recentes desenvolvimentos em novas ligas rígidas cerâmico-metálicas sinalizarem uma queda acentuada nesta fração de custos envolvidos [101], que a diferença de preços em relação às ligas, de alta e de baixa densidade energética, ainda é muito significativa, o que a torna um importante elemento de ponderação quando da escolha definitiva da configuração a ser escolhida.

## 5.5 Definição da Configuração

A solução ao problema do projeto na eletromecânica consiste na determinação de um dispositivo cujas características funcionais atendam às especificações propostas, dentro de uma faixa de restrições colocada pela demanda e que se fundamente numa base de dados envolvendo não apenas valores típicos e limites das principais grandezas mas contemple, também, as diferentes naturezas e propriedades dos materiais utilizados.

No caso particular das máquinas a ímãs, tais considerações se traduzem no cálculo adequado de cargas elétrica e magnética específicas da estrutura, de modo a que o dispositivo desenvolva torque e potência compatíveis, segundo determinado ciclo de trabalho, sem que haja risco de desmagnetização e de rendimento da conversão sempre igual, ou além, do anteriormente previsto pelas especificações.

Com relação aos procedimentos analíticos que se materializam nos protótipos calculados e desenvolvidos neste trabalho, adotou-se um sequenciamento fundamentado em circuitos magnéticos equivalentes, através de rotinas iterativas baseadas na configuração ou estrutura eletromagnética definida, para posterior tratamento e análise por cálculo de campos [116, 117, 123].

A Figura 5.4, a seguir, evidencia a linha de desenvolvimento do processo, em que suas principais etapas são identificadas através de numeração correspondente e alteradas com base em ponderações relativas à grandezas de interesse envolvidas. Tal sequenciamento

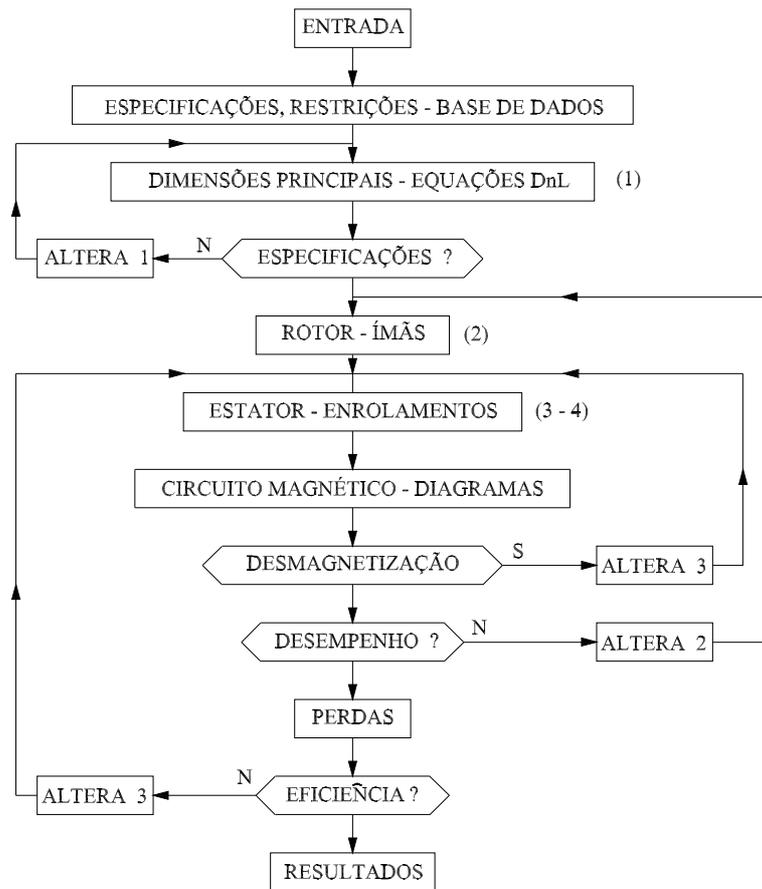


Figura 5.4: Organograma geral de projeto

configura-se na determinação das dimensões principais da estrutura, no dimensionamento do rotor e estator, além da estimativa de perdas e checagem de restrições, como forma de verificação das especificações formuladas em atendimento à solução de projeto, para casos em que não se impõem restrições dimensionais a grandezas de definição da estrutura.

Neste sentido é feito um descritivo de cada unidade de importância ao caso, seguido de fluxogramas ilustrativos de cada etapa ou módulo de procedimento, contemplando as principais grandezas ou fases significativas do processo em curso.

### 5.5.1 Dimensões Principais

No que diz respeito aos fatores que condicionam o processo de dimensionamento da estrutura, seja ela a ímãs externos (SPM) ou internos (IPM), evidencia-se que o tipo de acionamento e o nível de potência da conversão, influenciam diretamente a proporcionali-

dade de suas dimensões principais, sobretudo no tocante à relação entre o diâmetro rotórico ( $D$ ) e o comprimento axial ( $L$ ). Deste modo, é natural que dispositivos de forma discoidal ( $D \gg L$ ), melhor se adequem a regimes de baixas velocidades, no seu ciclo de funcionamento, que aqueles de forma tubular ( $D \ll L$ ), característicos de aplicações que imponham altas taxas de aceleração e de velocidade.

Com base nos dados preliminares do tipo de acionamento a ser utilizado é possível definir o número de pólos do dispositivo, em função da frequência base da geração a qual, associada ao nível de potência como restrição de projeto, estabelece o torque de regime a ser desenvolvido [107, 124]. Tomando por base os tipos clássicos de estruturas referenciados nas de ímãs externos (SPM), o número de pólos e a razão de aspecto polar praticamente condicionam a dimensão do diâmetro rotórico; para aquelas a ímãs internos (IPM), de magnetização transversal, a relação entre a altura do ímã e o passo polar proporciona o nível de concentração de fluxo a nível do entreferro a ser imposto o qual, juntamente com o número de pólos estabelecido, define o diâmetro para este tipo de estrutura. Com relação ao

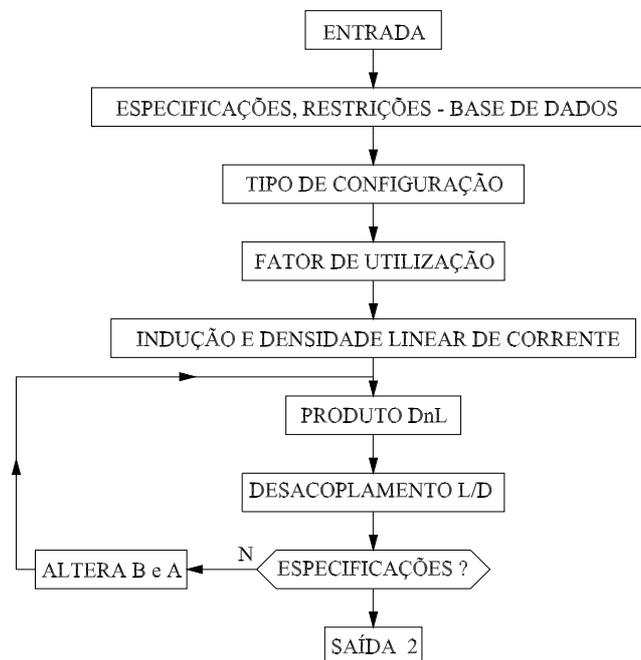


Figura 5.5: Dimensões principais - etapa (1)

comprimento axial, cujo desacoplamento nas equações gerais da forma ( $D^n L$ ) é realizado através do estabelecimento do passo polar, como parâmetro de escala, conforme seqüencia-

mento mostrado na Figura 5.5, Liwschitz, Boldea e Lipo [29, 109, 125], recomendam faixas típicas de variação, a depender do tipo de estrutura em consideração. Entretanto, é oportuno observar que a fixação desta grandeza é de relativa criticidade, do ponto de vista do dimensionamento na medida em que, muito embora valores majorados acarretem elevação dos níveis de potência e torque, passíveis de serem desenvolvidos, proporcionam também maiores índices de perdas ôhmicas, assim como de massa e volume do dispositivo, afetando diretamente o rendimento da conversão e a potência massiva da estrutura.

### 5.5.2 Rotor

Como demonstrado anteriormente, o dimensionamento de uma configuração a ímãs permanentes faz apelo não apenas ao conjunto de especificações e restrições, do ponto de vista da demanda, mas também a características dos materiais, assim como à forma do dispositivo a ser projetado. No caso da estrutura a ímãs externos sem peças polares (SPM), o

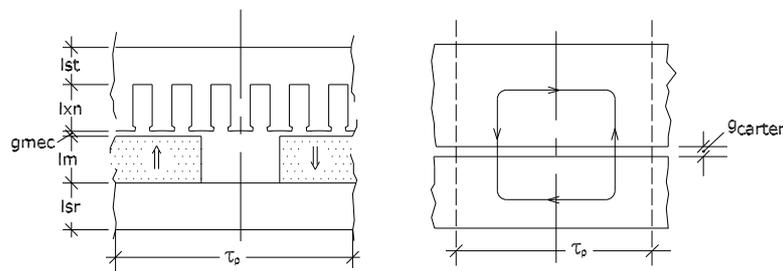


Figura 5.6: Estrutura SPM - parametrização dimensional

posicionamento dos ímãs na periferia do rotor, segundo uma razão de aspecto polar ( $\beta$ ) de valor menor que a unidade, impõe um nível de indução magnética ( $B_g$ ) no entreferro, sempre menor que a remanência da liga ( $B_r$ ), utilizada na sua constituição. De característica  $B_m(H_m) = \mu_r \mu_0 H_m + B_r$ , este nível de indução, correspondente ao circuito magnético por pólo da estrutura, depende efetivamente da dimensão do entreferro mecânico estabelecido ( $g_{mec}$ ), e da geometria ranhurada do estator. Ao se levar em conta a conservação do

fluxo na ausência de dispersão ao longo de sua trajetória principal, ilustrado na Figura 5.6, escreve-se:

$$B_m S_m = B_g S_g$$

Deste modo, relativamente ao passo de ranhura ( $\tau_{rh} = wt + ws$ ) correspondente ao se considerar  $wt$  a espessura do dente e  $ws$  a abertura da ranhura, assim como,  $l_m$  a espessura do ímã, expressa-se a indução magnética no entreferro para este tipo de estrutura, como sendo:

$$B_g = [l_m / (l_m + \mu_r k_c g_{mec})] B_r$$

No caso,  $k_c$  é o coeficiente de Carter, o qual relativiza a zona ranhurada do estator mais entreferro mecânico, a um entreferro liso equivalente expresso por  $g_c = k_c g_{mec}$ . Esta zona fictícia, denominada entreferro ou referencial de Carter, tem importância capital no dimensionamento do circuito magnético por pólo da estrutura [126], calculada em função de grandezas da interface rotor-estator, cuja normalização é expressa pelo citado coeficiente, como  $k_c = \tau_{rh} / (\tau_{rh} - \gamma_c g_{mec})$ , e pelo fator interno  $\gamma_c$ , explicitado por:

$$\gamma_c = (4/\pi) \left[ (ws/2g_{mec}) (\arctan(ws/2g_{mec})) - \ln \sqrt{1 + (ws/g_{mec})^2} \right]$$

Inversamente, caso sejam fixados o valor médio da indução a nível do entreferro e o entreferro de Carter correspondente, pode-se expressar a espessura do ímã como:

$$l_m = \mu_r g_c B_g / (B_r - B_g)$$

Por outro lado, na configuração a ímãs internos com peças polares (IPM), os ímãs são engastados diretamente no rotor do dispositivo, como mostrado na Figura 5.7, os quais possuem magnetização transversal relativamente à posição axial, carecendo de uma coroa amagnética na sua base, sobre o eixo de rotação, para o direcionamento adequado do fluxo através do entreferro. Neste caso, a dimensão radial ou altura do ímã ( $w_m$ ), exerce importância fundamental sobre o efeito de concentração do fluxo a nível do entreferro, assim como a razão de aspecto polar ( $\beta$ ), expressa pela relação entre o arco que define a face da sapata ( $\tau a$ ) e o passo polar ( $\tau p$ ). Deste modo, como o fluxo útil provém da contribuição de dois ímãs adjacentes no mesmo circuito magnético por pólo, existe uma proporcionalidade direta entre o valor médio da indução magnética estabelecido no entreferro ( $B_g$ ) e aquele do

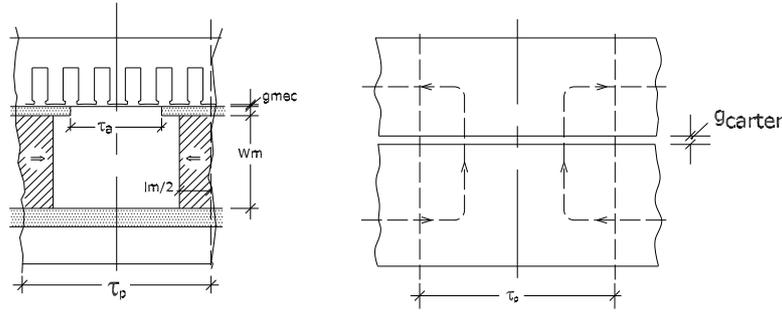


Figura 5.7: Estrutura IPM - parametrização dimensional

próprio ímã ( $B_m$ ), dada pela relação entre as superfícies que subentendem o arco polar e o ímã correspondente, ou seja:

$$B_g (\beta \tau p L) = B_m (2 w_m L)$$

Então, a relação ( $f_{CON} = 2 w_m / \beta \tau p$ ) explicita a intensidade ou grau de concentração de fluxo ao nível do entreferro, ou referencial de Carter, passível de ser estabelecido por este tipo de configuração, denominado fator ou coeficiente de concentração ( $f_{CON}$ ); assim e se desprezando a dispersão ao longo do percurso fechado no circuito magnético por pólo, pode-se escrever,

$$H_m l_m + 2 g_c (B_g / \mu_0) = 0$$

o que, juntamente com a equação característica da liga utilizada,  $B_m(H_m)$ , se expressa a indução magnética no entreferro, para este tipo de estrutura, como sendo:

$$B_g = [(l_m w_m) / (2 \mu_r g_c w_m + l_m \beta \tau p / 2)] B_r$$

por outro lado e a partir da fixação do valor médio da indução no referencial de Carter, pode-se expressar, para este tipo de estrutura, a espessura do ímã, como sendo:

$$l_m = \mu_r g_c w_m / [(B_r / B_g) w_m - (\beta \tau p / 2)]$$

Como visto, o dimensionamento do rotor do dispositivo, simbolicamente mostrado na Figura 5.8, está associado diretamente ao posicionamento dos ímãs, segundo a configuração

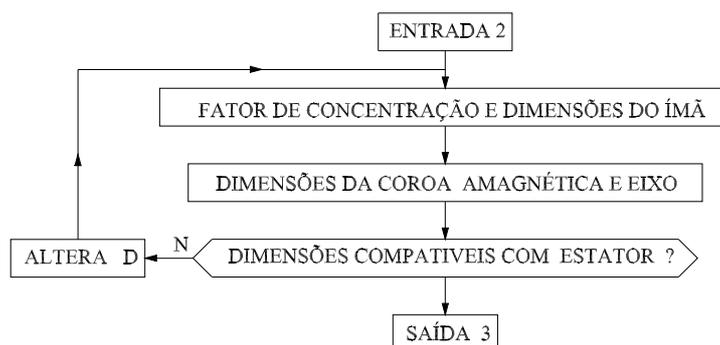


Figura 5.8: Dimensionamento do rotor - etapa (2)

escolhida e compatibilidade dimensional com o estator, de modo a assegurar suas retenção e estabilidade necessárias, quando do seu ciclo de trabalho.

Deste modo, a definição da forma e a natureza dos ímãs, estão ligadas ao estabelecimento de determinado nível de indução no entreferro da máquina, de modo adequado e compatível com sua operação, e menor índice de dispersão possível.

Atente-se para o fato de que alterações na indução magnética a nível do entreferro, independente do tipo de configuração, acarretam variações subseqüentes no fator de utilização e na permeância do circuito magnético, seja pelo aumento da espessura do ímã ou por redução dimensional do entreferro. Em todo caso, a majoração dessa grandeza é limitada pela capacidade de circulação do fluxo pelos dentes estatóricos, sem que se estabeleça excessiva saturação nessa região o que, de certa forma, influencia na definição da área útil da ranhura e, por conseqüência, na carga elétrica específica a ser estabelecida.

### 5.5.3 Estator

A definição do estator da estrutura é função da densidade linear de corrente a ser imposta ou carga elétrica específica ( $A$ ), para a qual, segundo Hamdi, Hanselman e Lipo [109, 123, 127], são adotados valores típicos que se situam entre 8 - 15 kA/m, para dispositivos de potência fracionária [128], e entre 10 - 40 kA/m, para aqueles de pequena e média potência. Construtivamente, a carga elétrica específica diz respeito à alocação e excitação dos enrolamentos da estrutura, razão pela qual se encontra diretamente associada ao número e geometria construtiva das ranhuras.

A partir do conhecimento do número de pares de pólos do dispositivo, aquele de ranhuras estatóricas ( $n_{rh}$ ), é normalmente condicionado pelo potencial conteúdo harmônico das grandezas a serem estabelecidas, razão por que se recomenda que a relação com o número de fases e de pólos ( $q$ ), anteriormente definidos seja, preferencialmente, de valor inteiro e maior que a unidade. A adoção de valores fracionários para esta relação, muito embora potencialize formas de ondas senoidais das grandezas acarreta, por outro lado, maior complexidade construtiva quanto à execução dos enrolamentos da máquina.

Especificado o número total de ranhuras determina-se a espessura do dente ( $wt$ ), associada ao passo de ranhura no circuito magnético por pólo, em função do material a ser utilizado e do nível de saturação admissível naquele elemento, assim como de sua relação com a abertura média da ranhura.

No caso, Boldea e Lipo [109, 118] recomendam valores preferenciais para a razão abertura-passo de ranhura ( $ws/\tau_{rh}$ ), da ordem de quatro a seis décimos (0.4 - 0.6), condicionados pelo nível de saturação nos dentes e pela maximização do produto entre a indução magnética e a densidade linear de corrente, a nível do entreferro da estrutura o que, por sua vez, maximiza correspondentemente o fator de utilização de projeto.

Por decorrência, a dimensão do diâmetro de fundo da ranhura ( $D_{rh}$ ), e sua área de estamparia ( $S_{rh}$ ), podem ser determinadas de modo subsequente, através do conhecimento da densidade de corrente a ser imposta aos condutores ( $J$ ), a qual normalmente se situa entre 3 e 6 A/mm<sup>2</sup>, como faixa típica de valores para acionadores de uso geral. Determina-se, então,  $D_{rh} = D + 2g_{mec} + 2d_s$ , a partir da dimensão radial correspondente, ou altura da ranhura ( $d_s$ ), expressa como:

$$d_s = A/(\sqrt{2}Jk_{Cu}(1 - wt/\tau_{rh}))$$

em que na equivalência,  $A$ ,  $\sqrt{2}J$  e  $k_{Cu}$ , correspondem, respectivamente, à carga elétrica específica, à amplitude da densidade de corrente e ao coeficiente de preenchimento dos condutores por ranhura, ou fator de cobre.

Em termos do circuito magnético por pólo, as trajetórias parciais do fluxo concatenado aos condutores, se enlaçam através da coroa estatórica. Neste sentido, sua dimensão radial ( $d_c$ ), é função do número de ranhuras por fase e por pólo ( $q$ ), da superfície útil necessária à dissipação de calor ao meio exterior e do nível de saturação permissível para esta região

estimado normalmente, entre 1.0 - 1.3 Tesla.

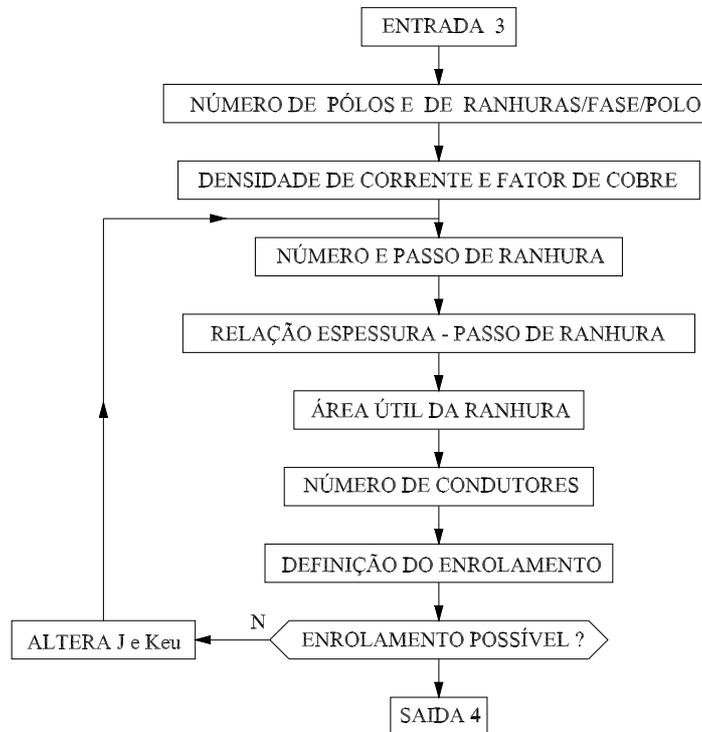


Figura 5.9: Dimensionamento do estator - etapas (3) e (4)

Deste modo, o conhecimento da dimensão radial da coroa estatórica assim como das demais grandezas dimensionais, determinadas anteriormente, possibilita a fixação do diâmetro externo da estrutura  $D_0 = D_{rh} + 2d_c$ , complementando preliminarmente a definição de sua configuração, do ponto de vista eletromagnético, conforme esquematicamente ilustrado na Figura 5.9.

Vale a pena ainda observar que a variação no produto do número de espiras pela corrente circulante pode acarretar efeitos distintos do ponto de vista da carga elétrica específica e, em alguns casos, controversos. Um aumento no número de espiras do enrolamento pode estar associado a um nível menor de corrente por fase, o que potencializa um aumento na eficiência do dispositivo; noutro sentido, pode significar a necessidade de ranhuras de maior área, ou dentes mais estreitos, passível de acarretar maior índice de saturação nesta zona, ou região estatórica.

Em todo caso, como os fatores de utilização são expressos, essencialmente, através do produto das cargas elétrica e magnética específicas, Hamdi, Boldea e Bianchi [1, 118, 127]

recomendam a adoção de critérios dimensionais com vistas à definição daquelas grandezas.

Tais critérios se baseiam em diretrizes fundamentais, quais sejam, na especificação do valor médio da indução no entreferro, através da escolha adequada do ímã como elemento prevalente, na limitação do valor da corrente por fase, como fixação da eficiência ou, ainda, na relação paramétrica entre a espessura do dente e a abertura da ranhura, como forma de adequação de sua geometria por passo polar, e maximização do produto  $(BA)$  entre aquelas grandezas.

## 5.6 Perdas

Em qualquer dispositivo eletromecânico as perdas funcionais estão associadas ao processo irreversível da dissipação, sob a forma de calor, de parte da potência convertida inerente ao seu funcionamento e independente do seu modo de operação.

Nas máquinas elétricas a quantidade de perdas mais significativa está ligada à circulação de correntes em seus enrolamentos, perdas no cobre e a mudanças na distribuição dos campos magnéticos, devido ao movimento relativo estator-rotor, nas diferentes zonas, ou regiões, do material ferromagnético, que caracterizam as perdas no ferro.

### 5.6.1 Perdas no Cobre

Essencialmente vinculadas ao nível de corrente circulante e aos materiais envolvidos, as perdas no cobre afetam diretamente o desempenho do dispositivo, assim como potencializam a vida útil da isolamento e o limiar de desmagnetização das ligas utilizadas.

Como parte constitutiva do circuito elétrico da máquina, a realização dos enrolamentos é bastante documentada [29, 31, 118]. Normalmente distribuídos em dupla camada e com um número de ranhuras por fase e por pólo, preferencialmente maior que a unidade, o tipo de enrolamento, e sua distribuição na armadura da máquina condicionam, efetivamente, a forma das forças eletromotrizes e magnetotrizes geradas, cuja execução se encontra diretamente ligada à área útil da ranhura e ao número previsto de percursos, em paralelo, do enrolamento.

Evidencia-se, como restrição preliminar, o nível de dissipação térmica ou capacidade

de evacuação de calor, associada à eficiência do dispositivo, segundo seu ciclo de trabalho [129]. Resguardam-se como limites níveis máximos de temperatura a não serem excedidos face aos materiais dielétricos utilizados, assim como a temperatura Curie dos ímãs, sob pena de desmagnetizações parciais em determinadas zonas do rotor.

Preliminarmente, este nível de perdas é estimado por Sebastian, Slemon e Rahman [76] através de:

$$P_{Cu} = \rho_{Cu} \pi D L A^2 / d_e k_w^2$$

donde  $\rho_{Cu}$  representa a resistividade do material condutor e  $d_e$ , a espessura de um condutor fictício, equivalente aos enrolamentos, disposto ao longo da periferia da armadura da máquina. Neste sentido, Slemon [126] também recomenda que o valor máximo da densidade linear de corrente seja definido por:

$$A_{MAX} = \sqrt{(d_e k_w^2 h \Delta T) / (\rho_{Cu} f_d)}$$

para isolamentos classe B ( $130^{\circ}C$ ), ao se considerar níveis de temperatura na zona dos ímãs da ordem de  $120^{\circ}C$ . No caso, o coeficiente  $h$  se vincula diretamente à evacuação de calor, o qual depende, essencialmente, da área útil de dissipação, e  $f_d$ , um fator associado ao tempo de sobrecarga do dispositivo face ao seu ciclo de trabalho. Por outro lado, após a definição dos enrolamentos e corrente de regime, uma variante desta estimativa [109, 126] pode ser adotada através de:

$$A_{MAX} = 2\sqrt{2} k_{AX} k_w Z I / \pi P$$

sendo que o fator  $k_{AX}$  se situa numa faixa típica entre 2.0 - 3.5 para dispositivos do tipo SPM, a ímãs terras raras, assim como do tipo IPM, à concentração de fluxo.

### 5.6.2 Perdas no Ferro

Excetuando-se as perdas no cobre dos enrolamentos, as perdas no material ferromagnético são as mais significantes quando da operação do dispositivo. Oriunda da variação da excitação magnética na estrutura, a energia dissipada por ciclo é proporcional à área do locus de histerese no diagrama B-H, e à frequência da excitação, assim como ao nível de correntes induzidas, transversalmente à laminação do material.

Qualitativamente, o montante de perdas no ferro por unidade de massa normalmente é estimado, em termos do seu conjunto, por histerese e correntes de Foucault, o qual é expresso segundo diferentes maneiras [109, 130], a depender da complexidade do modelo adotado, haja vista o grau de dificuldade em serem segregadas experimentalmente.

Nos dispositivos a ímãs permanentes, as diversas regiões ou partes do material ferromagnético são expostas a diferentes níveis de indução, segundo variadas formas de ondas, além de diferentes freqüências de excitação magnéticas, quando da revolução do rotor por passo polar [131]. Neste sentido e à exceção do núcleo rotórico, consideram-se prevalentes os dentes e a coroa, ou núcleo estatórico, como principais sedes dessas perdas as quais, normalmente, são expressas através da formulação clássica de Steinmetz [29, 113, 114] como:

$$P_{Fe} = m [k_H \sigma_H f B^n + k_F \sigma_F (efB)^2]$$

em que na expressão,  $m$ ,  $e$ ,  $f$  e  $B$ , representam, respectivamente, a massa da região considerada, a espessura da laminação, a freqüência da excitação e o nível de indução correspondente, e os coeficientes  $k_H$ ,  $\sigma_H$  e  $k_F$ ,  $\sigma_F$ , constantes associadas ao material ferromagnético utilizado.

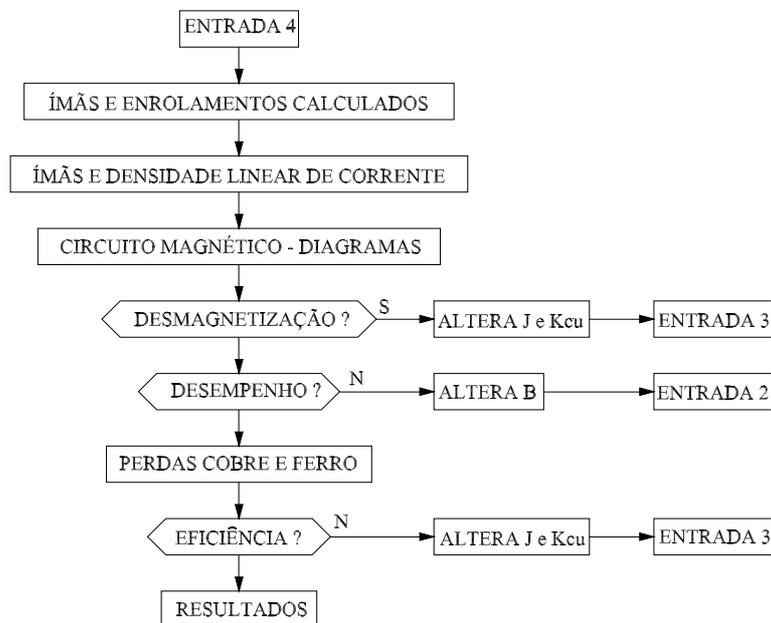


Figura 5.10: Elementos de checagem

No tocante ao seqüenciamento do processo iterativo de dimensionamento do dispositivo, ilustrado na figura 5.10, o potencial montante de perdas no cobre e no ferro é considerado

elemento principal e definidor das perdas totais da máquina com exceção, evidentemente, daquele por atrito nos mancais, ventilação e suplementares, de menor ponderação no conjunto. Neste sentido, o rendimento da conversão dá uma medida da interdependência do nível de perdas com aquele processo à semelhança do que fôra feito com relação à desmagnetização e ao desempenho, do ponto de vista do torque a ser desenvolvido, conforme mostrado no organograma anterior.

Segundo salientado neste capítulo, das limitações evidenciadas em dispositivos clássicos do tipo bobina-núcleo, a utilização de estruturas baseadas em rotores a ímãs permanentes tem-se colocado progressivamente como alternativa de interesse neste domínio, estando sempre ligada a fatores e aspectos técnico-econômicos da aplicação, ou do acionamento, a serem integradas.

Do conjunto de configurações radiais até então desenvolvidas, se destacam principalmente as dos tipos cujos ímãs são sobrepostos (SPM) e interiores (IPM) ao rotor do dispositivo. Como para as demais configurações os procedimentos analítico-numéricos de projeto, se fundamentam essencialmente, a partir dos circuitos magnéticos por pólo da estrutura, e se desenvolvem iterativamente, juntamente com o cálculo de campos, segundo a configuração alvo em questão.

No que diz respeito à forma do dispositivo e ao volume dos materiais utilizados, suas dimensões principais têm seu proporcionamento ditado pelo tipo de aplicação ou acionamento a ser projetado, relativamente a velocidades de regime e níveis de potência, ou torque, a serem desenvolvidos.

Neste sentido, parâmetros dimensionais, como razão de aspecto polar, número de pólos e nível de concentração de fluxo da estrutura, praticamente condicionam o produto  $D^n L$  a ser adotado, conforme tratado em 3.7.2, observados alguns fatores a serem ponderados quando do processo de cálculo, como volume de material e perdas associadas.

A depender da estrutura tratada, seja ela do tipo SPM ou IPM, o dimensionamento do rotor se encontra, essencialmente, vinculado ao nível de indução a ser estabelecido no entreferro, assim como à sua geometria e aos materiais constituintes. Particular atenção se faz necessário à retenção dos ímãs e elementos de proteção e de partida, sobretudo em se tratando de estruturas do tipo a ímãs colados, ou sobrepostos ao rotor (SPM). Por outro lado se observam, também, limitações quanto a dimensões radiais, naquelas do tipo a ímãs

interiores (IPM), como forma de compatibilizar o nível de concentração de fluxo com os demais parâmetros dimensionais da estrutura.

Tendo por base o produto  $D^n L$  definido, assim como seu desacoplamento para efeito de projeto, o dimensionamento estatórico está diretamente associado à definição dos seus enrolamentos e à complementação do seu circuito magnético por pólo. Deste modo, a escolha do número de ranhuras por fase e por pólo, tal como a relação espessura-passo de ranhura do estator, se constituem de importância fundamental nesta fase do processo, haja vista estarem associadas diretamente aos potenciais níveis de saturação e de perdas operacionais, por unidade de peso, a serem atingidas.

Neste sentido e como fatores decorrentes das excitações estabelecidas e dos materiais utilizados, o montante de perdas de diferentes naturezas configurado, se revela como o principal elemento de ponderação e checagem do projeto desenvolvido, ou em desenvolvimento, da estrutura. A qualidade da laminação, o tipo de liga rígida e a capacidade de evacuação de calor por unidade de superfície, adquirem importância relevante ao desempenho operacional do dispositivo, tal como itens preferenciais de análise, face ao processo de dimensionamento, independentemente do tipo de estrutura considerado.

# Capítulo 6

## Estruturas Desenvolvidas

### 6.1 Introdução

Conforme salientado em capítulos anteriores e apesar das máquinas elétricas ditas clássicas terem seu desenvolvimento e aplicação disseminados em décadas passadas vale ressaltar, dentre outros aspectos, a trajetória evolutiva dessa área da engenharia elétrica, no que diz respeito à concepção e ao desenvolvimento de novos dispositivos, como elementos evolutivos e, cada vez mais, substitutivos daqueles acionadores clássicos.

Relativo a esses desdobramentos, integrados doravante sob a forma de servo-motores CA-CC ou de acionamentos, de maneira geral, pode-se considerar tal integração como a síntese dos principais desenvolvimentos levados a efeito na engenharia elétrica, sobretudo nas áreas da eletromecânica, eletrônica de potência, teoria de controle e informática. Do lado da demanda evidencia-se uma grande diversidade de utilizações e processos produtivos, cada vez mais particularizados e de maior exigência, sabidamente no que diz respeito ao desempenho dos sistemas e ao ciclo de trabalho solicitados.

Em referência à circunscrição deste trabalho foram adotados, como elemento motivador, a definição e o projeto de dispositivos eletromecânicos excitados por ímãs permanentes para funcionamento como gerador isolado, com base em um acionamento primário a velocidade variável, com vistas a posterior compatibilização com turbinas eólicas de potência fracionária.

Neste sentido é interessante observar que a adequação de um sistema de geração a de-

terminada carga, sempre se constituiu em um desafio interessante neste domínio, sobretudo no que concerne ao estabelecimento das características operacionais do módulo acionante, face ao perfil de solicitação da carga a ser alimentada configurando-se, assim, como uma das etapas imprescindíveis ao desenvolvimento e à execução de tal processo.

Dentre os sistemas complementares de aproveitamento de fontes renováveis de energia [132], constata-se um crescente interesse no desenvolvimento e aperfeiçoamento de sistemas de captação e tratamento da energia eólica, destinados à produção de eletricidade.

Em instalações de pequena potência [122], tais sistemas são baseados, preferencialmente, na interligação de máquinas elétricas de construção clássica a turbinas de baixa solidez, através de transmissões mecânicas de altas razões objetivando-se, desta forma, adequar o nível de frequência da geração às baixas velocidades de acionamento das turbinas.

Verifica-se, entretanto, que a adaptação ao regime do acionamento, não correspondendo àquele para o qual essas máquinas foram projetadas e construídas, normalmente se traduz em elevados índices de perdas mecânicas e elétricas acarretando, em contrapartida, baixo desempenho do sistema, como um todo [133, 134].

Deste modo o trabalho desenvolvido, e em particular neste capítulo, procura salientar o grau de comprometimento que deve existir entre o projeto do subsistema elétrico e os demais componentes do sistema, caso em que a máquina elétrica, além de prescindir de excitação por fontes externas, deve ser projetada conforme o nível de exploração e utilização definidas [135].

## 6.2 Fonte Primária

Reportando-se ao aspecto meteorológico, considera-se o deslocamento das massas de ar em camadas de baixo nível da atmosfera, como sendo decorrente do aquecimento desigual da superfície de uma região, assim como do relevo, cobertura vegetal e obstáculos naturais a ela associados, cujos elementos estabelecem zonas de pressão diferenciadas na região, acarretando um fluxo atmosférico resultante cujas intensidade e periodicidade estão estreitamente vinculadas a esta variável.

Caracterizada pela irregularidade na distribuição espacial e condicionada pela disponibilidade de um regime de ventos que permita sua exploração [132, 136], a transformação

da energia eólica, em larga escala, somente é viabilizada economicamente em áreas que conjuguem, simultaneamente, aspectos tecnológicos da instalação com demanda energética compatível com a região [137, 138].

Exemplos típicos deste tipo de aproveitamento energético se configuram em plantas da ordem de megawatt, assentadas no norte da Europa e na costa oeste americana (USA), particularmente na região semiárida da Califórnia [139] destacando-se, no restante do continente americano, até então recenseado, o litoral nordeste do Brasil e a região da Patagônia (ARG), no cone-sul da América Latina [140], como zonas privilegiadas em regimes de vento e potencialmente aproveitáveis para esse tipo de exploração.

Noutro sentido, instalações de pequena potência se têm apresentado como alternativas interessantes para regiões de pouca infraestrutura energética ou em casos nos quais os pontos de consumo se situem a grandes distâncias dos ramais de distribuição de energia [141]. Com exceção de considerações de ordem econômica, alguns outros fatores se estabelecem como condicionantes à implementação do sistema de exploração, quais sejam: a localização do sítio de instalação, a forma de utilização da energia e a solução técnica a ser adotada, dentre outros [142].

No que diz respeito à forma de utilização da energia, constata-se que o recurso à conversão elétrica se tem apresentado como de importância fundamental, seja para consumo direto ou para estocagem, como estágio intermediário de utilização. Na seqüência dos estudos de implantação e definição de cargas a serem supridas, as soluções técnicas adotadas para esses sistemas evidenciam progressos significativos quanto à utilização de novos materiais e inovações tecnológicas oriundas de processos afins.

Relativamente à máquina elétrica, constata-se que a adoção de circuitos de excitação baseados em ligas cerâmicas imantadas permanentemente, se traduz em potências massivas elevadas, baixos índices de perdas rotóricas, desenvolvimento de altos conjugados a baixas velocidades, etc., e no estabelecimento de níveis de indução no entreferro, da ordem de duas a três vezes superior aos possíveis de serem estabelecidos com máquinas de CA e de CC, de campo do tipo bobina-núcleo, de potência e utilização comparáveis.

### 6.3 Compatibilização do Sistema

Considerando as experiências levadas a efeito neste tipo de aproveitamento energético [122, 143, 144], evidencia-se que, independentemente do conjunto turbina-máquina elétrica utilizado e do meio de acoplamento entre ambos, a literatura nesse domínio recomenda que a adaptação estática, entre o acionamento primário e o subsistema elétrico, deva ser feita de modo a maximizar a conversão da potência disponível no eixo da turbina, dentro da faixa de velocidades estabelecida, *a priori*, segundo limites operacionais de exploração e segurança do sistema [145].

Evidencia-se, então, que a adaptação estática anteriormente referenciada conduz ao dimensionamento do conjunto, segundo a disponibilidade de captação da turbina acionante e da necessidade de consumo da carga a ser alimentada, o que acarreta, necessariamente, o conhecimento das características operacionais de ambas as partes, como fator prevalente ao dimensionamento integral do sistema.

Em termos ilustrativos a Figura 6.1, a seguir, mostra um diagrama simplificado do sistema de conversão proposto, constituído fundamentalmente pelo conjunto turbina acionante (T) - máquina elétrica (G) - conversor (R-C), o qual é composto por um módulo retificador-chaveador, utilizado para viabilizar a estocagem da energia produzida em um banco de acumuladores (Z).

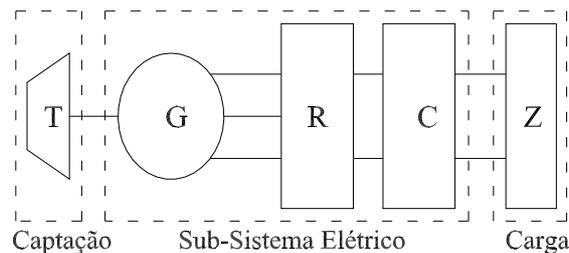


Figura 6.1: Configuração do sistema proposto

Face ao aproveitamento energético, constata-se que a potência mecânica convertida por uma turbina eólica ( $P_t$ ) é fortemente dependente deste fluxo e varia com o cubo da velocidade do vento incidente ( $V_v$ ), tal como com a secção subentendida pela área varrida por suas pás ( $S_t$ ), com a densidade do ar ( $\rho_{ar}$ ) e com o seu rendimento operacional [ $C_p(\lambda_t, \beta_t)$ ], a qual é

expressa por:

$$P_t = (1/2)\rho_{ar}S_tC_pV_v^3$$

Muito embora classificadas segundo o posicionamento do seu eixo de rotação, as turbinas eólicas são fundamentalmente caracterizadas pelo seu rendimento aerodinâmico  $[C_p(\lambda_t, \beta_t)]$ , o qual é função da relação adimensional de velocidades ( $\lambda_t = R\omega/V_v$ ), linear da extremidade do perfil e angular de rotação, tal como do ângulo ( $\beta_t$ ) de passo longitudinal das pás [136, 146, 147], em cuja Figura 6.2, a seguir, a dependência do rendimento aerodinâmico de uma turbina típica é explicitada em função da razão de velocidades ( $\lambda_t$ ), para determinados ângulos de passo ( $\beta_t$ ).

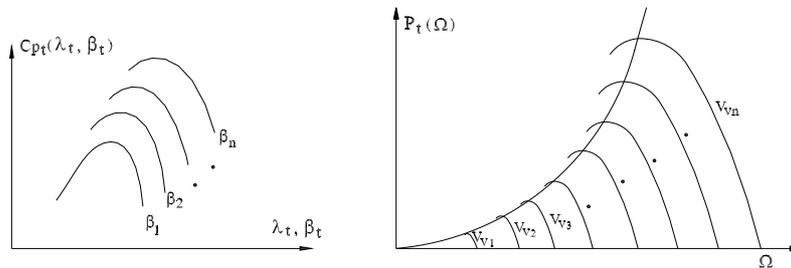


Figura 6.2: Características operacionais

Em termos da potência convertida no eixo e a partir do funcionamento sob variado regime de ventos ( $V_v$ ) evidencia-se, na mesma figura, o lugar geométrico daquela grandeza, *locus* de  $P_t(\Omega)$ , em função da rotação da turbina ( $\Omega$ ) para operação, segundo rendimento aerodinâmico máximo, cujo torque no eixo árvore é parametrizado em função da velocidade de vento incidente no rotor ( $V_v$ ).

Por outro lado se evidencia, do diagrama de tensões para a máquina síncrona, interligada a uma carga de fator de potência unitário, como seria o caso proposto, que o módulo da força eletromotriz gerada praticamente independe da saliência polar ( $Ef_l \simeq Ef_s$ ), como mostrado na Figura 6.3, constatação que possibilita sua representação por fase, em regime permanente, através de um circuito equivalente simplificado, associado tão somente à sua reatância síncrona de eixo direto ( $X_d = X_s$ ), como seria o caso de uma máquina de rotor liso; assim:

$$Ef = \sqrt{(Vt)^2 + (XsIa)^2}$$

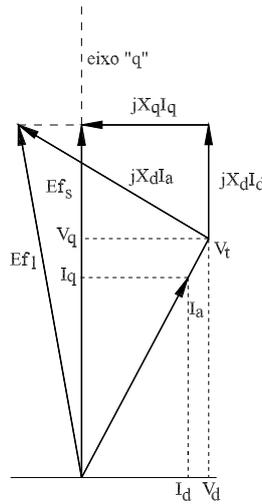


Figura 6.3: Diagrama de tensões

isolando-se a corrente de armadura ( $I_a$ ) na equação anterior e se admitindo que a carga seja caracterizada por um fator de potência unitário, expressa-se a potência desenvolvida por:

$$P = 3(Vt^2/X_s)\sqrt{(Ef/Vt)^2 - 1}$$

Do ponto de vista dos terminais do alternador, a tensão é modulada através do chaveador, pós-retificação, de modo a assegurar uma tensão ( $V_c$ ) sobre a carga, cuja razão cíclica ( $\tau$ ) é função do nível de tensão terminal gerada ( $V_t$ ) pelo alternador; associando desta forma, à

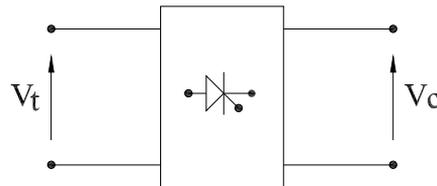


Figura 6.4: Tensões terminais.

força eletromotriz gerada ( $E_f$ ), a reatância síncrona por fase ( $X_s$ ) e a tensão terminal ( $V_t$ ), aos parâmetros de definição da máquina e da carga, tem-se  $E_f = k_f \Psi_f w_s$ ,  $X_s = L_s w_s$  e  $V_t = (\pi/3\sqrt{6})V_c/\tau$ , respectivamente, o que, por substituição na equação da potência, acarreta:

$$P(w_s) = (3/L_s)[(\pi/3\sqrt{6})V_c/\tau]^2 \sqrt{[k_f \Psi_f w_s / (\pi/3\sqrt{6})V_c]^2 - 1 / (w_s)^2}$$

donde, no caso,  $k_f, \Psi_f$  e  $w_s$  correspondem, respectivamente, ao fator de enrolamento, fluxo concatenado e frequência angular, assim como  $L_s, V_c$  e  $\tau$ , à indutância síncrona, tensão

sobre a carga e razão cíclica do chaveador. Simplificando a notação da equação anterior ao se considerar os termos independentes da rotação, ou frequência angular  $w_s$ , como sendo:

$$c_0 = (3/Ls)[(\pi/3\sqrt{6})Vc/\tau]^2$$

$$c_1 = [k_f\Psi_f w_s/(\pi/3\sqrt{6})Vc]$$

pode-se reescrever a potência desenvolvida como:

$$P(w_s) = c_0\sqrt{c_1^2 - (1/w_s)^2}$$

com o que, em termos da frequência angular associada à rotação do alternador, se observa que:

$$P(w_s) = 0 \iff w_s = 1/c_1 = w_{s0}$$

$$P(w_s) \longrightarrow c_0c_1 \iff w_s \longrightarrow \infty$$

cujo comportamento pode ser ilustrado através da Figura 6.5. Das equivalências relativas às

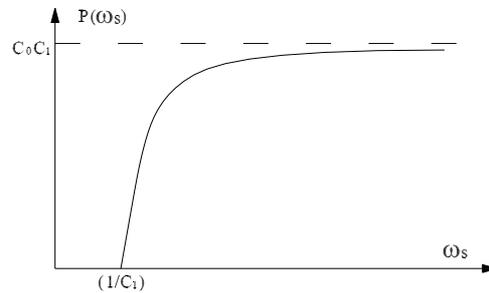


Figura 6.5: Potência - condições limites

constantes  $c_0$  e  $c_1$  constata-se, para um banco de acumuladores especificado, que a frequência associada ao início da geração ( $w_{s0} = 1/c_1$ ), será tanto menor quanto maior for o nível do fluxo concatenado a vazio ( $\Psi_f$ ) produzido pela máquina, ensejando um aproveitamento a partir de velocidades mais baixas do acionamento.

Noutro sentido, um nível maior de potência será desenvolvido ( $P_{MAX} = c_0c_1$ ), quanto maior for a razão ( $\Psi_f/Ls$ ) para o circuito magnético por pólo, potencializando a definição de configurações com base em estruturas do tipo à concentração de fluxo, dentre as possíveis soluções.

No caso, considerando-se  $c_2 = (3/Ls)(k_f\Psi_f)^2$ , pode-se explicitar o torque passível de ser desenvolvido como sendo:

$$T(w_s) = c_2(w_{s0}/w_s)^2\sqrt{(w_s/w_{s0})^2 - 1}$$

o qual possui coordenadas de máximo correspondentes a,  $w_s|_{T_{MAX}} = w_{s0}\sqrt{2}$ , e  $T(w_s)|_{MAX} = c_2/2$ , e cuja evolução, em função da frequência angular ( $w_s$ ), é ilustrada na Figura 6.6, seguinte.

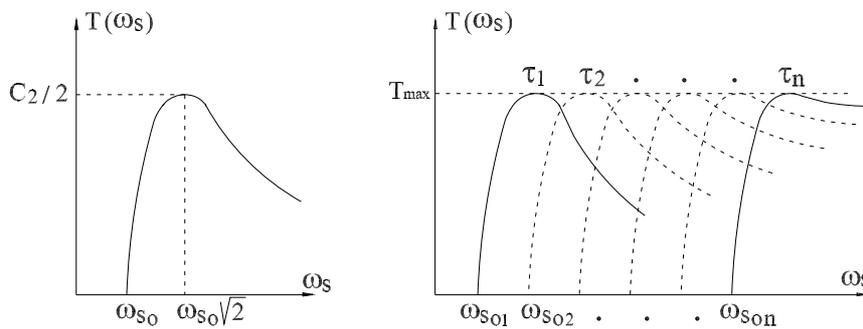


Figura 6.6: Torque - Condições limites

Observa-se então que, a partir da escolha da faixa de variação da velocidade do acionamento e da definição de  $w_{s0}$ , é possível estabelecer uma família de características do tipo  $[T(w_s) \times w_s]$ , com base na variação da razão cíclica ( $\tau$ ) do chaveador, como forma de adequação do subsistema elétrico ao acionamento primário, segundo regiões de operação correspondentes ao lugar geométrico do rendimento aerodinâmico da turbina ( $C_{pMAX}$ ) e, do ponto de vista do alternador, a torque constante.

No que diz respeito à adaptação do subsistema elétrico à turbina, definem-se pontos de operação limites, a partir da faixa operacional escolhida, através da superposição de suas características estáticas, que melhor se adequem à operação do conjunto, como mostrado na Figura 6.7.

Quando da definição desta zona de operação deve-se levar em consideração não apenas os dados concernentes ao sítio de instalação mas também condições limítrofes de partida e segurança de funcionamento para as quais, neste sentido, a rotação da turbina, ou a tensão gerada, deve ser monitorada de modo a assegurar que a razão cíclica do chaveador

possa ser imposta, de maneira que a operação do subsistema elétrico seja feita segundo o *locus* do torque disponível na árvore mecânica ou, em outras palavras, da potência máxima convertida pela turbina.

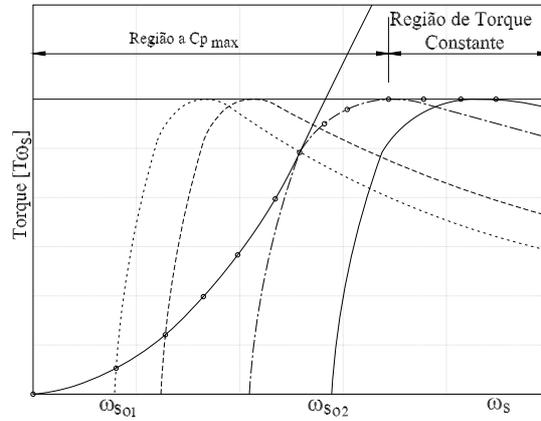


Figura 6.7: Torque - regiões operacionais

Face ao exposto evidencia-se que o subsistema elétrico proposto pode ser considerado uma interface entre a turbina acionante e a carga, atendendo à sua demanda a partir da oferta de energia disponibilizada pela velocidade do fluxo de vento incidente sobre a turbina. Daí ser necessário, como salientado anteriormente, levar em conta as disponibilidades e carências de cada um de seus componentes quando do seu dimensionamento, em particular da integração do sistema, como um todo.

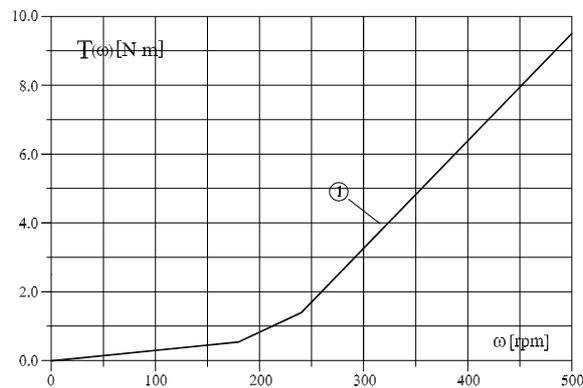


Figura 6.8: Turbina - característica  $[T(w_s) \times w_s]$

Neste sentido, após as informações relativas à turbina e ao sítio de localização, faz-

se oportuno o conhecimento da carga como etapa fundamental do processo de escolha e dimensionamento da máquina elétrica e conversor associado, relativamente, à sua natureza e nível de potência exigido.

Para efeito de definição do subsistema elétrico, tomou-se por base, uma turbina eólica de eixo vertical do tipo Darrieus-Thier, pás em catenária de perfil simétrico NACA-0012, cujas dimensões principais consistem de corda igual a 12.0 mm, altura 1.26 m, área varrida de 1.60 m<sup>2</sup>, solidez de 0.38, rendimento aerodinâmico máximo igual a 0.40, estabelecendo uma característica  $[T(w_s) \times w_s]$  e faixa operacional (150-450 rpm), como assinalado com (1), na Figura 6.8.

De acordo com as considerações precedentes, a fixação de valores máximos de rotação e torque motriz da turbina, assim como domínio operacional de velocidade do vento incidente, condicionam indiretamente os parâmetros definidores do circuito magnético da máquina elétrica, e os valores correspondentes ao seu circuito elétrico equivalente, tais como fluxos, indutâncias, níveis de indução etc..

## 6.4 Definição da Configuração

Com base nos condicionantes levantados para o nível de aproveitamento e utilização definidos, adotou-se como ação preferencial a ser explorada para a máquina elétrica, a análise de dois tipos distintos de configurações, conforme já discutidos, isto é, uma do tipo a ímãs sobrepostos ao rotor (SPM) e uma outra a ímãs interiores (IPM).

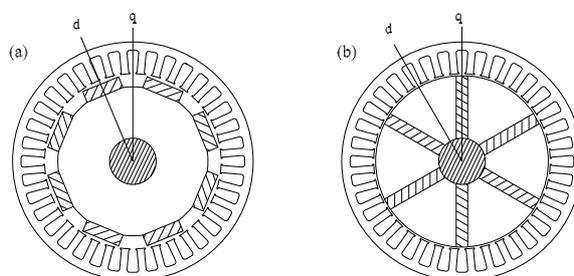


Figura 6.9: Estruturas típicas dos tipos SPM e IPM

Chama-se a atenção para o fato de que, diante dos pressupostos do sistema anteriormente ressaltados, foram detetados alguns pontos de princípio relativos ao seu projeto, no que diz respeito à adequação do módulo acionante ao acionado os quais ensejam, indiretamente, relações de compromisso entre a definição do tipo de estrutura e os demais componentes do sistema.

Neste particular é desejável que a configuração escolhida para o dispositivo, potencialize um alto nível de fluxo a vazio, na medida em que, proporcionalmente, acarreta um aumento efetivo na faixa operacional do sistema, a partir da geração às mais baixas velocidades de acionamento.

Por outro lado, é também interessante notar que a partir da disponibilidade de captação da turbina e de conformidade com o sistema proposto, um nível maior de potência será desenvolvido pela máquina, na medida em que a razão fluxo-indutância seja maximizada, para o seu circuito magnético por pólo.

## 6.5 Variações Paramétricas

No tocante aos procedimentos relativos à determinação de dimensões principais e de inicialização anteriormente referenciados, foram analisadas estruturas afins, de ordem de grandeza e faixa operacional, compatíveis com a demanda especificada, priorizando-se o volume dos ímãs a ser utilizado no dispositivo, como elemento de definição quanto ao aspecto técnico-econômico da solução, através de resoluções por cálculo de campos.

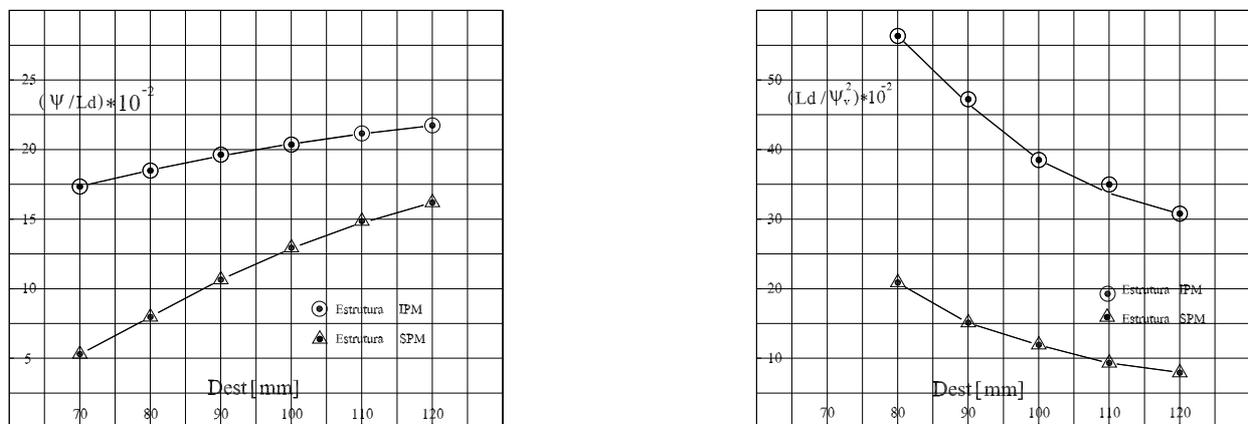


Figura 6.10: Variação paramétrica das estruturas com diâmetro estatórico

Partindo-se de dimensões *standard* para o nível de potência de conversão da turbina acionante, estabeleceram-se variações dimensionais relativas à espessura do entreferro, diâmetro interno do estator e, principalmente, espessura dos ímãs, para as duas configurações candidatas (SPM-IPM), ao serem fixados valores típicos para a densidade linear de corrente e indução no entreferro.

Para as estruturas analisadas evidencia-se, a partir da variação da espessura do ímã que, para certo comprimento axial o circuito magnético por pólo estabelece, para o fluxo a vazio, uma variação proporcional até determinado estágio de crescimento da grandeza, caracterizado pelo decréscimo do trajeto de fluxo a nível do entreferro, enquanto a indutância de eixo direto apresenta uma relação de proporcionalidade inversa, em virtude da diminuição sempre acentuada da permeância do trajeto de fluxo oriundo da armadura.

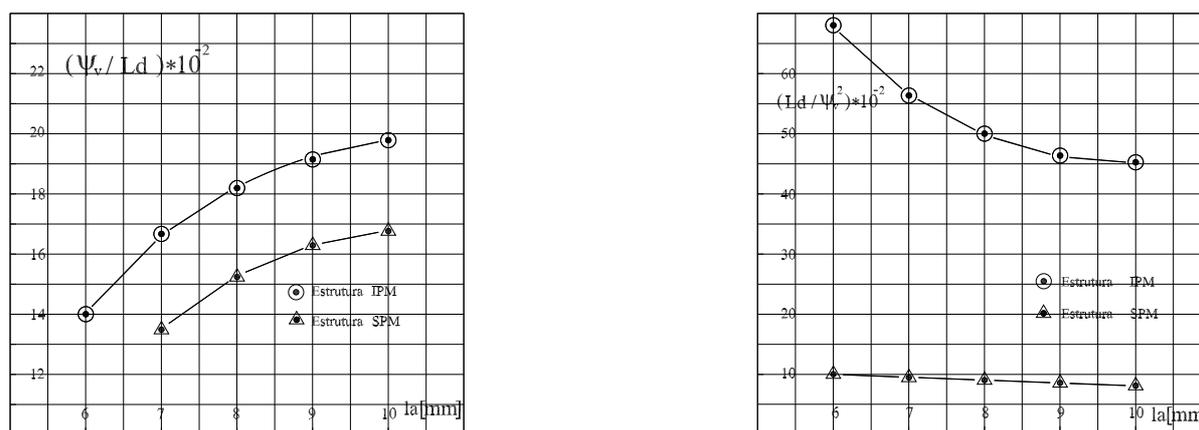


Figura 6.11: Variação paramétrica das estruturas com a espessura do ímã

Com relação à variação do comprimento do entreferro, observa-se um comportamento inversamente proporcional do fluxo a vazio, estabelecido ao longo de sua trajetória principal; todavia, como, segundo este trajeto, a relutância do ímã polar é substancialmente mais importante, pode-se considerar o fluxo a vazio como de pouca sensibilidade para valores de entreferro de até 0.50 mm.

Por outro lado, a indutância de eixo direto é marcadamente afetada pela variação daquela dimensão, haja vista alterações significativas serem observadas no que diz respeito às dimensões efetivas ímã-entreferro mecânico.

Referente à variação do diâmetro estatórico evidencia-se que, à exceção do torque, as demais dimensões e parâmetros equivalentes variarão proporcionalmente segundo uma mesma

razão, ao serem fixados a priori, o comprimento axial e o entreferro da estrutura.

## 6.6 Configuração a Ímãs Transversais (IPM)

A análise dos dois tipos de configuração levada a efeito neste estudo, permite salientar a importância daquela a ímãs interiores (IPM) face à de ímãs sobrepostos ao rotor (SPM), na direção em que se privilegia a potência massiva estabelecida por estruturas equivalentes, relativamente a minimização do volume de ímãs utilizado.

Neste sentido adotou-se, como solução a ser explorada neste trabalho, a configuração do tipo IPM, a ímãs transversais de Ferrites de Estrôncio, haja vista a possibilidade de se associar ligas cerâmicas de baixa densidade energética e, por conseguinte, de menor custo, a níveis relativamente altos de indução no entreferro, potencializados pelo efeito de concentração de fluxo.

Na seqüência da escolha preferencial por esta configuração a verticalização do trabalho, através de procedimentos analíticos e resoluções por cálculo de campos citados, é enfatizada no sentido da definição dos principais parâmetros de projeto de um protótipo que atenda aos requisitos do acionamento, anteriormente referenciados.

Deste modo e se utilizando dimensões típicas para máquinas de potência fracionária, novas variações paramétricas foram realizadas em relação às espessuras do ímã e do entreferro mecânico, para uma estrutura IPM, a ímãs transversais de oito pólos, das quais é possível concluir que: o aumento da relação  $(\Psi_f/Ld)$  e a conseqüente redução da relação  $(Ld/\Psi_f^2)$ , acarretam o crescimento da razão entre as correntes de curto circuito e nominal  $(I_{CC}/I_{NOM})$ , além de, diminuição proporcional do comprimento axial da máquina.

Constata-se ainda, para um nível de potência fixado, que o peso total da estrutura decai com o aumento do diâmetro interno do estator e espessura dos ímãs devido, essencialmente, à relação dimensional inversa entre o comprimento axial e o seu diâmetro interno.

Do ponto de vista do desempenho, evidencia-se uma proporcionalidade direta entre o rendimento da conversão e o diâmetro interno do estator da máquina, em função da redução das perdas Joule correspondentes, potencializada pelo grau de significância do comprimento axial face às envoltórias do enrolamento. Neste sentido e com base em peças da liga de Ferrites de Estrôncio e laminações disponíveis, foi dimensionado um dispositivo que atende

aos requisitos da demanda, cujas principais características e dimensões são explicitadas na Tabela 6.1.

<i>Potência</i>	250watt
<i>Corrente</i>	2.5A
<i>Ranhura/Fase/Polo</i>	24/3/8
<i>Estatador(D/L)</i>	89/90mm
<i>Nucleo/Dente(h<sub>n</sub>/h<sub>d</sub>)</i>	10/5mm
<i>Ímã(SrFe<sub>12</sub>O<sub>19</sub>)</i>	8.8/25.0/42.0

Tabela 6.1: Grandezas e dimensões principais

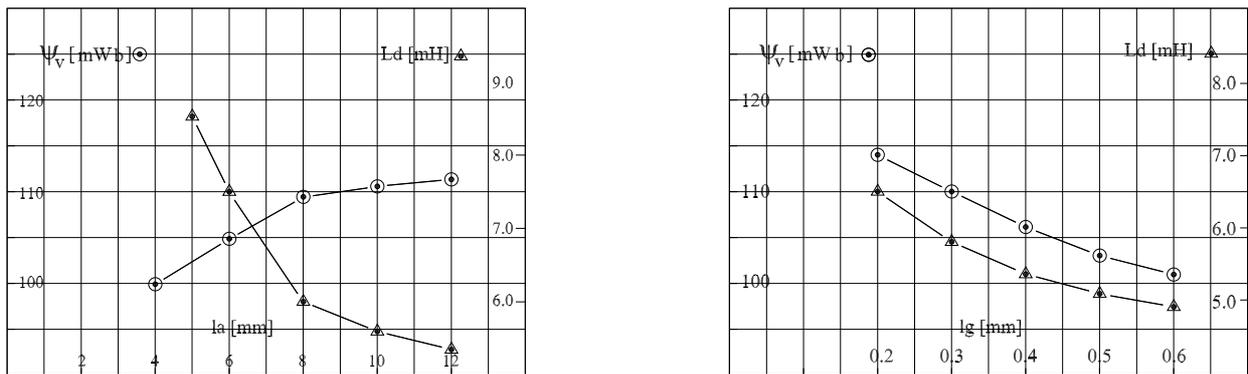


Figura 6.12: Variação paramétrica com a espessura do ímã e entreferro

A partir do dimensionamento realizado e na seqüência do estudo sobre a configuração a ímãs transversais (IPM) busca-se, efetivamente, uma estrutura que apresente o melhor desempenho em termos operacionais, do ponto de vista do seu circuito magnético definido.

Tal proposta faz apelo à análise das perdas do dispositivo, no tocante àquelas por efeito Joule, mecânicas e no ferro, associadas ao rendimento de sua conversão.

No caso, pressupondo-se que as primeiras sejam comuns a estruturas de mesmo circuito elétrico e portanto, comparáveis, e as de origem mecânica vinculadas ao atrito nos mancais e à ventilação, as perdas no ferro, entretanto, associadas diretamente à natureza do material ferromagnético envolvido assumem, em contrapartida, uma importância diferenciada neste processo, no que diz respeito ao aspecto funcional do dispositivo.

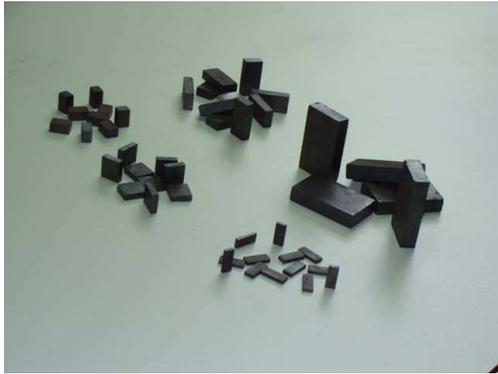


Figura 6.13: Peças de Ferrites



Figura 6.14: Laminação de Fe-Si

## 6.7 Protótipos Construídos

Tendo-se como anteprojeto de base a configuração a ímãs transversais escolhida (IPM), foi realizado um exaustivo estudo de compatibilização estator-rotor da estrutura, do ponto de vista do rendimento da conversão, com ênfase na influência das perdas no ferro sobre aquela grandeza, para diferentes condições de carregamento. Tal estudo visou à melhor adequação entre aquelas partes a partir da utilização de diferentes materiais e isolamento, de modo a estabelecer, por análise comparativa, o melhor conjunto a ser definido para aquela configuração.

Por outro lado e de modo geral, o dimensionamento de máquinas elétricas girantes para produção em série obedece a um conjunto de recomendações ou critérios construtivos, baseados na normalização nacional (ABNT) e internacional (IEC, NEMA), os quais estabelecem valores indicativos relativos a dimensões adaptativas, com vistas ao seu acoplamento mecânico a cargas mecânicas, assim como a outros aspectos operacionais do dispositivo. Com base em tais documentações a cotagem da carcaça do conjunto estator-rotor corresponde a uma série de valores preferenciais padronizados, identificados por códigos alfanuméricos, segundo cada fabricante, os quais normalmente fixam, para cada tipo de carcaça, além de suas formas construtivas básicas, dimensões gerais, graus de proteção da máquina, alturas de eixo etc..

Para efeito de ilustração a Figura 6.15 mostra, em corte longitudinal de 120° mecânicos, uma vista explodida dos principais elementos construtivos, relativos à parte estacionária dos dispositivos, comuns a todos os protótipos construídos. Correspondentemente a esses

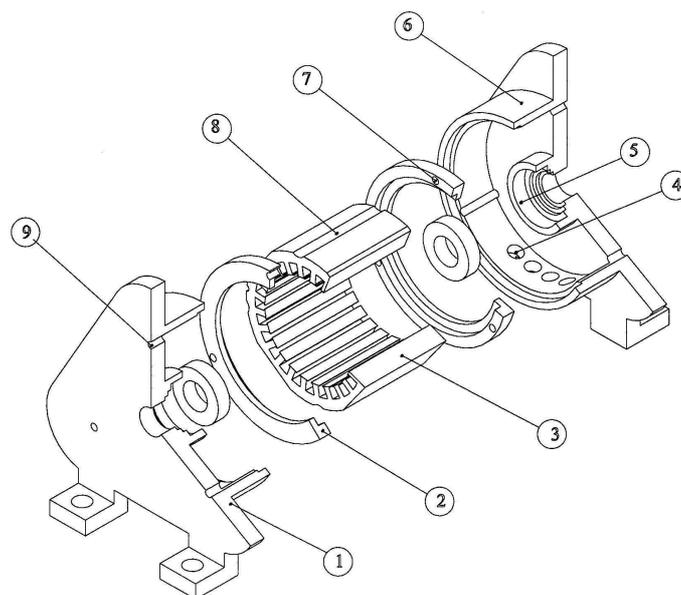


Figura 6.15: Estator - vista explodida em corte

elementos são destacados: a tampa anterior (1), anel de fixação (2), conjunto ferromagnético do estator (3), furos de evacuação (4), tampa posterior (5), alça de ajuste (6), furos guias (7-9) e rebaixo axial para solda de costura (8). Nesta construção vale observar que o projeto das tampas anterior e posterior do estator, além de suporte estrutural a esta parte do dispositivo, incorpora também as funções de mancais de sustentação ao rotor, alças de ajuste e elementos de centragem e fixação do protótipo à plataforma de operação.

De outro modo vale ressaltar que os dispositivos experimentais, projetados e construídos para efeito de materialização dos estudos e técnicas desenvolvidas neste trabalho, não atendem necessariamente àquelas especificações ditadas pela normalização nacional ou internacional, razão pela qual suas formas e dimensionamento gerais carecem de uma explicitação particular, visando a um entendimento melhor de sua composição construtiva. Relativo ao rotor, é mostrada na Figura 6.16, parte de sua vista explodida longitudinalmente, evidenciando principalmente os elementos correspondentes aos anéis anterior e posterior de fixação (1-4), anel separador (2), blocos de peças polares (3), eixo passante (5), peças imantadas (6), separador interpolar (7), extensores de fixação (8) e flange de retenção (9), como principais elementos de sua composição construtiva.

Neste sentido e diferente da padronização estabelecida para máquinas de produção em

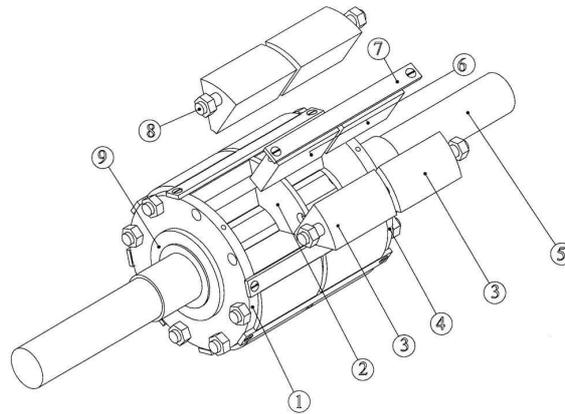


Figura 6.16: Rotor - vista explodida por passo polar

série, foi elaborada uma solução de projeto mecânico para os dispositivos que, além da acomodação do seu circuito elétrico e sustentação do rotor, flexibilizasse o intercâmbio entre as partes estator-rotor, com o objetivo de possibilitar suas posteriores caracterização e análises comparativas. Do ponto de vista da parte estacionária, tem-se por objetivo analisar, qualitativamente, a influência da impregnação das lâminas do estator, pós-estamparia, no que concerne à isolamento do pacote ferromagnético da armadura, através da aplicação de isolante epóxico em cada peça, isoladamente, e de mesmo material, conforme mostrado na Figura 6.17.

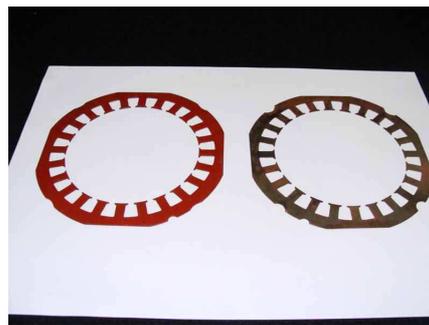


Figura 6.17: Laminação estatórica - impregnação diferenciada

Para efeito de análise comparativa e se levando em conta a isolamento e o potencial conteúdo harmônico, foram construídos dois estatores testemunha não impregnados, sendo um de ranhuras retas e o outro de ranhuras inclinadas de um passo, relativamente ao seu comprimento axial. De modo descritivo, ambos os estatores são constituídos de chapas de Ferro-Silício laminadas, de 0.5 mm de espessura, sendo um deles, como mostrado nas Figu-

ras 6.18 e 6.19, sem revestimento adicional, cujas lâminas são montadas segundo um pacote de ranhuras retas, e soldadas em costuras a quatro fios equidistantes, referenciado como estator sem verniz de ranhuras retas (SV).

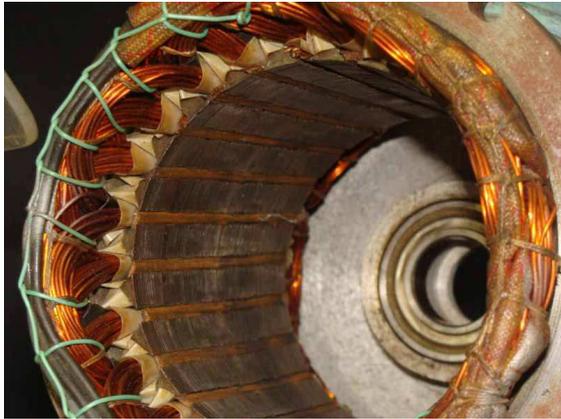


Figura 6.18: Vista interna (SV)



Figura 6.19: Estator (SV)

Um outro, mostrado nas Figuras 6.20 e 6.21, com revestimento de verniz isolante e impregnação individual por lâmina, também montado segundo um pacote de ranhuras retas e soldado sob pressão, conforme o caso anterior, referenciado como estator com verniz de ranhuras retas (CV).

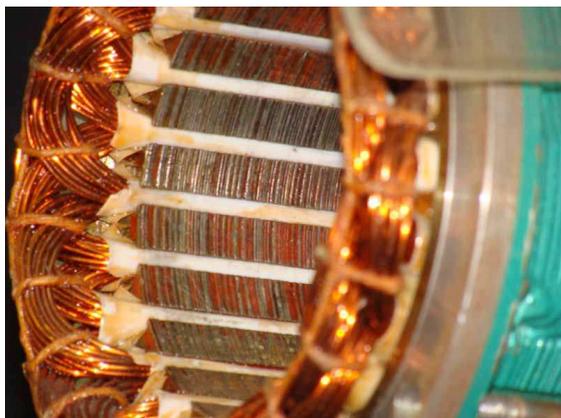


Figura 6.20: Vista interna (CV)

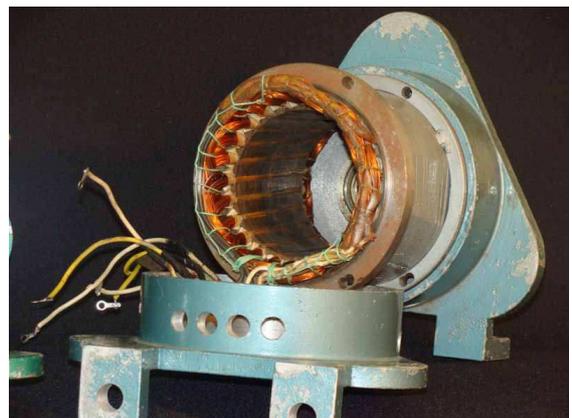


Figura 6.21: Estator (CV)

Por fim, um terceiro estator, mostrado nas Figuras 6.22 e 6.23, cujas peças foram montadas de acordo com a inclinação de um passo de ranhura, sem impregnação por revestimento adicional, que foi referenciado como estator sem verniz com ranhuras inclinadas (SV/I).

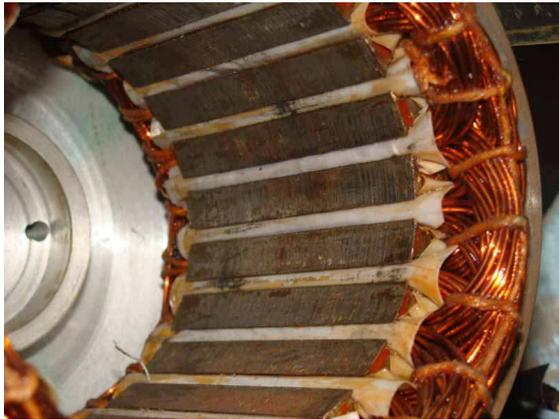


Figura 6.22: Vista interna (SV/I)

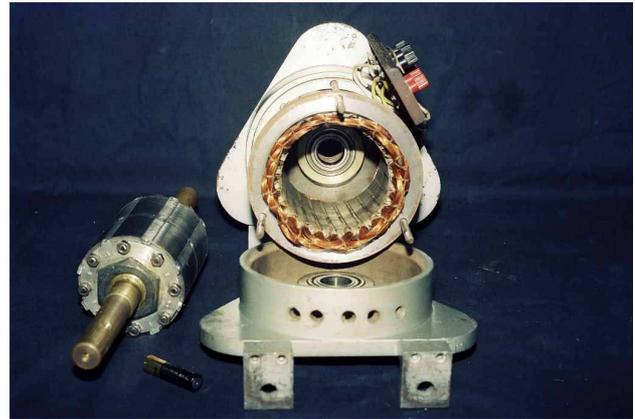


Figura 6.23: Estator (SV/I)

Neste sentido e com base em dimensões comuns para o diâmetro estatórico, entreferro e comprimento axial, foram dimensionados e construídos três conjuntos estator-rotor de mesmo circuito magnético por pólo, de constituições distintas e intercambiáveis, perfazendo o universo de nove (09) estruturas possíveis e passíveis de serem analisadas separadamente e a cada vez.



Figura 6.24: Elementos rotóricos



Figura 6.25: Rotor (RM)

Relativamente à parte girante, foram projetados e construídos três rotores de mesma razão de aspecto ( $\beta = 2/3$ ), constituídos por dois blocos, segundo o comprimento axial, utilizando-se, respectivamente, aços de baixa permeabilidade magnética, maciço e laminado, assim como liga de Ferro-Silício, segundo uma espessura de 0.3 mm, cujos elementos constitutivos são mostrados na Figura 6.24. O desenvolvimento dos rotores citados objetiva analisar a influência dos materiais e da laminação, não só do ponto de vista das perdas

por histerese e por correntes de Foucault mas também no tocante à composição das peças polares, face à utilização de ímãs permanentes, como fonte primária de fluxo do circuito magnético.

Deste modo e conforme o acima descrito, um primeiro rotor possui peças polares de aço, em blocos maciços (RM), mostrado na Figura 6.25, justapostos diretamente aos ímãs, e dois outros, de laminações constituídas por aço de baixa permeabilidade (RF) e de chapas de Ferro-Silício (RA), conforme evidenciam as Figuras 6.26 e 6.27, respectivamente; o que, para efeito da retenção, o conjunto é formado por dois blocos, segundo o comprimento axial da parte rotativa, solidários a anéis amagnéticos e luvas de dispersão, para a montagem final sobre o eixo girante.



Figura 6.26: Rotor (RF)



Figura 6.27: Rotor (RA)

Tais construções permitem analisar, juntamente com os demais estatores construídos, a repercussão deste aspecto construtivo sobre o rendimento da conversão, na medida em que a variação do potencial conteúdo harmônico a ser estabelecido se reflete nas perdas no ferro do conjunto estator-rotor, tal como a alteração no comprimento axial efetivo do estator deve acarretar conseqüências sobre as perdas no cobre do dispositivo.

Na seqüência de montagem e ensaios de caracterização os conjuntos estator-rotor foram intercambiados, constituindo as nove (09) estruturas anteriormente citadas o que, para efeito de identificação, foram referenciadas tomando-se por base o estator ou o conjunto estacionário de sustentação; assim, relativo ao estator de ranhuras retas e sem impregnação (SV), se constituem os protótipos, cujo rotor é maciço (PSVRM), de aço laminado de baixa permeabilidade (PSVRF) e de chapas de Ferro-Silício (PSVRA), respectivamente.

Rotor/Estator	Rotor 1 (RM)	Rotor 2 (RF)	Rotor 3 (RA)
Estator 1 (SV)	PSVRM	PSVRF	PSVRA
Estator 2 (CV)	PCVRM	PCVRF	PCVRA
Estator 3 (SV/I)	PSVRM/I	PSVRF/I	PSVRA/I

Tabela 6.2: Conjuntos Estator-Rotor referenciados

Para o estator de ranhuras retas, cujas chapas foram adicionalmente impregnadas com verniz isolante (CV), se referenciam correspondentemente, para aquele de rotor maciço (PCVRM), de rotor de aço laminado de baixa permeabilidade (PCVRF) e de rotor constituído por chapas de Ferro-Silício (PCVRA).

Enfim e correspondentemente ao estator sem impregnação, cujas lâminas foram inclinadas de um passo de ranhura (SV/I), tais protótipos são citados como (PSVRM/I), para aquele de rotor maciço (PSVRF/I), para o de rotor de aço laminado de baixa permeabilidade e (PSVRA/I), para o constituído de chapas de Ferro-Silício.

Em referência aos protótipos citados, a Tabela 6.2 estabelece um quadro-resumo, vinculando o protótipo montado ao conjunto estator-rotor referenciado e utilizado a cada vez, para os ensaios de caracterização, cujas partes correspondentes são mostradas nas Figuras 6.28 e 6.29, respectivamente.



Figura 6.28: Conjuntos estáticos



Figura 6.29: Rotores montados

Como visto e em se tratando do material ferromagnético utilizado, o nível de perdas no ferro vinculado a cada uma das estruturas referenciadas, diz respeito à dissipação por histerese magnética e por correntes de Foucault, que se manifestam internamente em nível

do seu circuito magnético, quando do seu funcionamento.

Vale a pena ressaltar que, muito embora no trabalho ora apresentado a estimativa de perdas no ferro tenha sido levada a efeito pela formulação de Steinmetz, quando do anteprojeto dos protótipos e, fundamentalmente, por segregação de perdas através da experimentação, quando da etapa de caracterização, é importante destacar as principais linhas de atuação desenvolvidas neste domínio, segundo a literatura afim, com um nível maior de detalhamento.

## 6.8 Perdas no Ferro - Considerações

Embora de importância considerável na eletromecânica, de maneira geral, a estimativa de perdas no ferro nas máquinas elétricas, ainda constitui um problema de solução relativamente complexa e particular, a ser tratada.

A complexidade inerente a este processo decorre da própria constituição desses dispositivos, em que a existência do entreferro e a forma do circuito magnético por pólo, submetem suas partes estacionária e rotativa a regiões de potenciais magnéticos distintos e modulam diferentemente o enlace de fluxo resultante, segundo uma trajetória principal ao longo daquele circuito, como função do tempo.

Ressalte-se ainda que a presença da seqüência dente-ranhura em uma, ou em ambas as partes, acarreta produção harmônica de ordem superior à forma de onda da indução, proporcionando níveis distintos de saturação magnética, localizados principalmente nos dentes e no núcleo estatórico.

Conforme salientado em capítulo anterior, a estimativa de tais perdas é geralmente apresentada segundo três tendências, em alguns casos de forma complementar, as quais se delineiam a partir de sua formalização clássica, através de expressões analíticas a coeficientes empíricos [113, 130], experimentalmente, segundo o método de Epstein [114], ou ainda, mais recentemente, por meio de métodos numéricos associados a resultados experimentais [119, 131], como é o caso dos estudos por cálculo de campos em duas e três dimensões.

Pressupõe-se, na primeira abordagem, o conhecimento expedito do material ferromagnético utilizado no protótipo, ou máquina de série construída na medida em que há necessidade de se fixar, com relativa precisão, os valores dos coeficientes envolvidos e da indução máxima

admissível para o material, a depender da condição de trabalho, ou de regime de serviço do dispositivo.

No tocante ao uso do quadro de Epstein, trata-se de um método clássico de determinação de perdas no ferro, normalizado nacionalmente (NBR 5161-1981) e internacionalmente (IEC 404-2, ASTM A343, DIN 50460), o qual consiste na determinação da potência dissipada por uma amostra do material ferromagnético a ser utilizado no protótipo, quando submetida a um campo magnético variável. No caso, considera-se a perda por unidade de massa diretamente associada à área do ciclo de histerese amostrado e à frequência do sinal injetado nos seus enrolamentos, admitido como de forma senoidal, a partir do seu circuito primário de excitação.

Em relação à estimativa de perdas através de métodos numéricos baseados em cálculo de campos, o potencial vetor magnético é calculado em toda a estrutura definida, segundo níveis de discretização anteriormente estabelecidos para, em seguida, serem determinadas a indução e a energia, associadas a cada domínio de interesse da estrutura. Tais determinações, vinculadas às características dos materiais envolvidos são, posteriormente, acopladas aos modelos físicos de perdas por histerese e por correntes de Foucault adotados no mesmo código, como função dos níveis de excitação e frequência, estabelecidos *a priori*, para cada resolução.

À exceção das perdas mecânicas por atrito aerodinâmico e nos mancais de sustentação, tais perdas constituem uma parcela preponderante do conjunto de perdas nominais, em qualquer dispositivo eletromecânico.

A despeito de serem normalmente subestimadas em máquinas de médio e grande porte, as perdas no ferro constituem um montante nada desprezível em dispositivos de pequena potência e, de relativa criticidade, naqueles de potência fracionária.

A título de ilustração neste sentido, o Programa de Conservação de Energia das Centrais Elétricas Brasileiras (PROCEL - ELETROBRAS), estabelece [148] que as perdas a vazio em máquinas assíncronas de pequeno porte (3 cv a 15 cv), correspondem a uma faixa de 6 a 17% da potência nominal desses motores e se situam entre 31 a 61% de suas perdas nominais, para conversores do tipo *standard* produzidos no Brasil na década de 1990. Em termos de perdas no ferro, tais cifras equivalem a situar-se numa faixa de 30 a 60% da somatória de perdas por máquina produzida, o que representa um montante substancial de

dissipação de energia em termos operacionais. Vale a pena, ainda, salientar que motores daquela faixa de potência (3 cv a 15 cv) representam 59.4% de participação no mercado nacional, consumindo algo em torno de 45% da energia produzida para o setor industrial do País, segundo dados do mesmo Programa, acima referenciado.

Conforme salientado evidencia-se que, apesar de fundamental importância no tocante à determinação do rendimento da conversão, a estimativa de perdas no ferro não prescinde de um tratamento verticalizado, no que diz respeito ao circuito magnético, alimentação e ciclo de trabalho da máquina em estudo, tornando a abordagem, não raras vezes, parcializada e dirigida a aspectos pontuais do caso tratado.

Noutro sentido e apesar das ferramentas e dos métodos até então desenvolvidos dependerem do grau de refinamento ou precisão requeridos, alguns aspectos podem ser destacados e ponderados relativamente aos principais fatores, ou elementos de discrepância, face aos resultados daquela estimativa.

Neste sentido constata-se que, de maneira geral, os valores arbitrados para os coeficientes vinculados à formulação de Steinmetz [113, 149], assim como os valores máximos da indução associados correspondem, na realidade, a valores médios interpolados a partir de características empíricas do material, levantadas não necessariamente, segundo as mesmas condições de operação do dispositivo sob análise.

Por outro lado é notável a diferença entre a conformação e a geometria do circuito magnético de um quadro de Epstein, as quais mais se assemelham a de um transformador que àquelas de uma máquina elétrica rotativa, seja ela de excitação do tipo bobina-núcleo, ou a ímãs permanentes, além da incertitude quanto aos resultados para valores de perdas específicas correspondentes a níveis de indução superiores a 1.80 T [131, 150].

Constata-se também que a seqüência dente-ranhura e os diferentes níveis de saturação do núcleo da armadura acarretam, de modo inerente, deformações na forma de onda da indução magnética em várias zonas do circuito magnético, cujo conteúdo harmônico, a depender do caso, não pode ser desprezado.

Outras fontes de discrepância não menos importantes, estão associadas a aspectos construtivos e de montagem final do dispositivo, tais como dispersão entre placas de prensagem, rebarbas de puncionamento, estresses residuais de estamparia e soldagem da laminação, as quais modificam localmente as propriedades magnéticas do material e influenciam relativa-

mente em seu conjunto.

Como salientado antes e inerentemente a todo sistema eletromecânico, parte da potência envolvida no processo da conversão é dissipada em forma de calor, associada aos campos elétrico, magnético e aos esforços mecânicos associados que se estabelecem quando do seu funcionamento.

Nesta direção, embora as interações entre esses campos se configurem de forma integral, a qualidade do processo de estimativa se encontra estreitamente vinculada àquele nível de dissipação, ao qual se associa diretamente o montante de perdas em cada um desses campos, conforme o ciclo de operação do dispositivo.

## 6.9 Análise Comparativa

No que diz respeito à circunscrição deste trabalho e estando os dispositivos construídos, foi possível adequar a determinação daqueles montantes, assim como do rendimento da conversão, em cada caso, a partir da caracterização de cada protótipo, segundo as mesmas condições de ensaios parcializando as perdas do processo e do acionamento à alimentação de cargas.

Experimentalmente, o método de segregação de perdas tem, como pressuposto, o conhecimento do binômio entrada-saída, em termos de parcelas de potência intervenientes quando da conversão, e de alguns parâmetros dos modelos, representativos de cada conversor eletromecânico.

Nos casos tratados neste estudo e em termos da experimentação levada a efeito utilizou-se, como acionador primário, uma máquina de corrente contínua previamente calibrada, segundo velocidade prefixada, o que possibilitou isolar as perdas por atrito e por ventilação deste conversor. Operando o protótipo como gerador sobre uma carga de natureza conhecida, preferencialmente resistiva, determinaram-se as parcelas de potência correspondentes a vários níveis de carregamento, em função da corrente de armadura. Deste modo, em cada caso e para cada estado de carga, as perdas no ferro foram deduzidas por diferença, a partir da dissipação por efeito Joule, nos enrolamentos da armadura, levando-se em consideração cada conjunto estator-rotor, anteriormente descrito.

### 6.9.1 Experimentação - Perdas no Ferro

Deste modo, funcionando portanto como gerador, a velocidade síncrona, a frequência constante e debitando, sobre um banco de cargas resistivas, os protótipos com rotores de aço em blocos maciços (RM) foram ensaiados a cada vez, junto ao estator, impregnado com verniz epóxico (CV), constituindo as estruturas (PCVRM), (PCVRF) e (PCVRA), respectivamente.

No caso e em relação às perdas no ferro para o rotor em blocos maciços (RM), constata-se que o efeito da laminação do rotor (RF), apresentou diferenças crescentes e proporcionais ao nível de indução, segundo a alimentação da carga, conforme a Figura 6.30, apresentando diferenças de cerca de 18%, para valores de corrente em torno do valor nominal.

Por outro lado e se considerando, como base, as perdas determinadas para o protótipo constituído com o rotor de aço laminado (RF), a influência do material, caracterizada pelo uso da laminação em Ferro-Silício (RA), tornou evidente diferenças da ordem de 34% para operação nas vizinhanças do valor nominal da corrente, para as mesmas condições de carga, em ambos os ensaios, como mostrado na Figura 6.31.

De modo decorrente é possível destacar algumas observações relativas aos protótipos ensaiados e ao procedimento adotado, no sentido de que a experimentação levada a efeito sobre os protótipos constituídos, por materiais e laminação diferenciados, tornou possível relativizar a influência das perdas rotóricas neste tipo de estrutura; neste sentido e apesar de alguns autores [113, 149, 150] levarem em consideração a parcialização dessas perdas em luvas de dispersão, elementos de separação interpolares, assim como por correntes induzidas

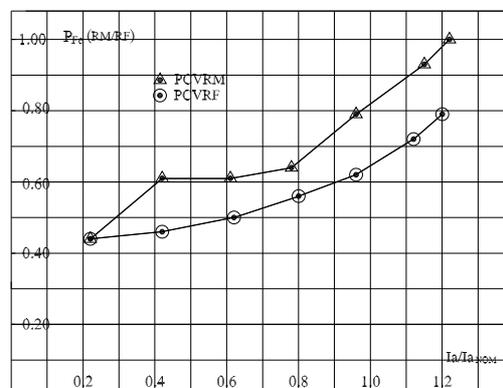


Figura 6.30: Perdas no ferro - Protótipos PCVRM e PCVRF

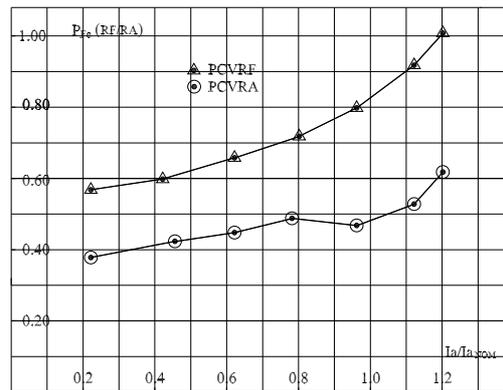


Figura 6.31: Perdas no ferro - Protótipos PCVRF e PCVRA

nas extremidades das peças imantadas, se tornam inviáveis em virtude do procedimento adotado conseguir tal nível de detalhamento e análise.

No entanto se constata que, muito embora subestimadas neste tipo de estrutura (IPM), as perdas rotóricas por histerese e correntes de Foucault são relativamente significativas, como mostrado, mesmo se levando em consideração os atenuantes clássicos da laminação, e o aumento da permeabilidade magnética do material utilizado nas peças polares.

Tendo em vista as mesmas condições de operação anteriormente realizadas sobre os protótipos (PCVRM), (PCVRF) e (PCVRA) citados, estabeleceu-se adicionalmente, como base qualitativa para experimentação dos elementos da armadura, os estatores não impregnados, de ranhuras retas (SV) e inclinadas de um passo de ranhura, com relação ao comprimento axial (SV/I), correspondentemente.

Assim, a partir da utilização de um mesmo rotor laminado e de Ferro-Silício (RA), foram constituídos e ensaiados, a cada vez, mais dois protótipos, que constituíram as estruturas (PSVRA) e (PSVRA/I), respectivamente, para análise comparativa daqueles estatores, conforme mostrado na Figura 6.32.

Da experimentação realizada evidenciou-se uma diferença moderada entre as perdas no ferro, determinadas para esses protótipos em função do carregamento, sendo apresentada uma majoração em torno de 9%, para o protótipo (PSVRA/I) face ao (PSVRA), no tocante à condição nominal de regime.

Neste caso, embora o artifício de inclinação das ranhuras para máquinas cujo número de ranhuras por fase e por pólo seja igual a um (01), acarrete redução no conteúdo harmônico

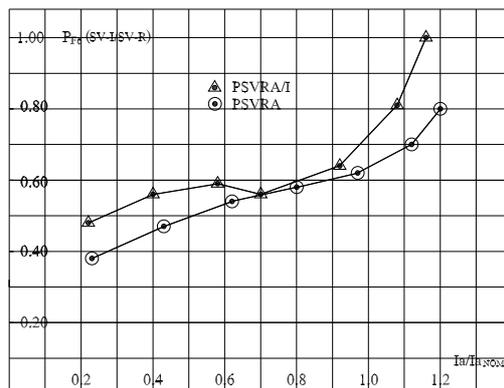


Figura 6.32: Perdas no ferro - Protótipos PSVRA/I e PSVRA

do fluxo resultante no entreferro, a modificação estrutural do circuito magnético por pólo, ao ser transformado numa hélice contínua, potencializa maiores níveis de correntes induzidas ao longo do seu comprimento axial, quando comparado relativamente a um conjunto estator-rotor similar, de ranhuras retas, além de maior dissipação por perdas no cobre, dado ao aumento relativo do comprimento útil dos enrolamentos.

Noutro sentido em relação aos resultados mostrados na Figura 6.33, constataram-se diferenças crescentes e importantes, no que diz respeito às perdas no ferro, entre os protótipos constituídos a partir dos estatores de ranhuras retas, com (CV), e sem (SV) impregnação por verniz isolante na laminação, para as mesmas condições de ensaio, situando-se em cerca de 30% para valores de corrente de carga nas vizinhanças do valor nominal.

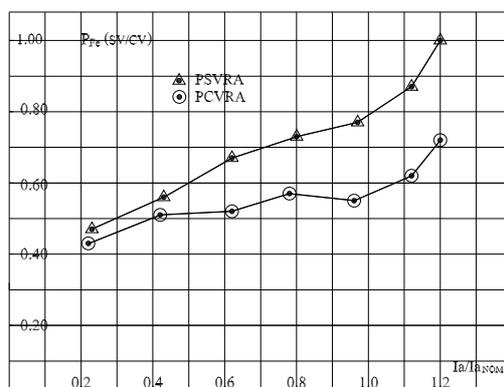


Figura 6.33: Perdas no ferro - Protótipos PSVRA e PCVRA

No caso tratado e em particular no tocante aos estatores de ranhuras retas, evidencia-

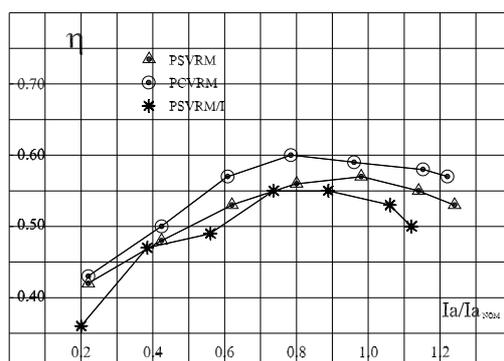


Figura 6.34: Rotor com peças polares maciças em aço

se que, apesar da laminação das chapas ser realizada sempre a uma espessura inferior à profundidade de penetração do material, a isolação individual processada em cada peça configurou-se como medida substancialmente eficaz relativamente à manutenção da isotropia magnética, do pacote ferromagnético da armadura.

### 6.9.2 Experimentação - Rendimento da Conversão

Levando em consideração o aspecto qualitativo da abordagem levada a efeito sobre os protótipos construídos, foi possível constatar a influência de alguns requisitos de ordem construtiva daqueles protótipos sobre as perdas no ferro, através da análise por vantagem comparativa vinculada às trocas entre as partes, das possíveis configurações estator-rotor desenvolvidas.

Tais estruturas, possuindo partes intercambiáveis, foram submetidas experimentalmente às mesmas condições de ensaio, do acionamento à alimentação de cargas, cujos resultados permitiram a determinação do rendimento da conversão de cada conjunto utilizando-se, a cada vez, ora a associação de um mesmo rotor e três outros estatores construídos ora determinado estator, em associação com os demais rotores distintos.

Deste modo e independente do tipo de estator utilizado, Figura 6.34, constatou-se que a adoção de peças polares maciças em aço no rotor como forma de elementos amortecedores à desmagnetização, apresentou os mais baixos índices de rendimento operacional, dentre os testados, notadamente entre 55 a 60%, com relevância para o protótipo, cujo estator é do tipo impregnado e com ranhuras retas, referenciado como (PCVRM).

É interessante observar que o fato de se proceder à laminação do material constituinte das peças polares, não acarretou mudanças significativas, no que concerne a materiais de baixa permeabilidade magnética, como foi o caso do rotor em aço laminado (RF), cujo rendimento da conversão se situa entre 63 e 65%, para o limiar do carregamento de regime não apresentando, também, maiores diferenciações com relação àquela grandeza, face ao tipo de estator utilizado em cada conjunto, como evidencia a Figura 6.35.

Noutro sentido e através da utilização conjunta da laminação e do aumento da permeabilidade magnética do material, conforme observado através do rotor de peças polares em Ferro-Silício (RA), na Figura 6.36, constatou-se um crescimento importante do rendimento, basicamente entre 65 e 72%, para níveis de corrente de armadura em torno do valor nominal, independentemente do tipo de estator utilizado no conjunto salientando-se, dentre eles, o protótipo constituído com base no estator de laminação impregnada individualmente (CV) e de ranhuras retas (PCVRA).

Paralelamente aos resultados obtidos através da metodologia adotada, é importante observar e considerar alguns outros aspectos pertinentes ao processo de dimensionamento de determinado protótipo associado ao seu melhor desempenho funcional, como no caso ora tratado do rendimento da conversão, notadamente no que concerne à corrente de carga.

Evidencia-se, inicialmente, uma gradação diferenciada quanto aos valores do patamar de rendimento dos protótipos em função do carregamento, face à utilização de distintos estatores; observa-se ainda que o limiar de rendimento máximo se situa na região entre 60 e 120% da corrente nominal dos protótipos, o que enseja um bom indício de anteprojeto dos

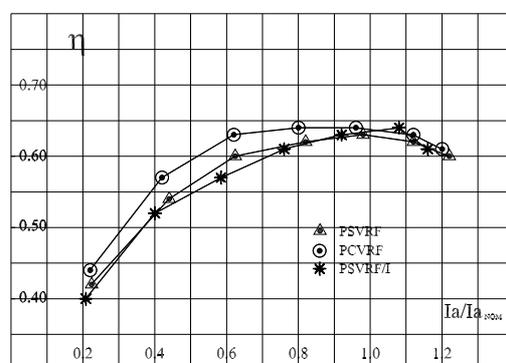


Figura 6.35: Rotor com peças polares laminadas em aço

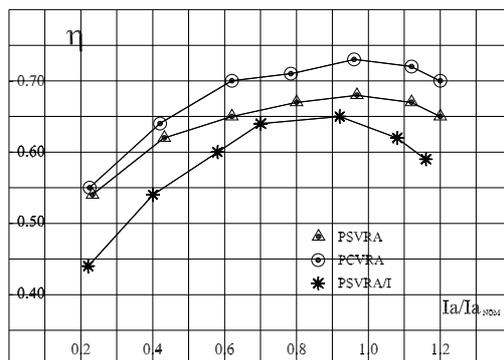


Figura 6.36: Rotor com peças polares laminadas em Ferro-Silício

conjuntos estator-rotor, independentemente de suas constituições.

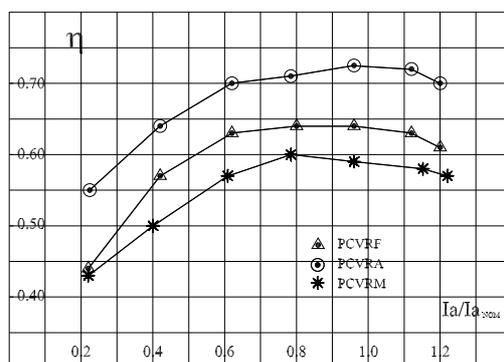


Figura 6.37: Rendimento da Conversão - Quadro Geral

Quanto ao aspecto tecnológico, a redução de fases construtivas através da adoção de peças polares maciças, pode configurar-se como aspecto preferencial no processo, ao se utilizar materiais de baixa permeabilidade magnética.

Observa-se também que, embora a não uniformidade da distribuição da indução em regiões distintas da armadura do protótipo, acarrete níveis diferenciados de perdas no ferro, a isolamento do estator através do modo de impregnação individual das lâminas revelou-se como procedimento de eficácia superior ao processo clássico, de tratamento estanque do pacote ferromagnético, por mergulho epóxico.

Com base na constituição das peças polares rotóricas e na operação do dispositivo segundo corrente nominal, determinaram-se experimentalmente, rendimentos da ordem de 59% para aqueles em blocos maciços (PCVRM), 64% para os de laminação em aço de baixa

permeabilidade magnética (PCVRF) e de 72% para aquelas laminadas em Ferro-Silício (PCVRA), respectivamente, conforme evidenciado no quadro geral da Figura 6.37.

No tocante à interação campo-armadura, evidenciou-se que a inclinação do pacote ferromagnético tem importância relativa, do aspecto construtivo da máquina, na medida em que, ao atenuar o conteúdo harmônico do fluxo resultante a nível do entreferro, tal procedimento acarreta majoração nas perdas, por efeito Joule na armadura reduzindo, em contrapartida, o desempenho funcional do protótipo, independentemente do conjunto constituído e de quaisquer outras medidas corretivas adotadas.

Neste sentido é interessante ressaltar que as alterações construtivas empreendidas no desenvolvimento dos protótipos constituíram elementos significativos e de abrangência capital para a definição do melhor conjunto estator-rotor (PCVRA), dentre as nove (09) variantes possíveis, cujas Figuras 6.38 e 6.39 ilustram, respectivamente, através de resoluções por cálculo de campos, as reações da armadura, segundo os eixos direto e em quadratura da estrutura citada.

Relativamente a este conjunto, a Tabela 6.3 sumariza as principais especificações de projeto deste protótipo, assim como grandezas de interesse e principais dimensões associadas ao seu dimensionamento.

No que concerne aos aspectos conclusivos deste capítulo e na seqüência dos estudos relativos aos procedimentos de cálculo e dimensionamento, como circunscrição deste trabalho, foram desenvolvidos a análise, a definição e o projeto de uma estrutura a ímãs permanentes, passíveis de funcionamento como gerador isolado, a partir do acionamento em velocidade variável, por uma turbina eólica de potência fracionária.

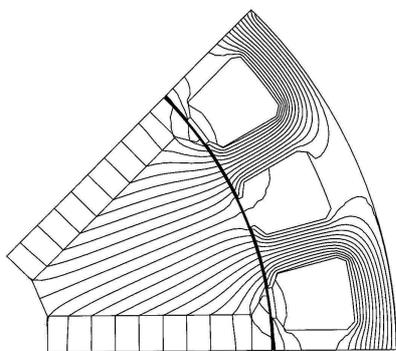


Figura 6.38: Fluxo de eixo 'd'

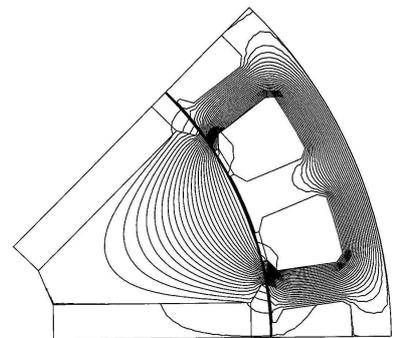


Figura 6.39: Fluxo de eixo 'q'

GRANDEZA	SIMBOLO	UNIDADE	GRANDEZA	SIMBOLO	UNIDADE
Potência Nominal	$P_n$	250watt	Diâmetro Externo	$D_o$	120 mm
Corrente Nominal	$I_a$	2.5A	Altura do Núcleo	$h_n$	5 mm
Número de Pólos	$P$	8	Altura do Dente	$h_t$	10 mm
Número de Fases	$m$	3	Dimensões do Ímã	$l_m/h_m/w_m$	8.8/25/42(mm)
Ranhuras	$N_{rh}$	24	Remanência	$B_r$	0.38 Tesla
Passo Polar	$\tau_P$	34.95 mm	Entreferro	$g_{mec}$	0.30 mm
Dimensão Axial	$L$	90 mm	Razão de Aspecto	$\beta$	2/3

Tabela 6.3: Grandezas e dimensões principais do protótipo PCVRA

Do ponto de vista analítico a partir da associação da estrutura definida com um módulo retificador-chaveador, foram analisadas e determinadas relações dimensionais entre a fonte e o subsistema elétrico, de tal modo a possibilitar a viabilidade e adequação de um tal sistema de acionamento, para posterior estocagem da energia produzida em um banco de acumuladores.

Tendo como elementos de base a característica estática da turbina, como fonte primária acionante, assim como os condicionantes relativos ao sistema proposto, foram analisados dois tipos de estrutura a ímãs (SPM - IPM), de diferentes configurações, dentre as variantes candidatas.

Fundamentado nas relações entre as principais grandezas de interesse relativas a máquina elétrica, no caso o fluxo a vazio e a indutância de eixo direto, realizaram-se variações paramétricas através de cálculo de campos, relativas às espessuras do entreferro e dos ímãs, assim como do diâmetro rotórico, as quais conduziram a definição da configuração a ímãs transversais (IPM), como a de melhor adequação ao caso em proposição.

Levando em consideração a estrutura (IPM) definida, estudos de compatibilização face ao rendimento da conversão foram levados a efeito, priorizando o montante de perdas no ferro correspondente ao seu circuito magnético por pólo, relativo ao arranjo e à natureza da associação estator-rotor daquela estrutura.

Tais estudos foram materializados através do projeto, construção e caracterização de três conjuntos estator-rotor, de dimensões compatíveis entre si e de diferentes constituições

materiais, os quais integraram nove (09) configurações (IPM) distintas.

Neste sentido, a análise comparativa dentre essas configurações face a uma ampla faixa de condições de carregamento, possibilitou a definição daquela variante de melhor desempenho funcional para a aplicação estabelecida, a qual convergiu para o protótipo referenciado como PCVRA, de estator com ranhuras retas e laminação impregnada individualmente por peça, e de rotor constituído de laminação em Ferro-Silício, além da adoção de um conjunto de critérios e diretrizes de execução para este tipo de estrutura, no âmbito da proposta em questão.

# Capítulo 7

## Minimização do Cogging Torque

### 7.1 Introdução

A maioria dos estudos relativos às máquinas elétricas, é baseada nos modelos clássicos de circuitos acoplados e de campos magnéticos [31]; esses modelos admitem, pressupostamente, uma série de condicionantes restritivos que visam sobretudo facilitar o entendimento funcional do conversor eletromecânico em estudo e viabilizar a análise do seu comportamento.

Deste entendimento, os condicionantes de linearidade do circuito magnético, de evolução senoidal das grandezas, assim como o fato de se desprezar a abertura das ranhuras desses conversores, constituem tão somente algumas das maneiras de simplificar seus modelos de estudo, sejam eles dotados de rotores lisos ou salientes.

Nesta direção se evidencia que a necessidade de alocação dos enrolamentos nas partes estacionária e rotativa desses dispositivos, torna inerente a existência da seqüência dente-ranhura na interface entre essas partes, modificando dimensionalmente o entreferro e configurando fisicamente zonas diferenciadas de relutância magnética, ao longo do passo polar [151, 152]; constata-se ainda que, a depender da razão de aspecto do rotor e do número de ranhuras por fase e por pólo da estrutura, o entreferro ranhurado, assim constituído, impõe posicionamentos de equilíbrio, face ao seu circuito magnético por pólo, segundo zonas preferenciais de máxima e de mínima relutância, modificando significativamente seu perfil [153].

## 7.2 Ondulações de Fluxo

No caso se evidenciam, quando do estabelecimento da excitação de campo, alterações na distribuição do fluxo a vazio da máquina, acarretando distorções em maior ou menor grau, na sua forma de onda, o que influencia diretamente o perfil das forças eletromotrizes geradas.

Noutro sentido essas evidências redundam em esforços cíclicos sobre o rotor da máquina, dando origem a uma componente de torque, devido a esta variação de relutância, ou *cogging torque* [154–156], que se superpõe ao torque eletromagnético produzido quando do carregamento, acarretando componentes harmônicas adicionais às suas formas de onda e ruídos eletromagnéticos, assim como vibrações mecânicas indesejáveis sobre seus mancais de sustentação.

A experiência tem mostrado que nos alternadores de construção clássica [31, 109], se busca atenuar este efeito quando do dimensionamento da sapata polar dessas máquinas, com vistas a reduzir o conteúdo harmônico de ordem superior nas tensões geradas, assim como potenciais interferências espúrias em linhas de comunicação (TIF - Telephone Influence Factor) quando de sua operação.

Em máquinas assíncronas cuja estrutura é duplamente ranhurada, adota-se normalmente o artifício de inclinar o pacote ferromagnético do rotor de um passo de ranhura, como forma de reduzir os efeitos de *crawling* [41], ou de arrasto magnético no processo de aceleração, causados pelo potencial alinhamento de permeância entre as partes, a depender da relação entre os números de ranhuras estator-rotor da máquina.

Como visto, pode-se reafirmar que a representação da distribuição do fluxo no entreferro por sua componente fundamental, se configura tão somente como uma das hipóteses simplificadoras, face às demais, relativamente ao modelo de estudo associado a esses conversores.

Neste sentido, além do caráter físico da limitação deve-se atentar, também, quando da elaboração deste modelo, para o fator de escala envolvido na restrição, haja vista a existência de ranhuras na armadura da máquina alterar substancialmente a configuração do entreferro, submetendo o fluxo resultante da composição campo-armadura, a ondulações periódicas e regulares, de frequência proporcional ao número de ranhuras por polo.

Daí e muito embora tal efeito possa ser considerado desprezível em máquinas de grande porte, apesar das interferências citadas, ele se torna significativo naquelas de pequena po-

tência e crítico nas de potência fracionária [157]. Neste particular, do ponto de vista do campo estabelecido, tais ondulações se traduzem como modulação da indução magnética, através de suas harmônicas de ordem superior, afetando diretamente as forças-eletromotrizes geradas e o torque resultante da máquina, como anteriormente salientado.

### 7.3 Ondulações de Torque - Configurações SPM-IPM

Tem-se detectado, recentemente, particular interesse no estudo dessas ondulações, principalmente no que diz respeito a estruturas excitadas por ímãs permanentes [158–160].

O advento das ligas rígidas nas últimas décadas e sua utilização como elemento construtivo nas máquinas elétricas, têm recebido importante destaque em acionamentos de correntes alternada e contínua [1], em que o desempenho e a potência massiva elevada são características normalmente requeridas.

Embora tratados em capítulos anteriores, nesta seqüência de apresentação, aspectos particulares desse tipo de excitação serão observados como forma de verticalizar a abordagem da atenuação desses efeitos, segundo particularidades inerentes e distintas a duas das principais estruturas conhecidas. Neste sentido, várias configurações têm sido estudadas e reportadas

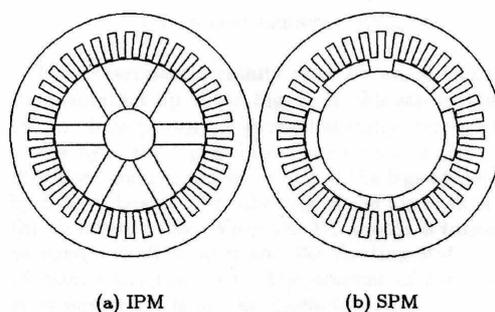


Figura 7.1: Estruturas dos tipos IPM-SPM

na literatura afim [42], principalmente as do tipo sem peças polares (Surface Permanent Magnet Motor - SPM) usando-se ímãs das terras raras ( $SmCo_5$  -  $SmCo_7$  -  $NdFeB$ ) fixados sobre o rotor e de magnetização radial. Outra variante importante é a estrutura com peças polares (Interior Permanent Magnet Motor - IPM), com ímãs posicionados internamente ao rotor e de magnetização transversal, a qual potencializa a possibilidade da concentração de

fluxo a nível do entreferro [37], diferente da estrutura (SPM), citada anteriormente.

Nesta configuração (IPM), torna-se possível estabelecer o mesmo nível de indução no entreferro de uma estrutura SPM de potência equivalente, a depender das relações dimensionais do rotor, utilizando-se ímãs de baixa densidade energética [62, 63], tais como ligas de Ferrites de Bário ( $BaFe_{12}O_{19}$ ) e de Estrôncio ( $SrFe_{12}O_{19}$ ) e, portanto, de menor custo.

Com relação à configuração sem peças polares (SPM), ímãs de Terras Raras são fixados diretamente sobre o rotor [126], ou estator, da estrutura possuindo, geralmente, magnetização na direção radial.

Como a permeabilidade desses materiais é aproximadamente igual à do ar ( $\mu_m \cong \mu_o$ ), o entreferro efetivo estator-rotor torna-se de dez (10) a trinta (30) vezes maior que o entreferro mecânico, o que explica, de modo definitivo, a necessidade do uso para este tipo de configuração, de ímãs de alta densidade energética, de modo a garantir não apenas a nível do entreferro mas, em toda a estrutura, valores típicos de induções comparáveis a conversores de potência similar.

Para essas estruturas a razão de indutâncias, segundo o modelo de Park [105] é aproximadamente unitária  $L_q/L_d \cong 1$ , o que acarreta facilidades, do ponto de vista do controle; não obstante o custo dos ímãs e dificuldades construtivas relacionadas à retenção dos ímãs sobre o rotor tornarem a máquina relativamente dispendiosa.

Por outro lado, na configuração com peças polares (IPM) os ímãs são dispostos internamente ao rotor, segundo várias topologias [121], sendo a mais conhecida a de magnetização transversal, como já referenciada.

Explorando a possibilidade de concentração do fluxo indutor usam-se, normalmente, ímãs cerâmicos de baixa densidade energética, em geral Ferrites de Bário e de Estrôncio e, contrariamente ao que ocorre no caso anterior e nas máquinas síncronas convencionais, neste tipo de configuração a distribuição do fluxo no circuito magnético por pólo acarreta, para a estrutura, uma razão de indutâncias maior que a unidade  $L_q/L_d > 1$ .

Neste caso, a particularidade da saliência inversa associada a fatores construtivos, possibilita o projeto de motores baseado nesta configuração, capazes de operar numa ampla faixa de trabalho com fator de potência unitário e de geradores com baixíssima regulação de tensão, nas proximidades da plena carga .

Salienta-se, para um mesmo nível de indução no entreferro em comparação com estru-

turas SPM, que a proximidade estator-rotor, segundo entreferros da ordem de 0.30 mm-0.50 mm, constitui uma limitação crítica relativa ao dimensionamento, no que concerne ao *cogging torque* da estrutura; todavia, o baixo custo dos ímãs utilizados comparado ao de Terras-Raras em estruturas SPM, da ordem de um para vinte e cinco (1/25), acarreta uma vantagem significativa com relação àquelas estruturas, segundo este aspecto.

No que diz respeito à literatura consultada, vários autores contribuíram significativamente com o estudo das ondulações do torque nesses tipos de estrutura [159–161].

Neste particular e como resultado direto desses efeitos espúrios, duas componentes se destacam: o *cogging torque*, proveniente das interações entre ímãs, ou peças polares, e a irregularidade do entreferro devido à abertura das ranhuras, para a condição a vazio, e o *ripple torque* adicionalmente, quando da circulação de correntes na armadura da máquina [151, 162], ou seja, quando do seu carregamento.

Tais componentes produzem pulsações harmônicas importantes nas forças eletromotrizes e no torque desenvolvido pela máquina, a ponto de comprometer não só seu desempenho isoladamente mas também o do sistema, como um todo.

Cronologicamente e no que se refere às ondulações de fluxo, de modo geral, Deleroi [40] analisou sua influência em estruturas duplamente ranhuradas objetivando a redução dos efeitos correspondentes.

Em referência à predição e às formas de minimização das componentes citadas, uma série de trabalhos tem sido documentada pela literatura [154, 156], analisando-se principalmente esses efeitos para estruturas sem peças polares (SPM), e propondo a anulação dessas componentes através da compatibilização entre a largura do ímã e o passo de ranhura da armadura considerada; ainda nessa direção, formulações analíticas são desenvolvidas para o torque a partir de uma estrutura (SPM), objetivando-se estudar a influência da variação paramétrica da estrutura sobre aquela grandeza, face à estrutura em questão.

Para uma classe de motores cujo número de ranhuras é igual ou menor que o de pólos [163], investiga-se a influência da abertura das ranhuras na componente de *cogging torque* e se propõe um método de predição para estruturas SPM, do tipo Brushless DC Motors, no sentido de se avaliar, também, a dependência daquela grandeza com relação a parâmetros construtivos da estrutura.

Apresenta-se também, segundo Deodhar, Staton e Miller [161], um conjunto de algorit-

mos aplicáveis ao cálculo da forma de onda de forças eletromotrizes e de perda no ferro a vazio, para estruturas tipo SPM, além de um método de predição do *cogging torque*, aplicável nos casos de máquinas a ímãs, em geral com base no diagrama Fluxo-Força Magnetomotriz, propondo ainda uma série de medidas para redução daquela componente, conforme modificações estruturais do dispositivo.

Por outro lado, Bolton e Ashen [164] estabelecem que os efeitos das componentes de *cogging* e de *ripple torque* podem ser tratados a posteriori; em outras palavras, estando a máquina construída, que a superação deste problema possa ser implementada quando da operação do sistema, através do controle adequado da excitação do conversor estático, para geração de formas especiais de corrente.

Outra variante desta opção sugere que as ondulações de torque, previamente identificadas, sejam anuladas através da injeção de correntes via conversor estático que acarretem, proporcionalmente, amplitudes e fases opostas às componentes harmônicas das ondulações efetuando, assim, por antisimetria, a devida compensação [158, 165, 166].

No que diz respeito à atualização e às contribuições dos trabalhos referenciados, fica evidenciada uma forte tendência ao estudo da predição e minimização das ondulações do torque, caracterizadas por suas componentes de *cogging* e *ripple torque*, com aplicação preferencial a estruturas sem peças polares (SPM), utilizadas em acionamentos de alta performance, seja através de modificações estruturais ou de atuação sobre a excitação via conversor estático.

Fica também constatada a pouca ênfase dispensada à interpretação dos fenômenos envolvidos e à generalização dos resultados conseguidos naqueles estudos, além de se evidenciar a quase total ausência de integração daqueles estudos de caso, com ferramentas de síntese das estruturas tratadas, com raras exceções.

## 7.4 Redução das Ondulações

O objeto de estudo apresentado nesta parte do trabalho diz respeito à proposição de uma nova técnica de redução das ondulações do fluxo indutor em máquinas síncronas a ímãs permanentes, do tipo IPM, de magnetização transversal, sem inclinação das ranhuras estatóricas, de modo a configurar o protótipo de melhor desempenho e adequação ao acionamento, cujo desenvolvimento foi materializado sob a forma de projeto e construção de

vários protótipos, e tratado em capítulos anteriores.

Na técnica proposta a redução do *cogging torque* e do conteúdo harmônico da forma de onda da tensão gerada, é viabilizada através da modificação construtiva da razão de aspecto do rotor e do perfil da peça polar do dispositivo, a nível do entreferro.

Tais modificações são abordadas como um problema de otimização, em que a minimização das grandezas citadas faz apelo ao conhecimento da distribuição da indução no entreferro da estrutura, tal como da componente do torque, através de cálculo de campos, em razão da excitação proveniente dos ímãs; para isto, lançou-se mão da análise por elementos finitos através de um sistema de cálculo de campos em duas dimensões [167], segundo o qual as questões relativas ao cálculo de esforços e minimização das flutuações de fluxo são tratadas de forma mais detalhada, a seguir.

Como salientado em parágrafos anteriores, a componente do torque, associada à abertura das ranhuras em estruturas a ímãs permanentes, *cogging torque*, vincula-se essencialmente à assimetria das componentes radial e transversal do fluxo a nível do entreferro, quando do movimento, ao ser modificado o enlace magnético entre a superfície ranhurada da armadura e os ímãs, ou peças polares, localizadas no rotor do dispositivo.

Ao se considerar a superposição da seqüência dente-ranhura aos pólos da estrutura, quando da excitação, se evidenciam posições características entre essas partes, correspondentes a situações nas quais a relutância é máxima quando os ímãs, ou peças polares, se posicionam majoritariamente face às ranhuras e uma outra, cuja relutância é mínima, ao se posicionarem correspondentemente, face aos dentes da armadura.

Do ponto de vista do conjunto estator-rotor, tais posicionamentos relativos se caracterizam como de equilíbrios instável e estável, respectivamente, cuja variação da energia magnética associada ao deslocamento, acarreta ciclos alternados de esforços restauradores e antirrestauradores àquelas posições, manifestando-se notadamente quando do rotor em movimento.

Mencionadas variações estão intimamente ligadas ao número de pólos ( $P$ ) e de ranhuras ( $N_{rh}$ ) da estrutura, que se manifestam segundo um período de deslocamento estator-rotor correspondente a um passo de ranhura ( $\tau_{rh}$ ), e de frequência ( $f_{cog}$ ), associada à de operação ( $f$ ), expressa por  $f_{cog} = 2N_{rh}f/P$ .

Para um mesmo nível de excitação estabelecido a atenuação dos efeitos do *cogging torque*

está associada, de modo geral, ao número de ranhuras por fase e por pólo da estrutura ( $q$ ), mais particularmente, à razão abertura-passo de ranhura ( $w_{rh}/\tau_{rh}$ ), e à redução da intensidade da componente transversal do fluxo nas extremidades dos ímãs ou das peças polares do rotor.

A adequação de tais pressupostos ao dimensionamento da estrutura potencializa, em determinado sentido, a redução da intensidade da relutância por passo de ranhura da estrutura e, por outro, o enfraquecimento do enlace magnético nas extremidades das peças polares, causado pelo efeito de bordas, a nível do entreferro.

### 7.4.1 Esforços Eletromecânicos - Métodos

No que concerne à quantificação desses efeitos, adotam-se diferentes métodos com base em várias formulações [32, 85], visando ao cálculo de esforços em estruturas eletromagnéticas na eletromecânica, em que os mais conhecidos se fundamentam na variação da energia, ou co-energia magnética associada à estrutura em questão, relativa a deslocamentos incrementais entre suas partes, cujas expressões de definição podem ser escritas como:

$$F_m = -\partial W_{mag}(\psi, x)/\partial x_m = \partial W'_{mag}(i, x)/\partial x_m \quad (7.1)$$

Na prática, a expressão relativa a coenergia, é de uso mais comum na medida em que é mais simples manter a corrente constante quando do deslocamento, do que impor determinada quantidade de fluxo ao sistema durante sua evolução entre dois estados quaisquer de magnetização. No caso, ao se expressar a coenergia magnética associada a determinado estado de magnetização, como:

$$W'_{mag} = \sum_{j=1}^k \int_0^{i_j} \psi_j d i_j \quad (7.2)$$

a força generalizada para um meio qualquer pode ser expressa como:

$$F_m = \sum_{j=1}^k \int_0^{i_j} (\partial \psi_j / \partial x_m) d i_j \quad (7.3)$$

Por outro lado, admitindo-se inicialmente condições de linearidade entre as variáveis de estado do sistema, as expressões (7.2) e (7.3) se simplificam para:

$$W'_{mag} = (1/2) \sum_{j=1}^k \psi_j i_j \quad (7.4)$$

$$F_m = (1/2) \sum_{j=1}^k (\partial\psi_j/\partial x_m) i_j \quad (7.5)$$

ou, ainda, considerando-se o sistema translacional:

$$F_m = (1/2) \sum_{j=1}^k \sum_{p=1}^k (dL_{jp}/dx_m) i_j i_p \quad (7.6)$$

e, em se considerando o sistema girante, pode-se expressar o torque correspondente, como:

$$C_m = (1/2) \sum_{j=1}^k \sum_{p=1}^k (dL_{jp}/d\alpha_m) i_j i_p \quad (7.7)$$

dado que a indutância mútua  $L_{jp}$  é função do número de espiras eficazes dos enrolamentos  $N_i$ , e da permeância  $P_{jp}$  do sistema, pode-se escrever:

$$L_{jp} = N_j N_p P_{jp} \quad (7.8)$$

assim, as expressões correspondentes à força, vêm a ser dadas por:

$$F_m = (1/2) \sum_{j=1}^k \sum_{p=1}^k (dP_{jp}/dx_m) N_j i_j N_p i_p \quad (7.9)$$

e, ao torque, como sendo:

$$C_m = (1/2) \sum_{j=1}^k \sum_{p=1}^k (dP_{jp}/d\alpha_m) N_j i_j N_p i_p \quad (7.10)$$

Deste modo, as relações (7.4)-(7.5) e (7.6)-(7.7) evidenciam a possibilidade de que o sistema seja submetido a ações de natureza eletromagnética, desde que hajam variações, ora na excitação ora na permeância do circuito magnético a ele associado; todavia, tais relações apresentam um inconveniente clássico, nos casos de estruturas com geometrias complexas, na medida em que seja necessário derivar as permeâncias dos diversos circuitos envolvidos. Neste sentido, outros métodos se apresentam como alternativas interessantes, principalmente nos casos em que seja exigido um tratamento numérico preciso.

Segundo a literatura afeta ao tema [19, 119] e consistentemente apresentado no trabalho de Sadowski [85], esses métodos se classificam em duas grandes categorias; por um lado, nos que se utilizam diretamente dos resultados da equação do potencial vetor  $\vec{A}$ , para a determinação do campo magnético e, por outro, naqueles métodos que utilizam basicamente uma formulação a partir de fontes equivalentes ao material magnético.

Na primeira categoria se destacam os métodos: da coenergia magnética, do tensor de Maxwell, o proposto por Arkkio e o da derivação da matriz jacobiana local.

Nesses métodos o torque é calculado a partir do conhecimento da coenergia associada ao sistema para posições sucessivas de deslocamento, seja a partir da integração do tensor de Maxwell diretamente ou através de componentes preferenciais (Arkkio) ou, ainda, com base no método dos trabalhos virtuais, respectivamente.

Admitindo-se linearidade do sistema e isotropia do material constituinte, nota-se que todos os métodos enquadrados na segunda categoria convergem para a determinação da densidade superficial de força; são eles: o método das correntes equivalentes, das cargas magnéticas equivalentes, das cargas e correntes superficiais e da derivada da energia, os quais consistem, essencialmente, na substituição do meio magnético sobre o qual se calcula a força por um meio amagnético, no interior do qual se encontra uma distribuição volúmica de fontes de campo e, na sua superfície, uma distribuição de fontes de campo. No caso, tais distribuições podem ser de correntes ou de cargas magnéticas ou, ainda, de uma combinação desses dois tipos de distribuição.

#### 7.4.2 Esforços Eletromecânicos - Tensor de Maxwell

Apesar de algumas considerações otimistas relativas à aplicação daqueles métodos, tal como de suas implementações, não se pode concluir facilmente qual das quatro formulações acima referenciadas se presta ao cálculo dos esforços sobre uma estrutura determinada, na medida em que é pouco provável resolver, teoricamente, o problema da determinação da densidade de força, a partir de um circuito magnético, sem considerar o material ferromagnético utilizado ou a diferença de permeabilidades entre os meios materiais considerados.

Evidenciou-se, em razão da facilidade de implementação numérica e da precisão conseguida, face aos métodos baseados em densidades locais de força, que o método do tensor de Maxwell se configura como a opção potencialmente mais importante a ser aplicada para a resolução deste tipo de problema e, mais particularmente ainda, nos casos de cálculo de esforços nas máquinas elétricas girantes. Por este motivo e por razões objetivas, sua apresentação merece aqui, oportunamente, um grau maior de detalhamento.

No que diz respeito ao equacionamento clássico oriundo do eletromagnetismo [111, 112],

evidencia-se que os campos elétrico  $\vec{E}$  e magnético  $\vec{H}$ , assim como suas densidades  $\vec{D}$  e  $\vec{B}$  associadas, são grandezas vetoriais interrelacionadas, cuja formalização se dá através das equações de Maxwell, e são escritas como:

$$\nabla \times \vec{E} + (\partial \vec{B} / \partial t) = 0 \quad (7.11)$$

$$\nabla \times \vec{H} - (\partial \vec{D} / \partial t) = \vec{J} \quad (7.12)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (7.13)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (7.14)$$

complementadas por relações constitutivas, inerentes ao meio tratado no domínio de estudo, através de:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (7.15)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (7.16)$$

$$\vec{E} = \rho \vec{J} \quad (7.17)$$

donde, no caso,  $t$ ,  $\rho$  e  $J$  são o tempo e as densidades de carga e corrente, e  $\mu_0$ ,  $\mu_r$ ,  $\epsilon_0$  e  $\epsilon_r$  as permeabilidades e permissividades do vácuo e relativas, respectivamente.

Para introduzir a noção do tensor de Maxwell como elemento de cálculo de esforços no eletromagnetismo, veja-se o exemplo clássico do condutor ideal submetido à ação de um campo magnético.

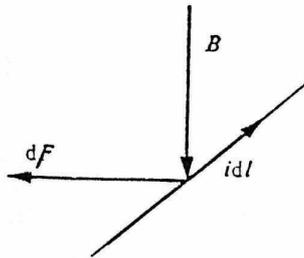


Figura 7.2: Condutor ideal sob campo magnético

A lei de Laplace, que decorre diretamente das equações de Maxwell, ao ser aplicada para a situação mostrada na Figura 7.2, é explicitada como:

$$d\vec{f} = id\vec{l} \times \vec{B} \quad (7.18)$$

Admitindo-se que a força atuante é expressa por unidade de volume, escreve-se:

$$\vec{f} = d\vec{f}/dV \quad (7.19)$$

ou, ainda:

$$\vec{f} = (i d\vec{l} \times \vec{B})/Adl \quad (7.20)$$

tal equivalência acarreta:

$$\vec{f} = \vec{J}(d\vec{l}/dl) \times \vec{B} \quad (7.21)$$

supondo, naturalmente, que a corrente flua no sentido axial do condutor tem-se, no caso:

$$\vec{f} = \vec{J} \times \vec{B} \quad (7.22)$$

o que, relativamente à relação constitutiva entre campo e indução:

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \quad (7.23)$$

$$\vec{f} = \vec{J} \times \mu \vec{H} = \mu \vec{J} \times \vec{H} \quad (7.24)$$

cuja equivalência acima pode ser reescrita como:

$$\vec{f} = \mu \nabla \times \vec{H} \times \vec{H} \quad (7.25)$$

A partir de tal equivalência, e se aplicando a regra do termo central sobre a identidade da divergência entre duas funções vetoriais quaisquer, tem-se:

$$\nabla(\vec{f} \cdot \vec{g}) = \vec{f} \times (\nabla \times \vec{g}) + \vec{g} \times (\nabla \times \vec{f}) + (\vec{f} \cdot \nabla)\vec{g} + (\vec{g} \cdot \nabla)\vec{f} \quad (7.26)$$

agora, fazendo-se:

$$\vec{f} = \vec{g} = \vec{H}m \quad (7.27)$$

$$\nabla(\vec{H} \cdot \vec{H}) = \vec{H} \times (\nabla \times \vec{H}) + \vec{H} \times (\nabla \times \vec{H}) + (\vec{H} \cdot \nabla)\vec{H} + (\vec{H} \cdot \nabla)\vec{H} \quad (7.28)$$

$$\nabla(\vec{H} \cdot \vec{H}) = 2\vec{H} \times (\nabla \times \vec{H}) + 2(\vec{H} \cdot \nabla)\vec{H}, \quad (7.29)$$

como:

$$\vec{H} \times (\nabla \times \vec{H}) = -(\nabla \times \vec{H}) \times \vec{H} \quad (7.30)$$

tem-se:

$$(\nabla \times \vec{H}) \times \vec{H} = (\vec{H} \cdot \nabla)\vec{H} - (1/2)\nabla(\vec{H} \cdot \vec{H}) \quad (7.31)$$

Assim, retomando a expressão da força, vem:

$$\vec{f} = \mu(\vec{H} \cdot \nabla)\vec{H} - (1/2)\mu\nabla(\vec{H} \cdot \vec{H}) \quad (7.32)$$

no caso, explicitando-se suas componentes em coordenadas cartesianas, tem-se:

$$f_x = \mu \left[ H_x \frac{\partial H_x}{\partial x} + H_y \frac{\partial H_x}{\partial y} + H_z \frac{\partial H_x}{\partial z} - (1/2) \left( \frac{\partial H_x^2}{\partial x} + \frac{\partial H_y^2}{\partial x} + \frac{\partial H_z^2}{\partial x} \right) \right] \quad (7.33)$$

$$f_y = \mu \left[ H_x \frac{\partial H_y}{\partial x} + H_y \frac{\partial H_y}{\partial y} + H_z \frac{\partial H_y}{\partial z} - (1/2) \left( \frac{\partial H_x^2}{\partial y} + \frac{\partial H_y^2}{\partial y} + \frac{\partial H_z^2}{\partial y} \right) \right] \quad (7.34)$$

$$f_z = \mu \left[ H_x \frac{\partial H_z}{\partial x} + H_y \frac{\partial H_z}{\partial y} + H_z \frac{\partial H_z}{\partial z} - (1/2) \left( \frac{\partial H_x^2}{\partial z} + \frac{\partial H_y^2}{\partial z} + \frac{\partial H_z^2}{\partial z} \right) \right] \quad (7.35)$$

Com o objetivo de abreviar a notação, considere-se:

$$x_1 = x, \quad x_2 = y, \quad x_3 = z$$

$$f_1 = f_x, \quad f_2 = f_y, \quad f_3 = f_z$$

$$H^2 = H_1^2 + H_2^2 + H_3^2$$

assumindo a definição do delta de Kronecker  $\delta_{mn}$  como igual a um (1), se  $m = n$ , e igual a zero (0), se  $m \neq n$ , pode-se expressar, de forma generalizada:

$$f_m = \mu \left( \sum_{n=1}^3 H_n \frac{\partial H_m}{\partial x_n} - (1/2) \frac{\partial H^2}{\partial x_m} \right) \quad (7.36)$$

ou, ainda:

$$f_m = \mu \sum_{n=1}^3 \left[ \frac{\partial}{\partial x_n} (H_n H_m - (1/2)\delta_{mn} H^2) - H_m \frac{\partial H_n}{\partial x_n} \right] \quad (7.37)$$

No caso, o termo entre parêntesis, expresso através de suas componentes cartesianas é caracterizado por:

$$\tau_{mn} = \mu [H_n H_m - (1/2)\delta_{mn} H^2] \quad (7.38)$$

tem unidade de pressão magnética ( $N/m^2$ ), e é definido como o tensor das tensões de Maxwell, em que:

$$T_m = i\tau_{m1} + j\tau_{m2} + k\tau_{m3} \quad (7.39)$$

é o vetor constituído por suas três componentes. Assim, a força atuando sobre o condutor ideal anteriormente referenciado, poderia ser explicitada na sua forma mais geral, através da expressão:

$$f_m = \nabla \cdot T_m = \sum_{n=1}^3 \frac{\partial \tau_{mn}}{\partial x_n} \quad (7.40)$$

### 7.4.3 Esforços Eletromecânicos - Domínio de Estudo

Como evidenciado através da literatura citada, a utilização do tensor de Maxwell no cálculo de esforços, tem-se tornado uma das técnicas mais adequadas e eficazes neste domínio de interesse. Tendo como principal característica a necessidade da completa e precisa definição do campo em que o corpo, ou estrutura em estudo, esteja inserido, talvez seja esta a razão pela qual sua efetiva exploração coincida com o desenvolvimento das modernas ferramentas de informática, para o estudo de Cálculo de Campos.

Em termos práticos, a implementação do cálculo de esforços sobre uma estrutura translacional ou rotativa, é materializada através da sua integração, relativamente a elementos de área que compõem a superfície de definição do domínio, como desenvolvido por Sadowski [85], por:

$$F_m = \oint T_m dA \quad (7.41)$$

e explicitado através do sistema simples, mostrado na Figura 7.3, a seguir:

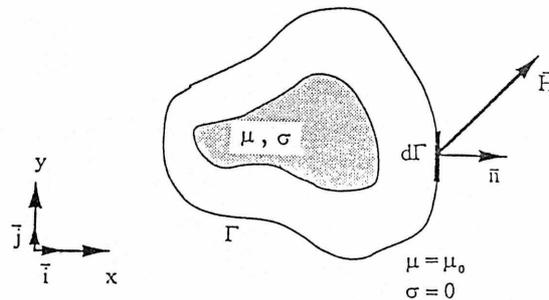


Figura 7.3: Superfície de definição

Genericamente, seja uma superfície  $\Gamma$  envolvendo um corpo de permeabilidade relativa  $\mu = 1$  e permissividade nula, sob ação de um campo magnético  $\vec{H}$ , em que se objetive calcular os esforços ao qual está submetido. No caso e relativamente à figura mostrada, a expressão do tensor de Maxwell é:

$$d\vec{F} = -(\mu_0/2)H^2 d\vec{\Gamma} + \mu_0(\vec{H} d\vec{\Gamma})\vec{H} \quad (7.42)$$

explicitando-o através de componentes cartesianas ligadas a um referencial  $xy$ , tem-se:

$$d\vec{F} = [(\mu_0/2)(H_x^2 - H_y^2)d\Gamma_x + \mu_0 H_x H_y d\Gamma_y] i + \quad (7.43)$$

$$[(\mu_0/2)(H_y^2 - H_x^2)d\Gamma_y + \mu_0 H_x H_y d\Gamma_x] j \quad (7.44)$$

No caso, o torque sobre o corpo considerado é calculado através de:

$$C_m = L \sum_{i=1}^n (dF_{y_i} r_{x_i} - dF_{x_i} r_{y_i}) \quad (7.45)$$

em que os  $r_s$  são as componentes ortogonais da distância a partir da origem do referencial considerado ao ponto de aplicação da força, e  $L$ , o comprimento axial do corpo.

## 7.5 Minimização

Evidencia-se, no entanto, que mesmo em se tratando de uma superfície de definição facilmente parametrizável, as resoluções por cálculo de campos através de métodos numéricos consolidados simplesmente aproximam a solução, segundo determinada posição espacial estabelecida.

Deste modo, na hipótese de se analisar o comportamento de uma grandeza em função de deslocamentos sucessivos, é notória a necessidade da implementação de uma série de resoluções por cálculo de campos, com distintas condições de contorno, correspondente ao conjunto de posições de interesse da estrutura em análise.

No caso, a partir de tais considerandos o enfoque dado, neste trabalho, ao tratamento da componente do *cogging torque*, diz respeito à abordagem como um problema de otimização, da configuração IPM desenvolvida, tendo como domínio de estudo um passo polar ( $\tau_P$ ) do seu circuito magnético e de variação limitada a um passo de ranhura ( $\tau_{rh}$ ) do estator da estrutura.

Por outro lado e relativo ao processo de otimização em sistemas físicos, evidencia-se um campo de abrangência bastante amplo. Regra geral, busca-se uma solução que proporcione o melhor resultado ou que se adeque, da melhor forma possível, a um sistema em estudo, com vistas ao atendimento de especificações predeterminadas.

Deste modo são utilizados vários métodos para maximização ou minimização de funções relativas ao sistema, sujeitas a restrições ou limitações em suas variáveis independentes, conhecidas como funções objetivo, de mérito, de valor, etc.. No caso, tais funções são formuladas de modo que, ao se determinar seus máximo ou mínimo globais, conforme o caso, se encontre a solução ótima para o problema tratado, dentro de um universo de possibilidades.

Por outro lado, na engenharia se buscam, na maioria das vezes, soluções localmente determináveis na medida em que, dependendo do sistema em estudo, a pesquisa do máximo ou mínimo globais dentro do universo estudado, normalmente acarreta dificuldades relativamente importantes [100], [98], sendo consideradas de natureza complexa, em qualquer método de otimização .

De maneira geral e se considerando que o desempenho de um sistema seja descrito por uma função  $F(\bar{x})$ , então um problema qualquer de otimização pode ser formulado como:

Minimizar a função:

$$F(\bar{x}) : \bar{x} = x_1, x_2, x_3, \dots, x_n^t, \bar{x} \in R^n \quad (7.46)$$

sujeita a funções do tipo

$$\phi_k(\bar{x}) > 0, k = 1, 2, 3, \dots, K \quad (7.47)$$

$$\psi_m(\bar{x}) = 0, m = 1, 2, 3, \dots, M \quad (7.48)$$

donde  $F(\bar{x})$  é a função objetivo, a qual é dependente das variáveis de projeto;  $\phi_k(\bar{x})$  são funções de restrição que delimitam as regiões do espaço de projeto devido às desigualdades e as  $\psi_m(\bar{x})$ , são funções de restrição de igualdade, as quais confinam ou reduzem o número de projetos candidatos.

Na eletromecânica a otimização de determinado conversor pode ser formulado explicitamente como um problema geral de otimização com limitações [93, 94, 99], podendo ter mais de uma função objetivo como, por exemplo, a minimização do material magnético utilizado, do volume útil da estrutura, dos custos ou a maximização da eficiência, potência de saída, etc..

Em se tratando de conversores eletromecânicos, de modo geral, as funções objetivo, assim como as restrições, podem ser tratadas a partir de circuitos magnéticos equivalentes ou, em alguns casos, diretamente por cálculo de campos, tal como é feito na análise por elementos finitos.

Ressalte-se que, por esta última via, o processo de otimização pode fornecer resultados bem mais precisos que por circuitos magnéticos equivalentes requerendo, por sua vez, ferramentas numéricas mais sofisticadas e maior tempo de processamento, além de maior dificuldade de implementação.

## 7.6 Técnica Proposta

No âmbito deste trabalho o problema de otimização pode ser entendido como o da minimização de uma função, caracterizada pelo erro médio quadrático entre duas grandezas, as quais são determinantes no estabelecimento da ondulação do torque resultante de uma estrutura a ímãs transversais (IPM).

Como antes referenciado, o *cogging* é uma componente de relutância do torque, resultante das interações entre o campo estabelecido pelos ímãs, ou peças polares, e a parte ferromagnética ranhurada da armadura, quando somente os ímãs se constituem como fonte de fluxo da estrutura.

Vale ressaltar, ainda, que tais interações também se fazem presentes, na forma de onda de forças eletromotrizes e do torque resultante, através de ondulações de ordem superior, desde que aquela parte da estrutura seja constituída de ranhuras abertas ou semiabertas.

Deste modo, sua atenuação é considerada através da adequação da superfície de superposição entre os ímãs ou peças polares, e o entreferro ranhurado da armadura, por passo polar, assim como da redução da intensidade da componente transversal do fluxo, nas bordas de avanço (*leading edge*) e de arrasto (*trailing edge*) das peças polares situadas no rotor da estrutura.

Sendo o fluxo oriundo dos ímãs uma grandeza primária e a configuração da periferia da armadura definida pela seqüência dente-ranhura, a superação do problema das ondulações do torque é levada a efeito, através do conhecimento e do tratamento da distribuição espacial da indução estabelecida a nível do entreferro para o que se admite que a menor distorção harmônica de fluxo a ser conseguida diz respeito ao caso de ranhuras completamente fechadas, ou seja, onde *não existe*, sequenciamento dente-ranhura, a nível do entreferro e, a seguir, fazem-se ponderações sucessivas para o caso de ranhuras semiabertas, modificando-se a razão de aspecto do rotor e o perfil da sapata polar cujas geometrias por pólo, são mostradas na Figura 7.4, a seguir.

Neste sentido, a redução do *cogging torque* para a estrutura IPM tratada, é obtida através de uma solução em duas fases, de um problema de minimização [168] em que, numa primeira etapa, o parâmetro a ser otimizado é a razão de aspecto ( $\beta$ ) do rotor, e numa segunda, o perfilamento da peça polar ( $\gamma$ ), o qual é parametrizado em função do entreferro de Carter

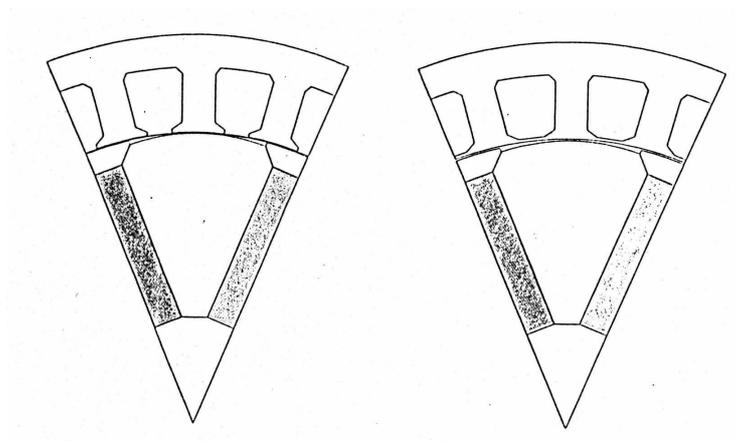


Figura 7.4: Estruturas com ranhuras semiabertas e fechadas

( $g_c$ ).

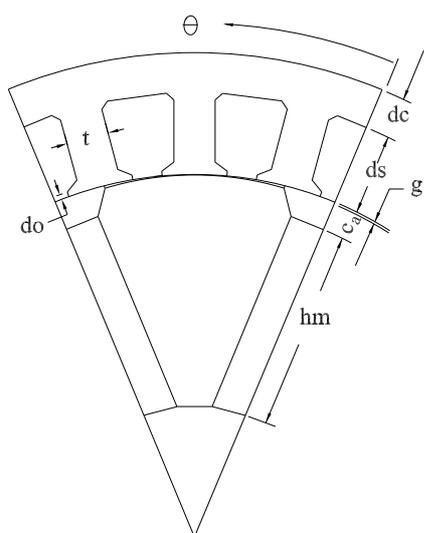


Figura 7.5: Parametrização

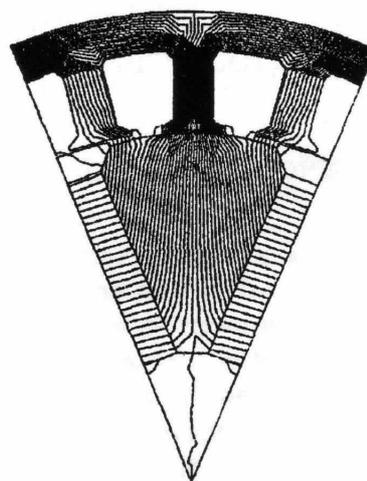


Figura 7.6: Fluxo a vazio

Referente à implementação do processo, resoluções por cálculo de campos são levadas a efeito para os casos de ranhuras fechadas e para aquelas originalmente semiabertas, considerando-se uma mesma razão de aspecto  $\beta$ .

Para efeito dessas resoluções, o domínio de estudo considerado corresponde a um passo polar da estrutura, como mostrado nas Figuras 7.5 e 7.6, cuja distribuição de fluxo diz respeito aos ímãs dispostos transversalmente e no caso,  $h_m$ ,  $c_a$ ,  $d_s$  e  $d_c$ , correspondem à altura do ímã, separador interpolar, dente e núcleo estatórico,  $g$  e  $d_0$ , entreferro mínimo e à espessura, ou istmo, da cabeça do dente, e  $\theta$  ao ângulo de varredura, respectivamente.

Deste modo são avaliadas as distribuições de fluxo devido aos ímãs para os casos precedentemente citados e ponderados, relativamente à taxa de distorção harmônica obtida entre elas, ou seja,  $\phi_s(\theta, \beta)$  para ranhuras semiabertas e  $\phi_i(\theta, \beta)$ , para ranhuras fechadas; daí:

$$\beta_{opt} = \arg \min F_\pi(\beta) \quad (7.49)$$

$$\beta \in [\beta_{min}, \beta_{max}]$$

donde:

$$F_\pi(\beta) = \int_0^\pi [\phi_i(\theta, \beta) - \phi_s(\theta, \beta)]^2 d\theta \quad (7.50)$$

e  $\theta$ , o ângulo de varredura do rotor. Em termos de implementação por elementos finitos, foram tomadas 90 posições de cálculo por passo polar e 30 posições de 0.50 grau, por passo de ranhura da estrutura, como forma de definição da grandeza; por outro lado, em termos de implementação propriamente dita, a discretização do domínio de estudo pode ser feita com ou sem a interferência do usuário, de forma automática, pelo programa, sempre no sentido de minimizar posteriores erros e distorções de cálculo pelo módulo resolvidor.

Dentre o conjunto de posições de cálculo citadas, a Figura 7.7 evidencia seis (06) delas, as quais dizem respeito ao meio-passo de ranhura da armadura, ou 7.5 graus mecânicos, e à distribuição de campo correspondente.

A partir de um referencial ligado ao eixo magnético da peça polar, os esforços cíclicos sobre o rotor que caracterizam o *cogging torque*, se manifestam a partir das interações a nível do entreferro, correspondentes às posições face-ao-dente, posição 1, e face-a-ranhura, posição 6, com inflexão da grandeza tacitamente verificada na transição entre tais posições.

Como colocado antes, alguns trabalhos dedicados ao tema enfatizam a possibilidade de eliminação do *cogging torque* em estruturas sem peças polares (SPM), através unicamente do ajuste da sua razão de aspecto do rotor; todavia, no caso de estruturas com peças polares (IPM), a minimização das ondulações de fluxo através da pesquisa de uma razão de aspecto ótima  $\beta_{opt}$ , não se mostrou totalmente suficiente a tal propósito, haja vista a componente residual do *cogging torque* não ser relativamente desprezível.

Deste modo, a partir da razão de aspecto escolhida numa primeira etapa  $\beta_{opt}$ , parte-se para o perfilamento da sapata polar, através da pesquisa do entreferro máximo, segundo suas extremidades, o qual produza o maior enfraquecimento da componente transversal do

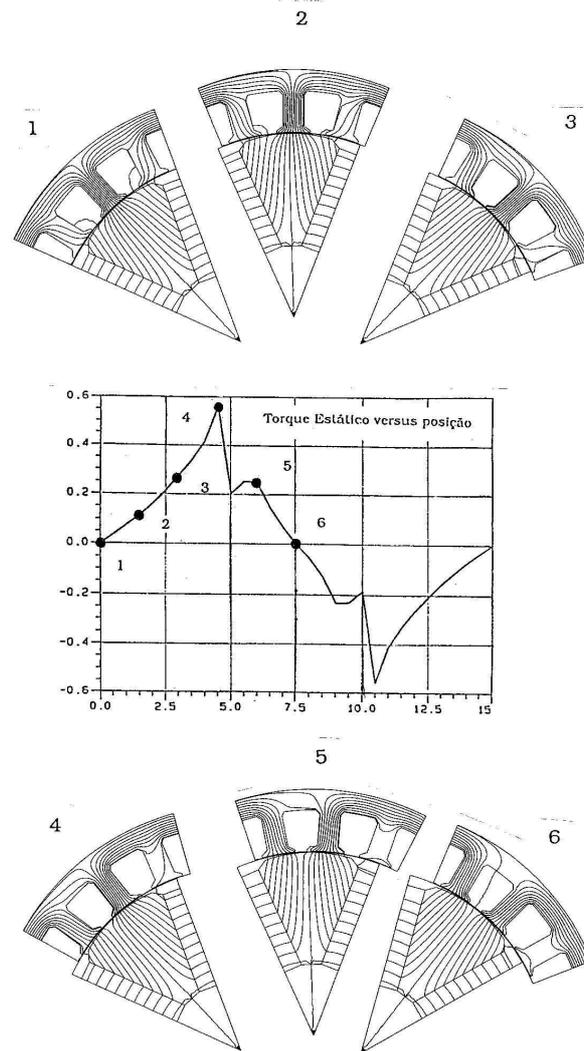


Figura 7.7: Evolução do rotor por passo de ranhura

fluxo a nível do entreferro da estrutura, para aquela razão de aspecto  $\beta_{opt}$ , que minimize a ondulação de fluxo relativamente à componente residual do *cogging torque* remanescente do passo anterior. Neste sentido e de formulação similar, esta etapa de otimização pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \gamma_{opt} &= \arg \min G_{\pi}(\beta) \\ \gamma &\in [\gamma_{min}, \gamma_{max}] \end{aligned} \tag{7.51}$$

com:

$$G_{\pi}(\gamma) = \int_0^{\pi} [\phi_i(\theta, \beta) - \phi_s(\theta, \beta)]^2 d\theta \quad (7.52)$$

em que, para efeito de projeto, o fator  $\gamma$  é parametrizado em função do entreferro de Carter ( $g_c$ ), como forma de levar em conta a geometria original do estator.

Como fica evidenciado através da distribuição de fluxo devido aos ímãs, tanto a razão de aspecto do rotor quanto o grau de perfilamento da sapata polar, caracterizados pelos parâmetros  $\beta$  e  $\gamma$  respectivamente, condicionam a passagem do fluxo através do entreferro da estrutura.

Assim, muito embora pudesse haver simultaneidade quanto à pesquisa de um par  $(\beta, \gamma)_{opt}$  por cada resolução, optou-se pela determinação sequencial desses parâmetros, em virtude da limitação inerente ao programa de cálculo de campos utilizado [167], naquilo que diz respeito à entrada de dados, relativa a cada domínio de estudo.

No caso, após cada resolução efetuada as funções ( $F$  ou  $G$ ) são ponderadas relativamente aos valores precedentes de fluxo e um novo valor de  $\beta$  é calculado, donde

$$\beta_k = \beta_{k-1} + \mu \frac{\partial F_{\pi}(\theta, \beta)}{\partial \beta} \quad (7.53)$$

sendo  $\mu$ , o passo de avanço do processo, significando que, a cada novo valor de  $\beta$  ou  $\gamma$ , o que acarreta uma modificação dimensional na estrutura, há necessidade de uma nova entrada de dados nos vários módulos de execução do programa e, por sua vez, a repetição pura e simples de todo o processo da resolução, inclusive de remalhagem do domínio de interesse.

Entretanto, após a modificação das dimensões da estrutura em estudo é possível constatar pequenas diferenças nos resultados obtidos, caso a remalhagem seja feita automaticamente pelo programa, sem interferência do usuário.

Neste sentido, para resguardar a mesma identidade de cálculo das resoluções antecedentes foi alterado sistematicamente o número de nós de definição da região modificada, como forma de se adequar o número de elementos da discretização atual, com o da resolução precedente.

Por outro lado, conservou-se não apenas a geometria da estrutura mas também a localização da banda de movimento (*moving band*), a nível do entreferro do domínio, com o objetivo de compatibilizar o passo de rotação da estrutura com o passo de discretização

da banda de movimento, de modo que as grandezas sejam calculadas sempre, segundo as mesmas posições correspondentes, e sem distorções.

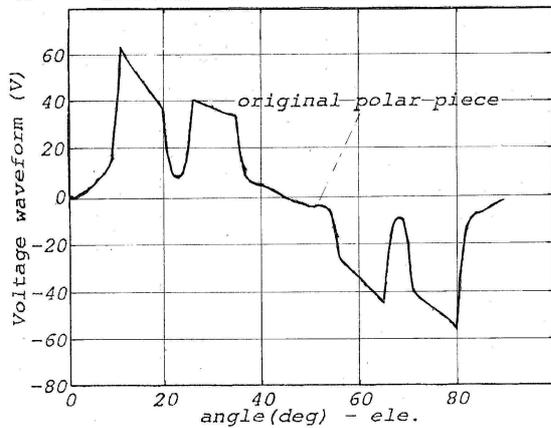


Figura 7.8: Protótipo PCVRA - característica de tensão a vazio

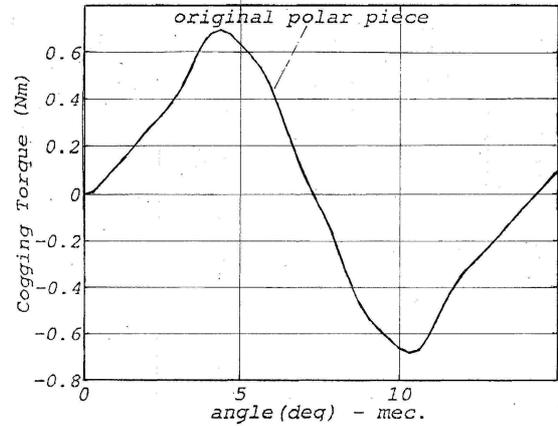


Figura 7.9: Protótipo PCVRA - característica de cogging torque

A partir dos dados de dimensionamento da estrutura PCVRA originalmente destacada segundo critérios de desempenho referenciados em capítulo anterior ( $\beta = 0.667$ ,  $\gamma = 0.817$ ) e conforme o procedimento de discretização anteriormente referido foram levantadas, numericamente, para a condição de vazio, as características de tensão e torque estático do protótipo, como forma de se estabelecer potencialmente a base de atenuação das ondulações de fluxo relativas ao circuito magnético por pólo da estrutura, objetivando a aplicação da técnica proposta.

Das características levantadas e mostradas nas Figuras 7.8 e 7.9, evidencia-se notadamente uma forte distorção na forma de onda da tensão a vazio e um elevado nível de *cogging torque* para a estrutura em questão, efeitos esses causados principalmente pela razão de valor unitário, do número de ranhuras por pólo e por fase da estrutura, tal como pela relação entre a abertura e o passo de ranhura da armadura.

## 7.7 Resultados - Simulações

No tocante ao procedimento de minimização levado a efeito adotou-se, como base de variação paramétrica para a função  $F_{\pi}(\beta)$ , a pesquisa de uma razão de aspecto do rotor, expressa

por:

$$\beta_{opt} = (2q \pm k_{\beta})\tau_{rh}/\tau_P$$

a partir do valor de  $\beta = 0.667$ , para o protótipo original: no caso,  $q$  é igual ao número de ranhuras por fase e por pólo;  $k_{\beta}$  o fator de ponderação relativo ao efeito de bordas,  $-1 < k_{\beta} < 1$ ;  $\tau_{rh}$  e  $\tau_P$ , os passos de ranhura e polar, respectivamente.

Na seqüência do procedimento, o perfilamento da sapata polar foi parametrizado em função da relação de perfilamento ( $\gamma$ ), entre os entreferos máximo, na extremidade da sapata polar e de Carter, do estator ( $\gamma = g_{MAX}/g_c$ ), respectivamente, para a função  $G_{\pi}(\gamma)$ , relação esta que define o raio de corte único ( $R_c$ ) da sapata polar correspondente a uma relação  $\gamma_{opt}$ , o que, para efeito do procedimento, tal dimensão vem a ser expressa por:

$$R_c = \frac{2R_r(R_i - \gamma g_c) \cos(\alpha) - [R_r^2 + (R_i - \gamma g_c)^2]}{2[(R_i - \gamma g_c) \cos(\alpha) - R_r]}$$

donde no caso,  $R_c$ ,  $R_r$ ,  $R_i$  e  $P$  correspondem, respectivamente, aos raios de corte único da sapata, do rotor, do estator e número de pólos da estrutura, assim como  $\alpha = \{(\pi/2) - [(1 - \beta_{opt})\pi/P]\}$ .

Com base na configuração original do protótipo PCVRA, as resoluções por cálculo de campos, conseqüentes à minimização das ondulações de fluxo, estabeleceram alterações dimensionais correspondentes aos parâmetros anteriormente citados, levando-os a  $\beta_{opt} = 0.611$  e  $\gamma = 2.180$ , para um entreferro de Carter igual a  $g_c = 0.367mm$ , e para um entreferro máximo, nas extremidades da sapata polar, equivalente a  $g_{MAX} = 0.800mm$ , respectivamente.

Essas alterações sugerem, numericamente, desdobramentos consideráveis relativos às características do *cogging torque* e das forças eletromotrizes geradas, conforme evidenciam as Figuras 7.10 e 7.11, no sentido de, por um lado, anular praticamente a componente fundamental do *cogging torque* do dispositivo e, por outro, de reduzir drasticamente o conteúdo harmônico da forma de onda da tensão gerada a partir das modificações dimensionais subseqüentes da estrutura original.

Conforme salientado e evidenciado pelo resultado das resoluções numéricas, a eficácia da técnica desenvolvida reside na escolha adequada das dimensões relativas entre o passo de ranhura da armadura e o arco polar da estrutura, bem como no arrefecimento progressivo

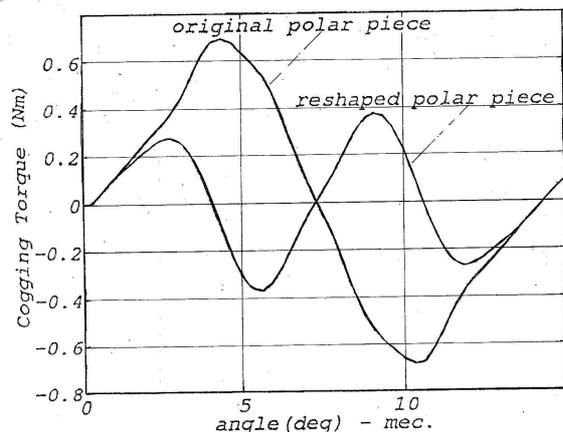


Figura 7.10: Resoluções Numéricas - Características de cogging torque

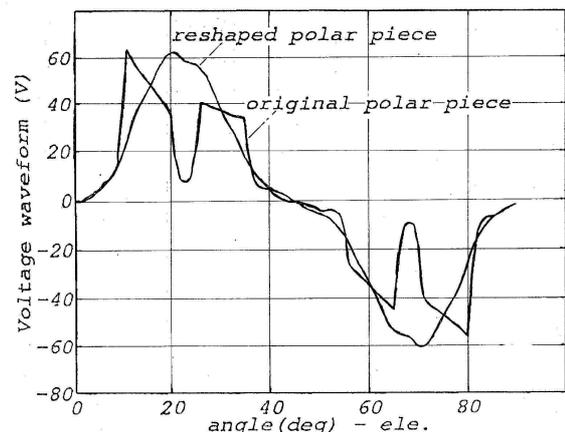


Figura 7.11: Resoluções Numéricas - Características de tensão a vazio

dos efeitos da componente transversal do fluxo, a nível das extremidades das peças polares, através do seu perfilamento.

Neste sentido e tendo por base o protótipo PCVRA destacado dentre as nove (09) configurações analisadas, foi projetado e construído um novo rotor, de acordo com as alterações dimensionais oriundas do procedimento utilizado, para efeito de validação experimental dos resultados já obtidos, através da técnica proposta e desenvolvida, razão pela qual, novos blocos em laminação de Ferro-Silício foram construídos e adequados às especificações dimensionais do protótipo citado, com o objetivo de oferecer testemunha e consistência aos resultados perspectivados das resoluções por cálculo de campos levadas a efeito.

Deste modo, foram alteradas a razão de aspecto do rotor para  $\beta_{opt} = 0.611$ , correspondente a um ângulo de abertura de 27.50 graus mecânicos por sapata polar, e a relação de perfilamento para  $\gamma = 2.180$ , a qual corresponde a um entreferro mecânico máximo de  $g_{MAX} = 0.800mm$ , nas bordas da sapata polar.

A título de ilustração da execução do referido rotor, as Figuras 7.12 e 7.13, em destaque, evidenciam os trabalhos de fresamento interpolar e de perfilamento da sapata, realizados sobre o rotor do novo protótipo, referenciado a partir de então, como PCVRpA, com o objetivo de atender às especificações dimensionais citadas a partir das resoluções desenvolvidas.

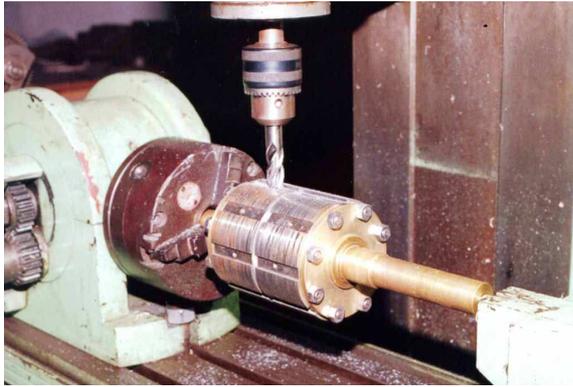


Figura 7.12: Fresagem interpolar



Figura 7.13: Perfilamento

## 7.8 Resultados - Experimentação

Os resultados experimentais de caracterização do protótipo e relativos à validação da técnica proposta, foram adquiridos através da montagem ilustrada na Figura 7.14, segundo variantes operacionais, a depender do enfoque adotado.



Figura 7.14: Plataforma de ensaios

Numa primeira etapa foram realizados ensaios sobre o protótipo PCVRpA funcionando como gerador em vazio e sob cargas, com o objetivo de explorar seus limites de funcionamento face à rotação e capacidade de carga.

Deste modo e se utilizando um motor de corrente contínua previamente calibrado como acionador primário, foram levantados pontos de operação discretos para o alternador, segundo a rotação em vazio e em função da corrente de armadura, alimentando cargas resistivas com a finalidade de analisar seu comportamento, no que concerne às tensões geradas e ao torque desenvolvido.

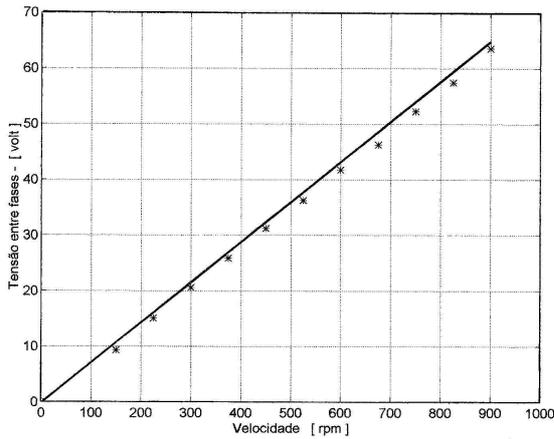


Figura 7.15: Forças eletromotrizes

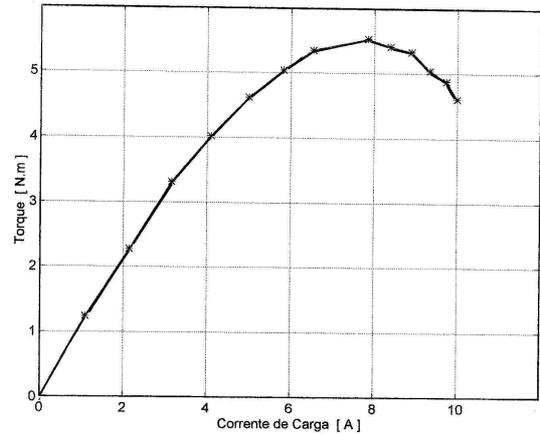


Figura 7.16: Torque desenvolvido

No caso, observa-se um baixo índice de saturação quanto ao estabelecimento das forças eletromotrizes, dado à relação de proporcionalidade com a rotação, além de uma boa capacidade de sobrecarga sem ventilação forçada, face ao limiar de torque máximo, medido nos ensaios.

Do ponto de vista da capacidade de carregamento o protótipo foi ensaiado em diferentes velocidades, além da nominal, relativas à fração da rotação síncrona, cujas características externas apresentam o decaimento típico da tensão, face à aplicação de carga, conforme evidenciado na Figura 7.17. São apresentadas também, em função da corrente de armadura, as características de torque desenvolvido, na Figura 7.18, as quais explicitam o crescimento da grandeza para as velocidades correspondentes, denotando também elevadas capacidades de sobrecarga e de curto circuito.

Para a condição de carregamento resistivo a relação funcional estabelecida pelo dispositivo, segundo sua característica externa, é expressa por:

$$\begin{aligned}
 & Vt^4 + (4RaIa)Vt^3 + [(6Ra^2 + 2XdXq)Ia^2 - Ef]Vt^2 + \dots \\
 & \dots + [4(Ra^3 + RaXdXq)Ia^3 - 2RaEfIa]Vt + \\
 & \dots + [Ra^4 + (XdXq)^2 + 2RaXdXq]Ia^4 - [(XqEf)^2 + (RaEf)^2]Ia^2 = 0
 \end{aligned}$$

donde se explicita, no caso, a corrente de regime permanente para a condição de curto circuito como,  $Ia_{cc} = [Ef/(Ra^2 + XdXq)]\sqrt{Ra^2 + Xq^2}$ , cujo efeito desmagnetizante, segundo o eixo direto, é mostrado na figura 7.19.

No tocante aos desdobramentos da reação desmagnetizante sobre a peça imantada constata-

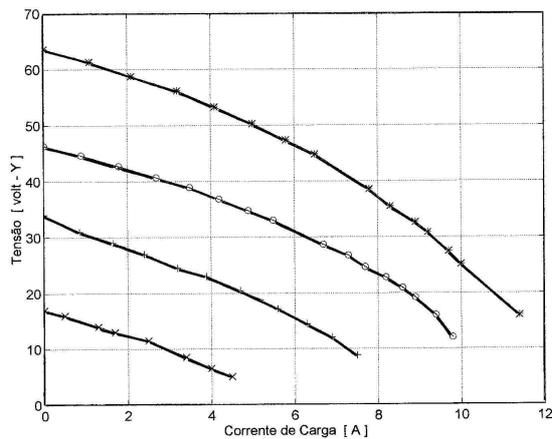


Figura 7.17: Tensão sob carga

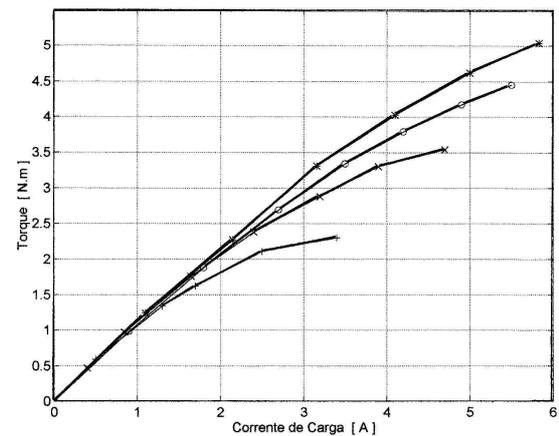


Figura 7.18: Torque desenvolvido

se, através do cálculo de campos e segundo a Figura 7.20, que os níveis de indução relativos às referências 1, 2, ... , 7, se situam aquém do limiar crítico para o circuito magnético por pólo da estrutura, dentro de uma faixa compreendida entre 0.106 e 0.116 Tesla, o qual corresponde a cerca de trinta por cento (30%) da remanência original não acarretando, portanto, qualquer risco, face à desmagnetização dos ímãs por este evento.

Na seqüência de caracterização do protótipo PCVRpA construído, foram realizados ensaios comparativos às resoluções por cálculo de campos, anteriormente referenciadas, das quais é possível evidenciar concordâncias notáveis, tanto no que diz respeito às forças eletromotrizes geradas quanto à componente de *cogging torque* medida, graus de concordância esses que consolidam a ferramenta de cálculo utilizada, conforme ilustrado nas Figuras 7.21 e 7.22 subsequentes.

Do ponto de vista dos ensaios relativos à determinação da componente de *cogging*, a plataforma utilizada consistiu, basicamente, do protótipo sob ensaios, acoplado a um motor CC previamente calibrado, através de um redutor de velocidades de razão 480:1 e um módulo de aquisição de dados necessários à sua caracterização.

Para efeito de transdução dos sinais utilizou-se uma célula de carga do tipo tração (5 kg-max), solidária à carcaça basculante do protótipo, através de uma haste metálica (300 mm), conforme mostrado na Figura 7.23, em que, para a obtenção dos sinais correspondentes à componente do *cogging torque* citada, o motor CC é, inicialmente, acionado a uma velocidade fixa previamente escolhida, de modo que seja suficientemente alta para suplantar perdas

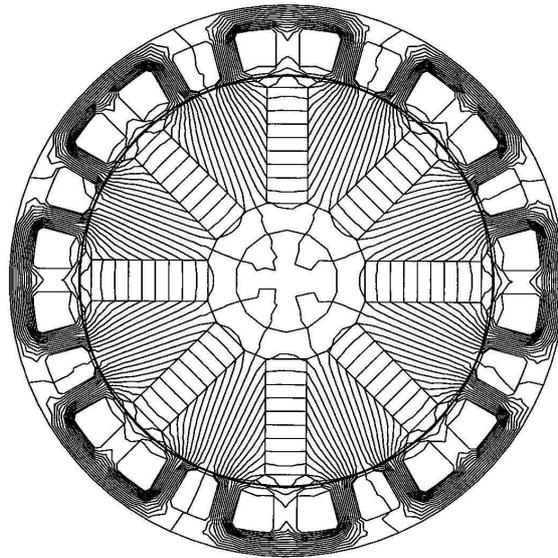


Figura 7.19: Reação desmagnetizante da armadura

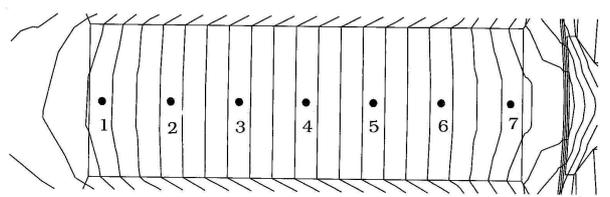


Figura 7.20: Referência quanto a desmagnetização

e atritos mecânicos residuais do conjunto motor CC-redutor-mancais e necessariamente, compatível com a periodicidade e a definição da forma de onda que se deseja medir (2-4 rpm).

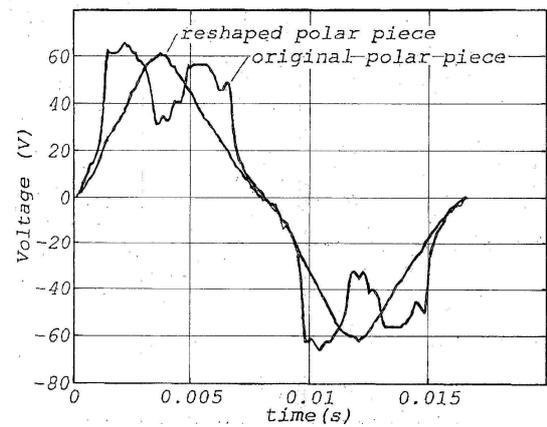
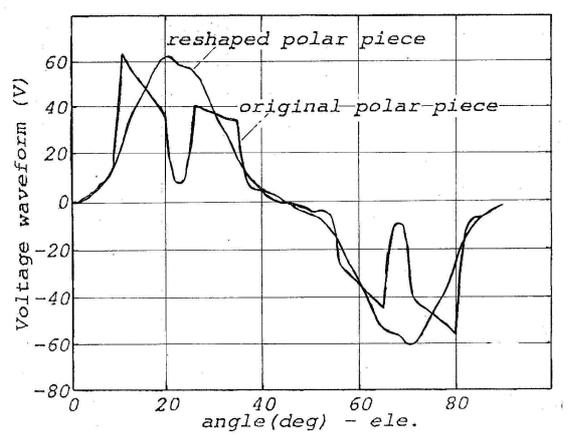


Figura 7.21: Fems geradas - Aquisição por cálculo de campos

Figura 7.22: Fems geradas - Aquisição pela experimentação

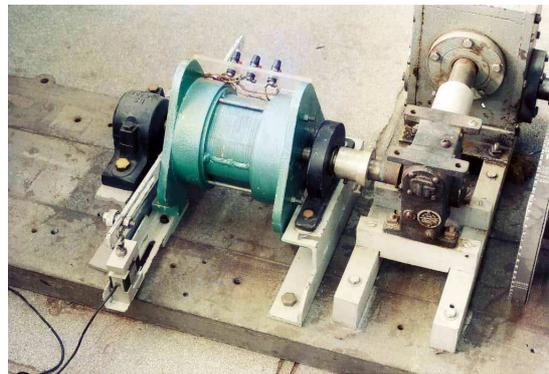


Figura 7.23: Transdução de esforços à célula de carga



Figura 7.24: Aquisição, registro e armazenamento de dados

Tais esforços, transmitidos diretamente à célula de carga através do braço de alavanca, se traduzem em uma sucessão de solicitações mecânicas do tipo distensão-compressão, captada pela célula de carga e registrada diretamente. Para tal, foram utilizados um amplificador diferencial (LM 725) e um osciloscópio digital (HP-54201), equipados com interface IEEE-488, em que após cada bateria de ensaios esses sinais foram armazenados para posterior tratamento e análise.

Os protótipos utilizados neste estudo são os referenciados como PCVRA e PCVRpA, cujos entreferros são, respectivamente, paralelo e perfilado, relativamente à periferia do estator, cujas dimensões e demais grandezas de interesse foram detalhadas na Tabela 6.3, precedentemente mostrada em capítulo anterior.

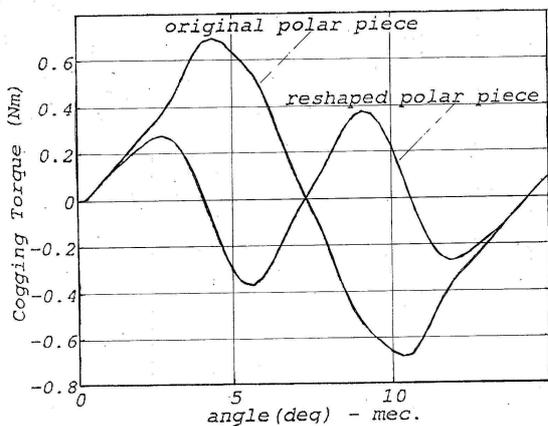


Figura 7.25: Cogging torque - Aquisição por cálculo de campos

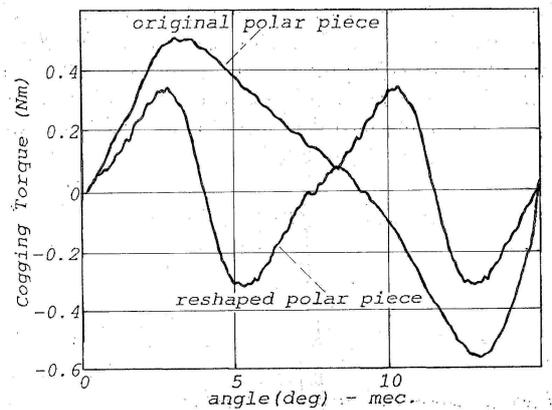


Figura 7.26: Cogging torque - Aquisição pela experimentação

Assim, como os ímãs interiores e de magnetização transversal se configuram como as únicas fontes de fluxo da máquina, o deslocamento relativo do rotor face ao estator, incorpora integralmente os esforços oriundos do acoplamento magnético, segundo a irregularidade do entreferro, entre o fluxo indutor por pólo e a seqüência dente-ranhura da armadura.

Referente a esses registros, as Figuras 7.21, 7.22, 7.25 e 7.26 mostradas anteriormente, evidenciam os resultados da caracterização levada a efeito para as grandezas de interesse aqui analisadas, levando-se em consideração não apenas as formas de onda das forças eletromotrizes geradas, ou tensões a vazio, mas também as componentes do *cogging torque*, para os dois protótipos anteriormente referenciados, o que externa uma concordância notável e

relativamente importante entre o processo desenvolvido e a experimentação.

## 7.9 Complementos

Naquilo que concerne aos resultados obtidos para a atenuação das ondulações do fluxo indutor nas estruturas analisadas, é importante ressaltar o direcionamento adotado neste estudo, dedicado a estruturas do tipo a ímãs interiores (*Interior Permanent Magnet Motors - IPM*), de maior criticidade potencial, relativa às grandezas citadas, apesar da grande maioria dos trabalhos referenciados, se dirigir àqueles a ímãs sobrepostos ao rotor (*Surface Permanent Magnet Motors - SPM*), em que a influência de tais ondulações é significativamente de menor intensidade.

Deste modo e não obstante o objetivo explicitado e anteriormente exposto, a técnica de minimização do *cogging torque* também foi aplicada a outros tipos de configurações, algumas delas de relativa complexidade construtiva, não apenas como extensão do processo desenvolvido mas também como forma de consistir e complementar sua aplicação a outros tipos de estruturas a ímãs permanentes, sejam elas do tipo *IPM* ou *SPM*, independentemente do seu arranjo dimensional constitutivo e de sua aplicação considerada.

Neste sentido e a partir de conjuntos de dados referenciadamente já publicados, assim como de natureza e autoria externas a este trabalho, foram analisadas estruturas sem peças polares e a rotor externo, a ímãs engastados no rotor, do tipo INSET, e uma outra com peças polares e ímãs dispostos segundo direções de magnetização distintas, relativamente ao comprimento axial do dispositivo, tomado como referência espacial.

### 7.9.1 Configuração SPM - Ímãs a Magnetização Radial

Projetado para aplicação especial como alternador veicular, a principal particularidade construtiva deste dispositivo é a de possuir a armadura envolvida pela parte girante, na qual são alocadas as peças imantadas de forma anular, conforme a Figura 7.27; a partir de enrolamentos concentrados sobre núcleos salientes na armadura fixa, comportando treze (13) condutores por ranhura, tal arranjo se assemelha ao de conjuntos indutores em máquinas síncronas de construção clássica.

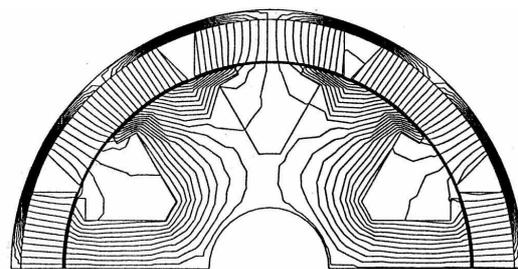


Figura 7.27: Protótipo a rotor externo - configuração original

Dotada de campo de excitação constituído de peças da classe das Ferrites de Estrôncio, de magnetização radial e remanência igual a 0.385 T, esta estrutura possui forma útil discoidal com ímãs anulares e relação diâmetro rotórico-comprimento axial igual a 22/10. Da composição campo-armadura é estabelecida uma relação fracionária, no que concerne ao número de ranhuras por fase e por pólo, igual a um meio ( $1/2$ ), e razão de aspecto polar igual a dois terços ( $2/3$ ), relativamente ao seu circuito magnético por pólo.

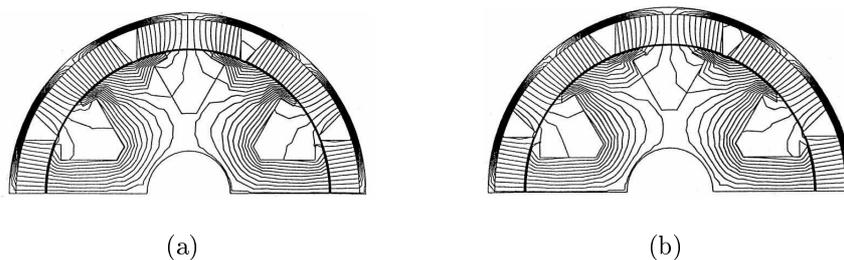


Figura 7.28: Protótipo a rotor externo - configuração original (a) e modificada (b)

Com base no dimensionamento original e por verificação da simetria polar da estrutura sob análise, estabelece-se, para efeito de cálculo de campos, um domínio de estudo correspondente a dois (02) pares de pólos, como forma de atendimento à sua condição de periodicidade magnética.

A partir dessas considerações preliminares estudos por cálculo de campos efetuados possibilitaram a determinação da componente original do *cogging torque*, os quais resultaram numa amplitude de 0.31 N.m, o que corresponde a aproximadamente vinte e dois por cento da componente de torque máxima desenvolvida pelo dispositivo.

Com vistas à redução desta ondulação de torque e conforme anteriormente utilizada para o protótipo PCVRA construído, a aplicação da técnica de minimização desenvolvida

para esta estrutura acarretou em modificações na sua razão de aspecto polar e relação de perfilamento, segundo evidencia a Figura 7.28, correspondentes a  $\beta_{opt}=0.5667$  e  $\gamma_{opt}=1.050$ , respectivamente.

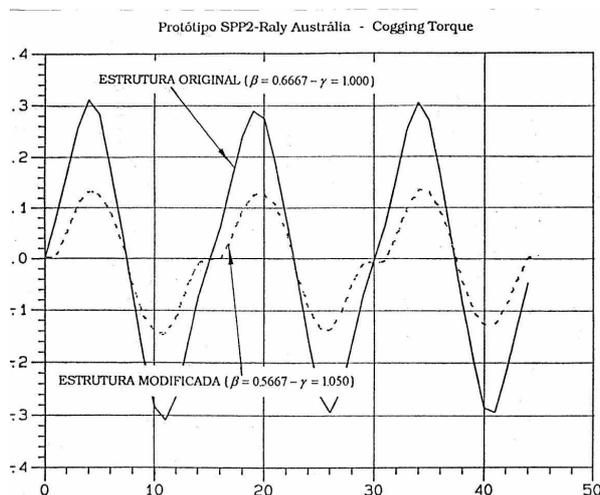


Figura 7.29: Protótipo a rotor externo - cogging torque por passo polar

Tais modificações estruturais possibilitaram, através da técnica aplicada, uma redução na componente de relutância do torque devido à abertura das ranhuras da armadura, ou *cogging torque*, de 0.31 N.m para 0.13 N.m, o que corresponde a uma relação 2.38 vezes menor que a original, conforme a Figura 7.29 ou, ainda, de aproximadamente nove por cento (9%) da componente de torque máximo, passível de ser desenvolvida pelo dispositivo, em face dos vinte e dois por cento (22%), determinados através da experimentação.

### 7.9.2 Configuração IPM - Ímãs a Magnetização Radial

Utilizados principalmente em acionamentos do tipo sem escovas (*brushless*), tais dispositivos apresentam os ímãs engastados no interior da parte girante, na altura de balizar o entreferro mecânico da máquina cuja região, em quadratura polar, é interposta pelo mesmo material ferromagnético que constitui o núcleo rotórico que, por sua vez, a caracteriza como de saliência inversa.

A partir da configuração original evidencia-se que sua topologia não admite parcialidade, no que se refere à sua simetria polar razão pela qual, para efeito de adequação do domínio de estudo e análise por cálculo de campos, é necessário considerá-la em sua verdadeira

grandeza.

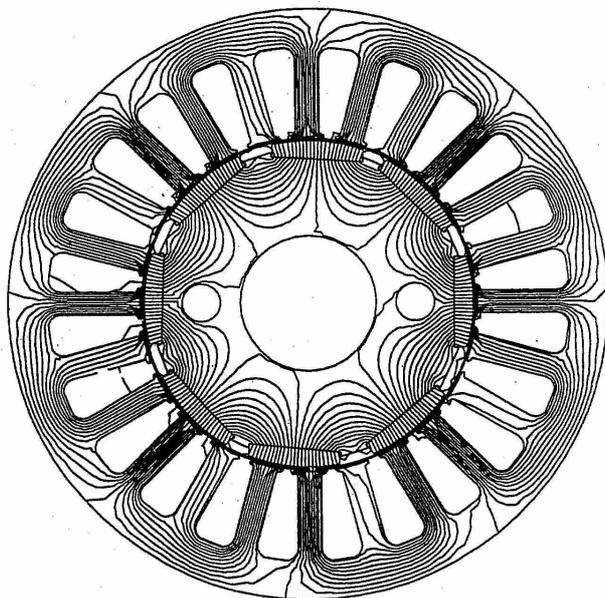


Figura 7.30: Dispositivo do tipo INSET - configuração de campo

Tal estrutura apresenta forma útil longitudinal aproximadamente quadrada, cuja relação diâmetro rotórico-comprimento axial é de aproximadamente  $13/10$ , assim como campo de excitação constituído por peças da classe das terras raras, com magnetização radial e remanência igual a  $1.05\text{ T}$ , engastadas no rotor do dispositivo, como mostra a Figura 7.30.

A armadura fixa comporta um enrolamento disposto em vinte e quatro (24) ranhuras semiabertas, cuja composição com a excitação estabelece uma relação entre o número de ranhuras por fase e por pólo, inteira, e igual à unidade (01), quanto ao seu circuito magnético por pólo.

Pressupondo um dimensionamento para produção em escala do dispositivo, é provável que analistas e projetistas tenham adotado a abordagem clássica de atenuação do *cogging torque*, através da alteração da largura dos ímãs, em função da relação entre a abertura e o passo de ranhura da armadura, como medida preventiva para eliminar sua componente fundamental e provocar o deslocamento dos pólos adjacentes da estrutura, alterando, dimensionalmente, a região interpolar, de modo a reduzir a influência da segunda harmônica daquela componente, conforme evidenciado pelas diferenças dimensionais das zonas interpolaes na Figura 7.30.

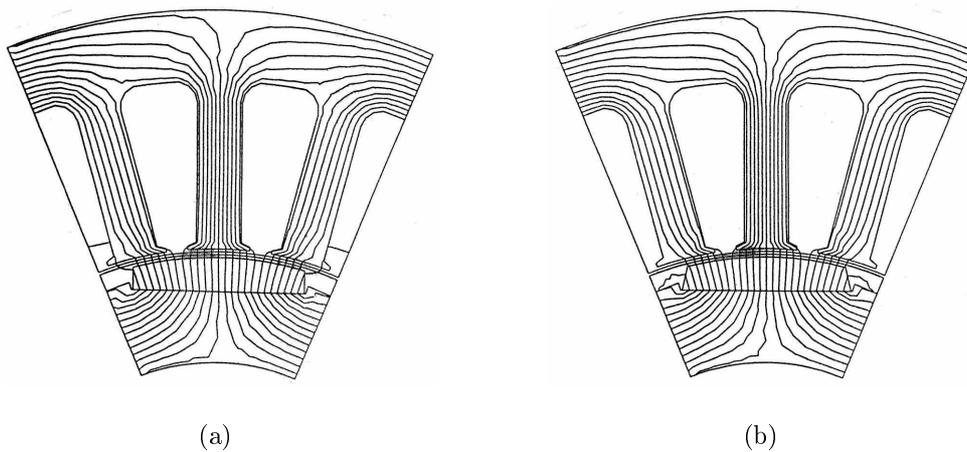


Figura 7.31: Rotor INSET - estruturas original (a) e modificada (b)

Então e mesmo se considerando um produto já consolidado para produção em série por empresa nacional, pressupostamente já foram tomadas as medidas cabíveis e previstas para tal projeto, a utilização da técnica de minimização do *cogging torque* aqui desenvolvida, preconizaria tão somente uma pequena alteração construtiva na estrutura originalmente apresentada, para atenuação daquele efeito provocado por ambas as componentes harmônicas.

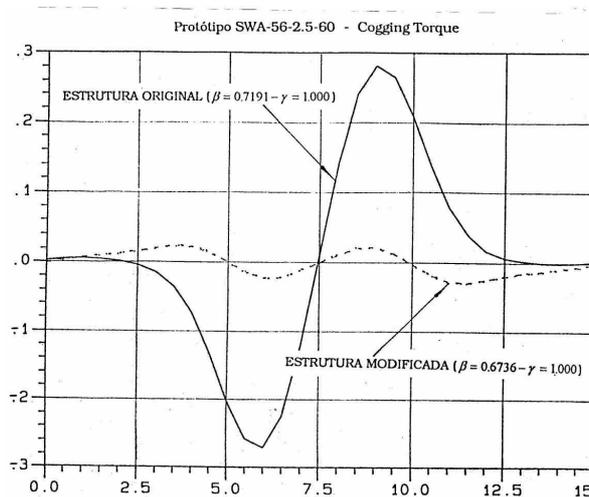


Figura 7.32: Rotor INSET: Cogging torque por passo de ranhura

Neste caso e conforme evidenciado na Figura 7.31, após análise e estudos realizados por cálculo de campos sobre a estrutura em questão conclui-se que uma modificação na sua razão de aspecto polar, originalmente de  $\beta_{org}=0.7191$  para  $\beta_{opt}=0.6736$ , acarretaria uma

variação na amplitude do *cogging torque* do dispositivo dos 0.27 N.m originais para uma amplitude remanescente de 0.03 N.m, sem que houvesse necessidade de perfilamento das peças imantadas nem alteração dimensional da zona interpolar do rotor, o que reduziria, sobremaneira, a fase de fresagem desta parte da máquina no fluxo de produção, como, também, os custos.

Salienta-se, ainda, que a adoção da medida proposta representaria, potencialmente, uma atenuação de nove (09) vezes no valor da amplitude daquela componente espúria, conforme explicitado na Figura 7.32 antecedente, levando-se em consideração que a estrutura em questão já fôra considerada prontamente acabada e adequada, para os fins a que industrialmente se destina.

### 7.9.3 Configuração IPM - Ímãs a Magnetização Radial e Transversal

Dimensionado como servomotor para a aplicação em robótica, este dispositivo (*MASAP - APP1*) é parte de um estudo empreendido [73, 84, 85] sobre estruturas à concentração de fluxo fortemente saturadas, através de ímãs das classes das Ferrites e das Terras Raras em seu campo de excitação, conforme vários tipos de rotor e diferentes configurações a ímãs permanentes.

No tocante a esta estrutura, particularmente escolhida para análise e aplicação da técnica desenvolvida devido ao nível de complexidade de sua natureza construtiva, as peças imantadas são dispostas no rotor, segundo posicionamentos que estabelecem magnetizações radial e transversal por passo polar, com o objetivo de promover, potencialmente, o mais alto índice de concentração de fluxo indutor, face ao seu circuito magnético por pólo, conforme mostrado na Figura 7.33.

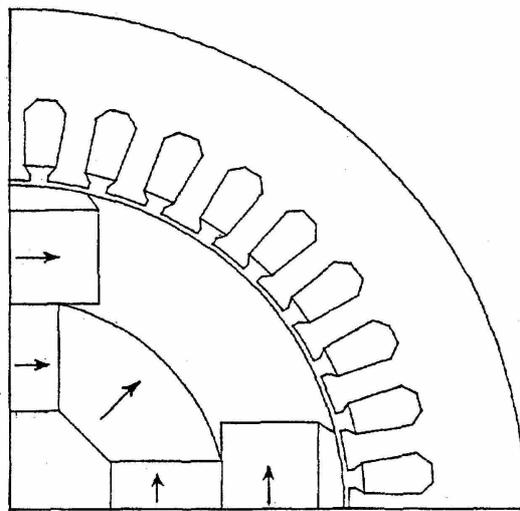


Figura 7.33: Protótipo MASAP-APP1: domínio de estudo

Constituído de peças imantadas da classe das Ferrites de Estrôncio, de remanência igual a 0.375 T, o dispositivo apresenta forma útil longitudinal aproximadamente quadrada, de relação diâmetro rotórico-comprimento axial igual a 79/100, assim como entreferro mecânico fortemente reduzido, de 0.300 mm, dado aos objetivos do estudo e à finalidade da aplicação. A armadura comporta um enrolamento do tipo paralelo disposto em trinta e seis (36) ranhuras semiabertas, de cuja composição com o circuito de excitação se estabelece uma relação entre o número de ranhuras por fase e por pólo, inteira e igual a três (03), assim como uma razão de aspecto rotórica igual a 0.6444, com relação ao passo polar da estrutura.

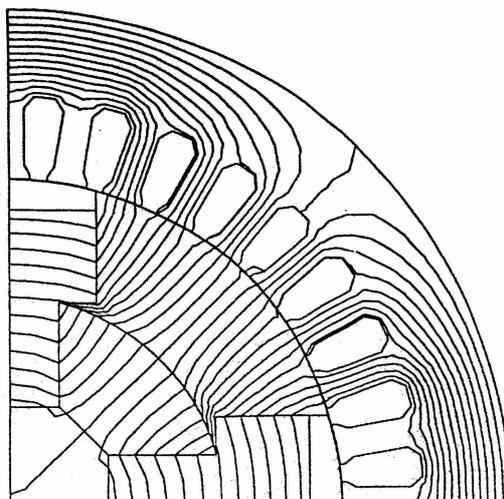


Figura 7.34: Protótipo MASAP-APP1: configuração de campo original

Em termos analíticos, a simetria polar da estrutura admite a constituição de um domínio de estudo igual a um quarto (1/4) de sua verdadeira grandeza, como já referido e cuja configuração de campo, devida aos ímãs, é mostrada na Figura 7.34, o que tornou possível a análise e a determinação de sua componente original do *cogging torque*, através de cálculo de campos, igual a 5.00 Nm, segundo resoluções efetivadas.

Neste sentido e como forma de aplicação da técnica desenvolvida para minimização daquela ondulação no dispositivo em questão, modificações dimensionais quanto à razão de aspecto polar e à relação de perfilamento da estrutura, foram empreendidas e implementadas via cálculo de campos, as quais redundaram em valores correspondentes a  $\beta_{opt}=0.6725$  e  $\gamma_{opt}=6.1000$ , relativamente ao seu circuito magnético por pólo, conforme mostrado na Figura 7.35, na qual são destacadas as zonas de arrefecimento do fluxo indutor nas extremidades da sapata polar, em (b).

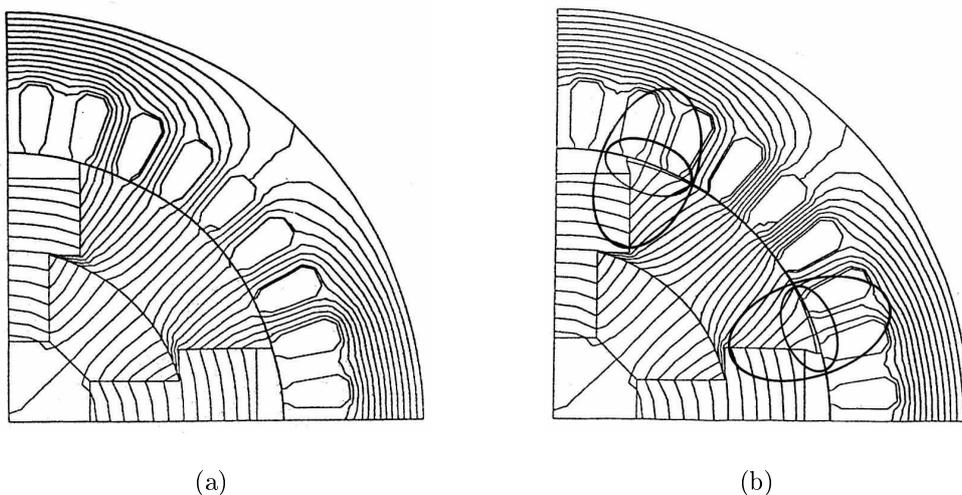


Figura 7.35: MASAP-APP1: Configuração de campo original (a) e modificada (b)

Relativo às modificações propostas e a partir de uma amplitude original do *cogging torque* de 5.00 Nm para a estrutura projetada, tal componente seria potencialmente reduzida para uma amplitude remanescente de 0.12 Nm, mostrado na Figura 7.36, atenuando, de maneira importante e objetiva, os efeitos espúrios e passíveis de serem causados à operação do dispositivo.

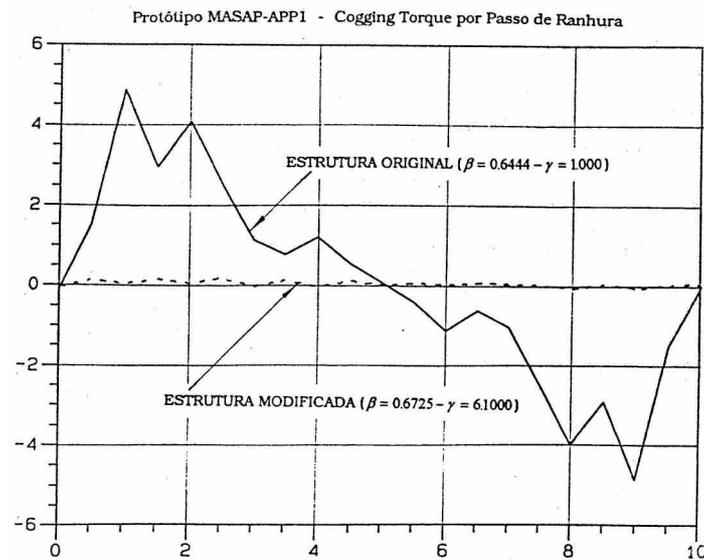


Figura 7.36: MASAP-APP1: Cogging torque por passo de ranhura

É interessante observar que a adoção das medidas de anteprojetado preconizadas, possui também influência marcante quanto às ondulações resultantes, sobre o torque eletromagnético desenvolvido pelo dispositivo, quando do seu carregamento ou *ripple torque*.

No caso e fundamentado nos resultados apresentados em referência afim [85], resoluções outras foram realizadas com base nas modificações estruturais propostas e para um nível de carregamento experimentalado (40 Ampère), as quais possibilitaram evidenciar uma redução qualitativamente importante quanto ao conteúdo harmônico daquela grandeza (*ripple torque*), segundo a condição de carga estabelecida, evidenciado na Figura 7.37.

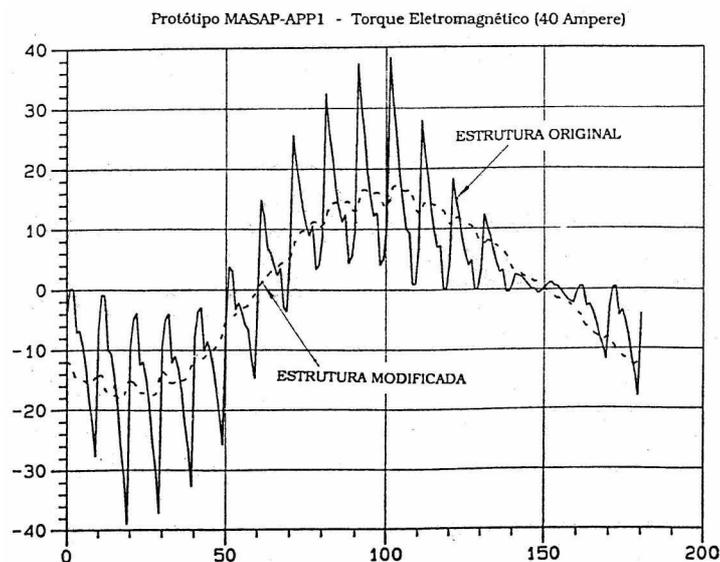


Figura 7.37: Condição de carga (40A) - torque eletromagnético[N.m] por passo polar[(*grau*)]

Por outro lado, desdobramentos relativos às forças eletromotrizes geradas também foram explorados por outros autores, através da mesma estrutura em questão como, por exemplo, o trabalho de Zhuoxiang Ren [84], ao desenvolver o código MOUVEF, para estudo e análise do deslocamento relativo estator-rotor nesses tipos de estrutura, objetivando a determinação da evolução instantânea das principais grandezas de interesse da máquina ou da associação máquina-conversor, envolvendo o movimento.

Neste particular e através da discretização do domínio de estudo segundo pontos de definição previamente estabelecidos e relacionados ao passo de cálculo do módulo resolvidor, a força eletromotriz induzida é calculada, para o caso em que se considera a condição de linearidade do estado de excitação magnética da estrutura, relativamente aos seus enrolamentos de fase e, a seguir, comparada com a experimentação realizada, cujos resultados são explicitados na Figura 7.38, de crédito e autoria pertencentes ao referido autor, citado na referência [84], página 85.

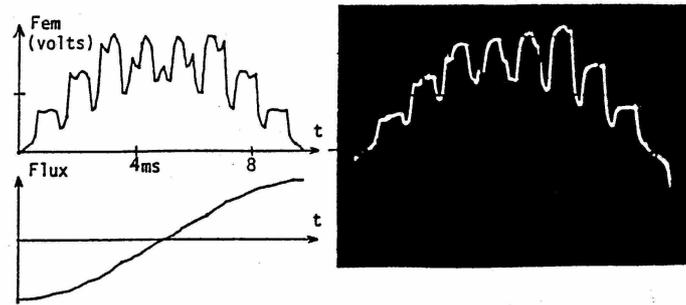


Figura 7.38: MASAP-APP1: Força eletromotriz por passo polar (MOUVEF)

Ainda utilizando a mesma estrutura à concentração de fluxo como estudo de caso, outros autores [169] analisaram a aplicação de diferentes tipos de elementos finitos como forma de aperfeiçoamento de cálculo e definição de grandezas eletromagnéticas, explicitadas por variações espaço-temporais afetas ao movimento.

Tais estudos têm o objetivo de maximizar a precisão dos resultados em problemas vinculados à distorção de camadas superpostas de elementos, quando do deslocamento relativo entre as partes, e ao domínio de estudo, principalmente no que tange à derivação de grandezas primárias e secundárias, como o fluxo e a energia, ou coenergia, associadas a essas estruturas.

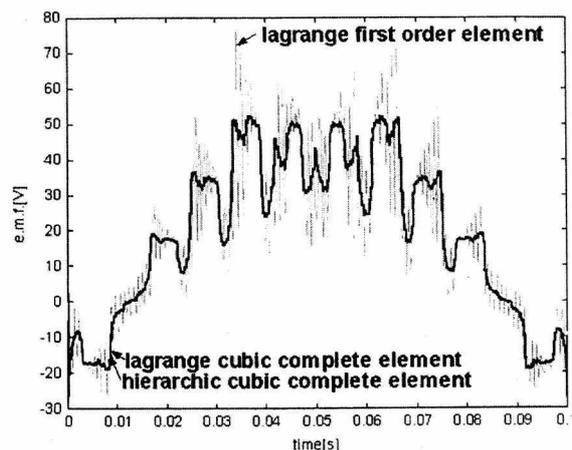


Figura 7.39: MASAP-APP1: Força eletromotriz por passo polar (EFCAD-2D)

Como mostrado na Figura 7.39, Sadowski [169], apresenta elementos hierárquicos de terceira ordem, como os que mais se adequam à estrutura em estudo, face aos demais outros

analisados e implementados a partir da plataforma EFCAD-2D, utilizada como sistema de base visando à determinação da força eletromotriz por fase, induzida em seus enrolamentos.

Conforme evidenciado, estudos associados ao deslocamento relativo entre as partes dessas estruturas, são extensivamente explorados do ponto de vista analítico-experimental, a título comparativo e de refinamento de novos algoritmos, baseados em elementos finitos de ordens diferenciadas, para efeito de aperfeiçoamento em módulos de cálculo de campos em que, normalmente, o torque e as forças eletromotrizes são consideradas grandezas de interesse.

Neste sentido e independente dos objetivos pautados nos trabalhos anteriormente referenciados, os quais, como visto, se dedicam precipuamente à adequação, acuidade e implementação de novos elementos e sistemas de cálculo, a técnica de minimização do *cogging torque* desenvolvida e, por extensão, de redução do conteúdo harmônico em forças eletromotrizes geradas apresentada neste trabalho, se estabelece, potencialmente, como aplicação daqueles estudos, na medida em que, quando da sua implementação, se pretende configurar como ferramenta de análise e projeto para os diferentes tipos de estrutura a ímãs permanentes apresentadas.

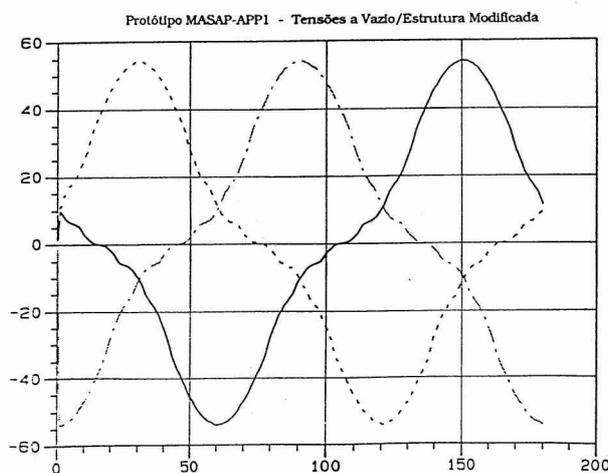


Figura 7.40: MASAP-APP1: Forças eletromotrizes para estrutura modificada

Em um estudo perspectivo vale a pena observar, que para os quantitativos anteriormente determinados para a estrutura tratada (MASAP-APP1), e caso fossem efetivadas, estruturalmente, as recomendações e alterações dimensionais propostas, quanto à razão de aspecto polar ( $\beta_{opt}=0.6725$ ) e à relação de perfilamento da estrutura ( $\gamma_{opt}=6.1000$ ), a aplicação do

processo aqui desenvolvido acarretaria potencialmente não apenas uma redução substancial na componente do *cogging torque* do dispositivo (41.7 vezes), mas também no conteúdo harmônico das forças eletromotrizes geradas, conforme evidenciado na Figura 7.40 o que, mais uma vez, ratifica e reafirma a oportuna aplicação desta técnica desenvolvida como elemento de análise e projeto a que se propõe.

Assim e em referência à inserção deste estudo no âmbito da análise e projeto de estruturas a ímãs permanentes, pode-se assegurar que, diferentemente da grande maioria dos trabalhos sobre o tema, a qual trata, fundamentalmente, de estruturas sem peças polares (*SPM*) enfatizou-se, neste segmento, uma proposta de redução do conteúdo harmônico do fluxo indutor em máquinas síncronas a ímãs permanentes de magnetização transversal (*IPM*), sem inclinação de ranhuras, cujos desdobramentos se refletem diretamente sobre a componente do *cogging torque* e a forma de onda das forças eletromotrizes geradas.

No contexto e na seqüência da análise realizada observou-se, originalmente, a influência das ondulações do fluxo indutor no tocante ao posicionamento das peças imantadas no rotor do dispositivo, segundo os tipos de estrutura (*SPM - IPM*) analisadas; observou-se também que os efeitos de tais flutuações são de relativa criticidade em configurações dotadas de peças polares, na medida em que, neste caso, não existe diferença dimensional entre os entreferros magnético e mecânico da estrutura.

Por outro lado e face aos métodos e técnicas numéricas afins, utilizou-se uma plataforma de cálculo de campos, a duas dimensões (EFCAD-2D), com o objetivo de se determinar a distribuição espacial do fluxo, segundo as variações dimensionais necessárias do processo citado. A partir das opções de cálculo do código utilizado [167], a determinação da componente de *cogging* apresentou-se, através do tensor de Maxwell, como o de melhor adequação e implementação, face às demais referenciadas.

Neste sentido e tendo como elemento balizador de mínima flutuação uma estrutura com ranhuras totalmente fechadas, fez-se a pesquisa da razão de aspecto polar e, posteriormente, do raio de corte único da peça polar, que minimiza tais ondulações a partir de dimensões reais de uma estrutura dotada de ranhuras semiabertas, dentro de um espaço de variação limitado a um passo de ranhura, da estrutura em questão.

Como visto, para o caso tratado foi proposta e implementada uma técnica de otimização em duas etapas, com base exclusivamente no condicionamento da geometria do entreferro e

do perfil da peça polar, face à redução progressiva da distorção harmônica do fluxo indutor no processo de minimização implementado. Dos resultados obtidos através das várias séries de resoluções por cálculo de campos, conforme descrito, um novo rotor foi projetado e construído com base em nova razão de aspecto polar ( $\beta_{opt}$ ), e relação de perfilamento ( $\gamma_{opt}$ ), para efeito de consistência e validação da técnica de minimização proposta.

Posteriormente, dos ensaios de caracterização realizados sobre este novo protótipo desenvolvido (PCVRpA), ficou constatado, inicialmente, que o mesmo atende, de forma satisfatória, aos requisitos originais, em termos de tensões geradas e torque nominais, com elevada capacidade de sobrecarga, cujas alterações construtivas realizadas sobre o rotor analisado possibilitaram evidenciar a eficácia da técnica de minimização desenvolvida, relativamente àquelas grandezas conforme descrito, a partir do conjunto de simulações e experimentação realizado.

Ainda neste sentido e no tocante aos aspectos da generalidade e complementariedade deste trabalho, o processo de redução dessas ondulações foi estendido a outras estruturas de diferentes tipos de configurações a ímãs interiores (*Interior Permanent Magnet Motors - IPM*), assim como as de ímãs sobrepostos ao rotor (*Surface Permanent Magnet Motors - SPM*), cujos resultados prospectivos reafirmam, categoricamente, seu nível de abrangência e utilidade como elemento de análise e assistência à concepção de tais estruturas, no que diz respeito à supressão ou atenuação desses efeitos.

No âmbito deste trabalho a abordagem adotada mostrou que é possível reduzir sensivelmente o *cogging torque* para o tipo de estrutura (*IPM*) analisado, através da eliminação de sua componente principal, apesar das ondulações de fluxo serem originalmente bem mais importantes neste caso do que naqueles observados em estruturas sem peças polares (*SPM*).

Por outro lado, ficou também evidenciada não apenas nos protótipos projetados e construídos, a estreita dependência entre a atenuação dessas ondulações do fluxo indutor e o baixo conteúdo harmônico das formas de onda de forças eletromotrizes geradas, através da suavização do efeito de abertura das ranhuras quando do deslocamento do eixo magnético da peça polar, da posição face-ao-dente, para a posição face-a-ranhura da armadura.

Deste modo e relativamente aos resultados de validação obtidos a partir dos protótipos projetados e construídos, assim como das demais estruturas analisadas, ficou constatada, de modo factual, a importância da técnica desenvolvida como ferramenta de análise e projeto

para esses tipos de estrutura potencializando, objetivamente, por um lado, suas vantagens operacionais e, por outro, a redução do conteúdo harmônico das principais grandezas de interesse consideradas.

# Capítulo 8

## Caracterização

### 8.1 Introdução

A caracterização das máquinas elétricas para efeito de controle do seu funcionamento é diretamente vinculada à determinação dos parâmetros do seu modelo analítico. Neste sentido, o nível de potência da instalação, a vida útil e a natureza dos equipamentos, tal como a forma de utilização do dispositivo condicionam, direta ou indiretamente, a precisão requerida, quando deste processo. Relativo às máquinas de corrente alternada, tal determinação diz respeito, prioritariamente, à estimativa das suas indutâncias através de vários testes ou de ensaios clássicos normalizados.

Tais considerandos, particularmente aqueles dedicados à máquina síncrona, deram origem a várias técnicas e métodos de tratamento sob o tema, hoje definitivamente consolidados e ainda de uso corrente, sobretudo em problemas ligados à regulação de alternadores interligados ou isolados, como quanto ao despacho de cargas, quando da operação conjunta em sistemas de potência.

### 8.2 Cronologia

Historicamente, a grande maioria dos trabalhos, relacionada à análise dos conversores eletromecânicos rotativos, se baseia fundamentalmente na teoria a dois eixos, desenvolvida por André Blondel [170], posteriormente formalizada por Richard Park [104, 105], e a seguir ge-

neralizada por Gabriel Kron [106], utilizando modelos de circuitos acoplados segundo várias nuances de apresentação, a depender do tipo de conversor analisado, na forma de circuitos elétricos equivalentes.

Ainda quanto ao aspecto cronológico de tais estudos, incongruências constatadas relativamente à experimentação sobre esses dispositivos, suscitaram desdobramentos propostos por Alfred Potier no princípio do século passado [29, 31, 171], no tocante aos fenômenos relativos à dispersão de fluxos e à saturação do material magnético envolvido nessas estruturas, no sentido de preservar a teoria original e possibilitar a inserção da influência de tais fenômenos, do ponto de vista analítico.

No que concerne à determinação indireta dos valores correspondentes às reatâncias de eixo direto e em quadratura através de testes normalizados, o procedimento recomendado pelo *IEEE-Standard Guide*, preconiza a execução dos ensaios a vazio e de curto circuito sobre a máquina, para a de eixo direto, e de deslizamento para a relação entre aquelas reatâncias. No caso de máquinas de pequena potência é sugerido, ainda, o ensaio de corrente máxima em atraso, como alternativa ao de deslizamento além da utilização de fórmulas empíricas para a relação  $Xq/Xd$ , fornecidas pelos fabricantes, para máquinas de potência elevada.

Dentre esses testes é possível determinar valores associados aos estados saturado e não-saturado, para a reatância, segundo o eixo direto o que, em adição ao de Potier, para o caso da dispersão e da saturação, complementam o conjunto de ensaios relativos à determinação dos parâmetros indutivos relativo ao modelo de regime permanente da máquina.

Com exceção dos trabalhos clássicos e recomendações normalizadas referentes ao tema, outros autores [66, 172] têm contribuído, de maneira significativa, com relação à análise e metodologia de determinação desses parâmetros, principalmente no tocante a pequenas máquinas síncronas convencionais e de construções especiais, como aquelas de relutância e de histerese, para alguns estudos de casos referenciados.

No que diz respeito ao aspecto analítico, alguns pontos podem ser destacados nesses estudos como, por exemplo, aqueles relativos à influência de componentes harmônicas de forças magnetomotrizes no entreferro da máquina, citados por Steven [173] e os efeitos decorrentes da saturação do material ferromagnético. Segundo Ito [174] e Chen [175], tais fenômenos acarretam, respectivamente, variações não-senoidais das indutâncias próprias e mútuas, assim como diferenças importantes com relação ao comportamento em regime

permanente, previsto pelo modelo de Park.

Ainda em referência ao estudo dos conversores clássicos, Vas [176] analisa o efeito da saturação a partir da interveniência e influência simultânea da excitação, segundo os dois eixos de referência, considerada magnetização cruzada, para o caso de máquinas síncronas de rotor liso.

A propósito, Boldea e Nasar [177] salientam que, apesar dos quase cento e cinquenta anos de estudos e desenvolvimentos da eletromecânica, tais fenômenos ainda não foram completamente entendidos em alguns casos nem, tampouco, definitivamente explicitados de forma correta, no que tange à modelagem desses conversores. Neste sentido propõem no artigo referenciado, um modelo generalizado através de circuitos elétricos equivalentes, como forma de melhor representar os efeitos da saturação e a influência da frequência da alimentação, para os conversores clássicos dos tipos a anel e comutador.

Com base na modelagem Blondel-Park-Kron desenvolvida, tais adequações são materializadas através da inserção de multicircuitos fictícios, nos modelos de cada conversor classicamente apresentados, os quais degeneram para a formalização original quando tais efeitos podem ser desprezados ou considerados de menor significância quando da operação do dispositivo em questão.

Por outro lado, El-Serafi [178] incorpora, ao modelo de Park, fatores adicionais aos termos de reatâncias como forma de corrigir a influência da saturação, de modo geral, e da magnetização cruzada, ao analisar o comportamento do conversor, independentemente do regime de operação.

De maneira mais abrangente, Levi [179–181] estende a aplicação de fatores corretivos e da adoção de variantes, através de novos modelos analíticos, para máquinas assíncronas e síncronas de rotores lisos e salientes, em alguns estudos de casos.

Evidencia-se, então, que, independentemente do grau de generalização e das importantes contribuições desses autores, é ainda possível constatar um ponderável grau de limitação e alcance de tais ferramentas, apesar do enorme esforço analítico dispendido ao longo de décadas, no sentido de conciliar a representação e a utilização pura e simples dos modelos de circuitos acoplados desenvolvidos, se se considerar a experimentação, mesmo em conversores clássicos, como o critério de verdade para a sua validação.

Em outras palavras e de forma objetiva, são buscados formas e meios de utilização de

um modelo de estudo originalmente concebido através da formalização Blondel-Park-Kron, para estruturas de comportamento pressupostamente linear e a parâmetros constantes, cujas grandezas de interesse possuem distribuições espaço-temporal representadas tão somente por suas fundamentais, a despeito do conteúdo harmônico daquelas grandezas.

As dificuldades advindas face à utilização do modelo original, dizem respeito, fundamentalmente, à inserção de fenômenos próprios e inerentes a tais dispositivos, os quais acarretam não apenas distorções e dispersão de fluxo importantes mas também e, principalmente, saturação do material ferromagnético constituinte, ao longo do seu circuito magnético por pólo, quando de sua operação.

Evidencia-se, no entanto, que os problemas salientados pelos autores não se restringem tão somente a aspectos circunscritos à modelagem propriamente dita, desses conversores. Especificidades físicas, assim como questões ligadas ao comportamento não-linear dos seus circuitos magnéticos por pólo são, na realidade, os que ditam, ou impõem, o estado de excitação eletromagnética do conversor, a cada ponto de operação ou condição de funcionamento.

Conforme referenciado em Bertotti e Fiorillo [182], a seqüência dente-ranhura na periferia da armadura e os diferentes níveis de saturação nas diversas partes do dispositivo acarretam, de modo inerente, deformações na forma de onda da indução magnética, em várias zonas do seu circuito magnético por pólo, cujo conteúdo harmônico, a depender do caso, muitas vezes não pode ser negligenciado.

Ademais, outras fontes de distorção do fluxo, tais como dispersão entre placas de prensagem, rebarbas de punctionamento, estresses residuais de estamparia e soldagem final da laminação, provocam modificações localizadas no seu interior, relativamente às propriedades magnéticas dos materiais as quais, em seu conjunto, influenciam sobremaneira não apenas a ponderação e a abordagem qualitativa desses fenômenos mas também tornam praticamente impossível, quantitativamente, a segregação de seus efeitos, através da experimentação.

### 8.3 Configurações a Ímãs Permanentes

Mais recentemente, o emprego de ligas rígidas como elementos de excitação nas máquinas elétricas tem dado origem a uma grande diversidade de acionadores utilizados nas mais

distintas aplicações industriais, segundo as mais variadas configurações, conforme já citado.

Na sua grande maioria, tais elementos, quando incorporados ao rotor da máquina, estabelecem diferentes topologias relativas ao seu circuito magnético por pólo, em função do posicionamento das peças imantadas. A inclusão de tais fontes acarreta em adição, trajetórias preferenciais e específicas de acoplamento campo-armadura, conforme a natureza e a geometria dessas partes sendo, em alguns casos, bastante diferenciadas daquelas de dispositivos clássicos, dos tipos a anel-escovas e comutador-escovas, como podem ser facilmente constatadas em estruturas a ímãs interiores (IPM), mostradas em capítulo anterior, em suas mais diversas variantes.

Relativo à determinação dos parâmetros indutivos desses dispositivos e quanto ao aspecto metodológico em si evidencia-se, de início, que os ensaios clássicos recomendados para máquinas síncronas de campo do tipo bobina-núcleo não se aplicam diretamente para aquelas de campo excitado por ímãs permanentes, devido à impossibilidade de variação de sua intensidade [38, 122], razão por que outros métodos de determinação indireta das indutâncias são sugeridos e baseados na monitoração das demais grandezas da máquina sob teste, com ênfase na sua aquisição e tratamento, tal como no fator de potência e no posicionamento relativo, através do ângulo de carga, para diversas variantes experimentais, quando em algumas delas a precisão com que tais grandezas são medidas, condiciona, efetivamente, os resultados finais dos ensaios [55].

### 8.3.1 Parâmetros Indutivos - Cálculo de Campos

Por outro lado, a utilização de técnicas numéricas através do cálculo de campos por elementos finitos, tem-se apresentado como ferramenta analítica de importante utilidade na análise e segregação desses efeitos, além de possibilitar a simulação de situações operacionais características que, em alguns casos, são virtualmente impossíveis de serem implementadas experimentalmente.

Neste sentido, alguns autores [183–185] têm aportado contribuições importantes quanto ao entendimento e influência dos fenômenos citados, tanto no que diz respeito ao estudo de parâmetros indutivos desses conversores quanto às suas explicitação e inserção no modelo a dois eixos classicamente utilizados.

Pavlik [183] deriva equações para a energia magnética armazenada através de expressões analíticas para o fluxo, e a indução segundo os eixos referenciais correspondentes, com base em constantes e elementos dimensionais, para estimar isoladamente as indutâncias a eles associadas, incorporando o efeito da saturação.

Parasiliti [184] acentua que em estruturas do tipo IPM, as características fluxo-corrente, evidenciadas através de cálculo de campos, requerem o uso de um modelo a parâmetros variáveis para efeito de representação de sua dinâmica de operação.

No caso, preconiza estudos diferenciados por cálculo de campos segundo os dois eixos, e a cada vez, assumindo distintamente condições de linearidade e de não-linearidade do circuito magnético, como forma de isolar os efeitos de cada fonte de excitação envolvida a cada resolução; sejam elas provenientes dos ímãs ou das componentes de correntes de armadura segundo os eixos direto e em quadratura da estrutura sob análise.

Repercute também que a relação de dependência fluxo-corrente, segundo o eixo em quadratura, não apresenta maiores dificuldades de ser expressa; todavia, relativamente ao eixo direto o comportamento não-linear dos materiais e o nível de dispersão envolvidos, a depender do carregamento, requerem maior complexidade de explicitação, devido ao número de fontes de excitação a ser considerado, segundo esta referência, a cada resolução.

Ainda neste sentido, Bianchi [185] desenvolve procedimentos para a determinação das indutâncias, segundo diferentes condições de carga da estrutura em estudo, levando em consideração a saturação, a excitação devido aos ímãs, assim como os efeitos das componentes de corrente associadas a cada eixo de referência, levando em consideração o efeito da magnetização cruzada.

Tal fenômeno, particularmente no caso das estruturas do tipo a ímãs interiores (IPM) tratadas, decorre da mútua interação entre as excitações constituídas, haja vista os níveis de saturação configurados no material ferromagnético. Neste caso, zonas de permeâncias diferenciadas são estabelecidas em peças polares e núcleo da armadura, principalmente produzidas pela componente da corrente em quadratura, causando alterações, em alguns casos significativas, quanto ao acoplamento entre os fluxos, segundo os eixos de referência. Propõe-se a seguir, para tais estruturas, um conjunto de expressões que relacionem o grau de dependência fluxo-corrente, relativas a cada eixo, como forma de explicitar a influência das diversas fontes envolvidas, segundo diferentes níveis de saturação do seu circuito magnético

por pólo.

### 8.3.2 Parâmetros Indutivos - Experimentação

Conforme evidenciam Dutta [186] e Sun [187], não se estabeleceu, até então, uma normalização experimental definitiva para a determinação dos parâmetros indutivos dos dispositivos a ímãs permanentes, segundo suas várias configurações, à semelhança daquela existente para os conversores clássicos dos tipos a anel e comutador.

No seu conjunto, constata-se que os métodos experimentais não normatizados até então propostos se dirigem, prioritariamente, a pequenas máquinas síncronas de construção clássica ou de tipos especiais, e são de aplicação bastante específica. Evidencia-se, ainda, que em alguns casos há necessidade de alterações construtivas na própria máquina como, por exemplo, a inserção de bobinas de prova em determinados circuitos, para efeito de validação dos resultados [66].

Além disso, muito embora se reconheça o grau de significância de tais proposições, algumas delas abordam a questão da saturação, correntes parasitas, assim como de outros fenômenos envolvidos, de modo diferenciado a não-conclusivo sugerindo, não raramente, desdobramentos posteriores ou fórmulas empíricas de correção [188] aos resultados conseguidos.

Outro ponto a ser considerado diz respeito ao condicionamento daqueles resultados a grandezas de monitoramento crítico como, por exemplo, a adição de elementos resistivos a partir de uma máquina a ímãs, operando em curto circuito, com detecção simultânea do ângulo de carga.

Como visto, apesar do mérito e da importância das técnicas propostas face aos objetivos colocados, constata-se mais uma vez que suas consistência e robustez ficam, muitas vezes, penalizadas em função do nível de complexidade da instrumentação utilizada para efeito da aquisição dos dados e pelo risco de perda total do dispositivo sob ensaio; apesar disto, nas últimas décadas e embora a grande diversidade dos ensaios experimentais não normatizados proposta para esses conversores, Jabbar [189] admite uma classificação preliminar para tal baseada, fundamentalmente, em testes que envolvem respostas ao comportamento estático e dinâmico dos mesmos, a partir do controle do nível de excitação a ser imposto em cada

um deles.

Relativo aos testes baseados em respostas do comportamento estático e no tocante à exploração de resultados, a partir de referências espaciais, citam-se aqueles realizados através de medição de grandezas em função do posicionamento estator-rotor do dispositivo, nos quais se utilizam circuitos integradores de fluxo e de corrente de excitação sobre seus enrolamentos, para o caso dos parâmetros indutivos.

No primeiro modo de determinação e com base no esquema clássico de Jones [190, 191], os valores das indutâncias são indiretamente determinados após a integração do fluxo sobre o enrolamento da máquina, a partir de um condicionamento particular do circuito integrador e de excitação por corrente contínua. Adotado por C. V. Jones na década de sessenta, para medição de indutâncias próprias e mútuas em alternadores e máquinas de corrente contínua, este método utiliza uma das fases da máquina como um dos elementos da ponte, possibilitando a determinação do valor da indutância correspondente, a qual pode ser referenciada diretamente ao modelo de Park, segundo arranjo série ou paralelo realizado em suas interligações.

No segundo modo de determinação [192], a partir de associações específicas entre as fases da máquina e de excitação por corrente contínua, assim como posicionamentos correspondentes aos eixos direto e em quadratura do dispositivo, os valores das indutâncias correspondentes são determinados indiretamente através da integração das correntes arrefecidas em função do tempo, quando da abertura do circuito de alimentação.

Quanto aos testes baseados em respostas dinâmicas dos dispositivos, Mellor e Nee [193] propõem a determinação da reatância de eixo direto a partir de um ensaio a vazio da máquina, segundo condicionamento próprio da instrumentação para, em seguida, determinar iterativamente o valor daquela de eixo em quadratura, com base em valores adquiridos das demais grandezas medidas durante o processo.

Jabbar [189] e Kang [194] propõem um método que combina os resultados de centenas de séries de ensaios sobre a máquina, funcionando como motor sob carga, com técnicas de identificação por redes neurais, visando à determinação das reatâncias em função da corrente de armadura, levando em consideração o conhecimento da posição rotórica e do ângulo de potência, correspondentes a cada valor de corrente.

Com exceção das determinações puramente experimentais, Lovelace [195, 196] associa a

representação de uma estrutura IPM, por circuitos magnéticos equivalentes ao cálculo de campos, para a determinação do torque e indutâncias, segundo os dois eixos, levando em conta a saturação do material. Para efeito de validação, os autores constataam, experimentalmente, uma boa concordância de resultados no que concerne aos valores correspondentes à indutância de eixo em quadratura; todavia, uma discrepância significativa com relação aos valores para aquela de eixo direto, como limitação fundamental da técnica proposta.

Neste sentido, Lee [197] e Meessen [198] também utilizam a associação, entre a representação por circuitos magnéticos equivalentes e cálculo de campos, em estruturas do tipo IPM, para determinações similares e para o estudo de perdas vinculadas à operação do conversor. No caso, os autores acentuam que a relevância desses trabalhos consiste, fundamentalmente, na determinação dos parâmetros, segundo o domínio de estudo, em função dos níveis de saturação do material ferromagnético constituinte das peças polares e núcleo da armadura da máquina; todavia, sem maiores conclusões sobre a generalidade de tais determinações, e sobre a precisão dos resultados conseguidos.

Com referência a um aspecto mais abrangente, Kondo e Sun [187, 199] relacionam e comparam vários testes para a determinação desses parâmetros em configurações a ímãs permanentes, quanto ao nível de complexidade relativa ao condicionamento dos ensaios e da instrumentação envolvida, face à precisão dos resultados correspondentemente obtidos. Constatam, também, que em termos de acionamento, a máquina sob teste opera, preferencialmente como motor, segundo funcionamentos a vazio, em carga e em curto circuito salientando também, de modo estratificado, as particularidades, vantagens e limitações do conjunto de testes analisados. Evidenciam ainda [187] que, a despeito das várias técnicas estudadas e desenvolvidas nas últimas décadas, não existe um procedimento padrão estabelecido de maneira normalizada, para a determinação dos parâmetros indutivos para essas estruturas e, em particular, para aquelas do tipo a ímãs interiores (IPM).

## 8.4 Técnica Proposta

Através da análise realizada sobre os diferentes métodos não normalizados anteriormente referenciados e em relação à determinação dos parâmetros indutivos para estruturas a ímãs interiores (IPM), foi constatada uma forte influência entre a compatibilização dos resultados

experimentais obtidos e seu regime de funcionamento, em face do modelo de representação adotado.

Como visto, a adição de ligas cerâmicas com diferentes permeabilidades e magnetização permanente em tais dispositivos, as distorções e a dispersão de fluxo no seu circuito magnético por pólo, assim como diferentes topologias de acoplamento estator-rotor, formam um conjunto de especificidades estruturais aliadas a fenômenos próprios e inerentes ao dispositivo, o qual se reflete diretamente sobre suas características operacionais ou ciclo de trabalho.

Evidenciou-se ainda que, a depender da natureza e da complexidade da experimentação desenvolvida e utilizada pelos autores, tais particularidades podem acarretar diferenças importantes quanto aos valores representativos dos parâmetros do seu modelo de estudo, o que penaliza sobremaneira as potenciais predição e análise do seu comportamento.

Neste sentido e objetivando excluir a possibilidade de influências indiretas sobre um método ou uma técnica a ser desenvolvida para a determinação dos parâmetros indutivos em questão, torna-se ponderavelmente relevante associar, sempre que possível, as grandezas de interesse da experimentação segundo às reais condições de operação do dispositivo sob ensaio [200].

Deste modo e diferente dos métodos anteriormente referenciados [187, 199], os quais envolvem, na maioria dos casos, complexa instrumentação através da utilização de torquímetros, detetores de posição, osciloscópios, analisadores de sinais, dentre outros elementos sensores, a base instrumental da técnica proposta pressupõe tão somente a aquisição de dados relativos à corrente circulante na armadura, e a tensão sobre a carga, para as diversas condições operacionais que constituem a característica externa da máquina.

Neste sentido, tal característica operacional é, então, considerada a verdadeira resposta funcional do dispositivo sob teste pois envolve simultaneamente não só o carregamento diretamente solicitado pela demanda mas também todos os fenômenos anteriormente citados, analisados e associados à sua operação, em regime permanente como gerador.

Assim considerando, a técnica proposta e implementada neste trabalho, para efeito de determinação das reatâncias síncronas citadas, se fundamenta essencialmente na aquisição e no tratamento dos dados oriundos da máquina sob carga, segundo suas reais condições de operação e de serviço em regime permanente, conforme especificações originais, à semelhança

do que fôra desenvolvido para os protótipos a ímãs interiores (IPM), em capítulo precedente.

## 8.5 Formalização

Baseada no modelo a duas reações e formalizada através de sua característica externa  $[Vt(Ia) \times Ia]$ , com base no seu diagrama de tensões, a determinação das reatâncias ( $Xd$ ,  $Xq$ ) associadas aos eixos de referência, vincula-se essencialmente com a estimativa desses parâmetros, a partir das principais grandezas de interesse da experimentação ( $Ia_i$ ,  $Vt_i$ ) sobre a associação máquina-carga, através da utilização integral do vetor corrente-tensão, medido conforme a modificação de seu carregamento, cuja prescrição ao valor limite de tensão, é que se situe entre um quarto e um terço daquele a vazio.

Analiticamente, a característica externa é explicitada como uma função que independe da posição, ou ângulo de carga ( $\delta$ ) da máquina em que, a partir das condições nominais de operação estabelecidas, determina-se iterativamente o conjunto de parâmetros indutivos correspondentes, o qual deve minimizar o erro médio quadrático entre aquela função e os valores correspondentes ao vetor de dados ( $Ia_i$ ,  $Vt_i$ ) adquirido quando da experimentação.

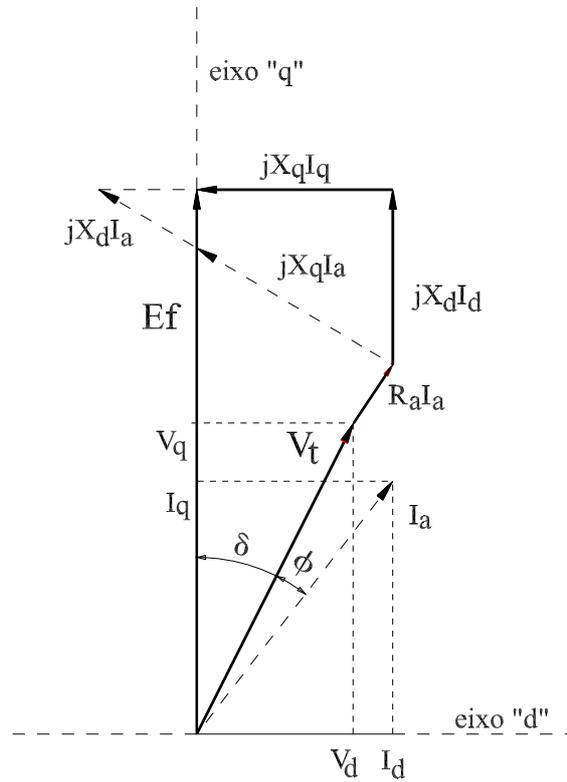


Figura 8.1: Modelo à duas reações - diagrama de tensões

De modo geral e relativo ao diagrama de tensões para a máquina síncrona funcionando como gerador, conforme mostrado na Figura 8.1, as equações de definição para a tensão terminal ( $V_t$ ) e corrente de armadura ( $I_a$ ), passíveis de serem medidas diretamente através de seus terminais, podem ser expressas como:

$$V_t^2 = V_d^2 + V_q^2 \quad (8.1)$$

donde  $V_d = V_t \sin(\delta)$  e  $V_q = V_t \cos(\delta)$ , assim como para a corrente:

$$I_a^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad (8.2)$$

sendo  $I_d = I_a \sin(\phi + \delta)$  e  $I_q = I_a \cos(\phi + \delta)$ . No caso, relativamente aos demais parâmetros evidenciados no diagrama, aquelas componentes de tensão podem ainda ser redefinidas como:

$$V_t \sin(\delta) = X_q I_a \cos(\phi + \delta) - R_a I_a \sin(\phi + \delta) \quad (8.3)$$

$$V_t \cos(\delta) = E_f - [X_d I_a \sin(\phi + \delta) + R_a I_a \cos(\phi + \delta)] \quad (8.4)$$

reescrevendo as equações (8.3) e (8.4) para cargas resistivas,  $\cos(\phi) = 1$ , obtém-se:

$$\begin{bmatrix} (V_t + R_a I_a) & -X_q I_a \\ X_d I_a & (V_t + R_a I_a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ E_f \end{bmatrix}$$

resolvendo o sistema de equações para as funções em  $\delta$ , encontra-se:

$$\sin(\delta) = [(X_q I_a) E_f] / [(V_t + R_a I_a)^2 + (X_d X_q) I_a^2]$$

$$\cos(\delta) = [(V_t + R_a I_a) E_f] / [(V_t + R_a I_a)^2 + (X_d X_q) I_a^2]$$

com o que, substituindo na equação de definição da corrente (8.2), tem-se:

$$[(X_q I_a) E_f]^2 + [(V_t + R_a I_a) E_f]^2 = [(V_t + R_a I_a)^2 + (X_d X_q) I_a^2]^2$$

desenvolvendo a equivalência:

$$\begin{aligned} & (X_q I_a E_f)^2 + (V_t E_f)^2 + (2R_a I_a E_f^2) V_t + (R_a I_a E_f)^2 && - \dots \\ \dots - \{ & V_t^4 + 4R_a I_a V_t^3 + 6(R_a I_a)^2 V_t^2 + 4(R_a I_a)^3 V_t + (R_a I_a)^4 \} && - \dots \\ \dots - \{ & 2X_d X_q (I_a V_t)^2 + 4X_d X_q R_a I_a^2 V_t + 2X_d X_q R_a^2 I_a^4 \} && = 0 \end{aligned}$$

e reagrupando os termos envolvendo a corrente, obtém-se:

$$\begin{aligned} & [V_t^4 - (E_f V_t)^2] + [(4V_t^2 - 2E_f^2) R_a V_t] I_a && + \dots \\ \dots + [ & 2V_t X_d X_q (V_t + 2R_a) + 6(R_a V_t)^2 - E_f^2 (R_a + X_q)^2 ] I_a^2 && + \dots \\ & \dots + [4V_t R_a^3] I_a^3 + [(R_a^2 + X_d X_q)^2] I_a^4 && = 0 \end{aligned}$$

equação esta que pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} & I_a^4 (X_d X_q)^2 + 2I_a^2 (V_t + R_a I_a)^2 (X_d X_q) + (V_t + R_a I_a)^4 && - \dots \\ & \dots - \{ (E_f I_a)^2 X_q^2 + [(V_t + R_a I_a) E_f]^2 \} && = 0 \end{aligned}$$

Assim explicitado e a partir do polinômio reduzido, evidencia-se que o produto entre as reatâncias ( $X_d X_q$ ) e aquela de eixo em quadratura ( $X_q$ ), constitui os *termos alvo* a serem determinados no processo o que, isolando-se as demais constantes e variáveis de interesse da equação, consideram-se:  $\lambda_1 = (X_d X_q)$ ,  $\lambda_2 = (X_q)$ ,  $x = (I_a)$ ,  $y = (V_t + R_a I_a)$  e  $z = (E_f)$ , cuja forma simplificada pode ainda ser apresentada como:

$$(\lambda_1 x^2)^2 - (\lambda_2 x z)^2 + 2\lambda_1 (x y)^2 + y^4 - (y z)^2 = 0 \quad (8.5)$$

cujos pares  $(x, y)$  estão associados diretamente aos valores de corrente ( $I_a$ ) e tensão ( $V_t$ ) medidos quando da experimentação.

## 8.6 Implementação

Concernente ao desenvolvimento proposto através da formalização apresentada, a resolução do problema colocado pressupõe a pesquisa dos parâmetros  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$ , de modo a minimizar o erro médio quadrático entre a função expressa pela equação (8.5), e o vetor de dados  $(x_i, y_i)$ , para  $(i = 1, 2, 3, \dots, N)$ , obtido do ensaio do dispositivo sob carga.

Assim, definindo a função de erro como sendo:

$$e_i = (\lambda_1 x_i^2)^2 - (\lambda_2 x_i z)^2 + 2\lambda_1 (x_i y_i)^2 + y_i^4 - (y_i z)^2$$

escreve-se  $\Lambda = \arg \min f(\Lambda)$ , para  $\Lambda \in \Omega$ , com  $\Lambda = [\lambda_1, \lambda_2]^t$  e

$$f(\Lambda) = (1/N) \sqrt{\sum_{i=1}^N e_i^2}$$

donde a região  $\Omega$ , que explicita o domínio do problema de minimização deste erro, se define como:  $\Lambda_i = [\lambda_1^i, \lambda_2^i]^t \in \Omega$  se, e somente se,  $\forall \Lambda_i \mid \Lambda_j^i > 0$ , para  $j = 1, 2, 3, \dots, N$  e  $i = 1, 2, 3, \dots, N$ .

Para o caso tratado e como as estruturas a ímãs interiores (IPM) impõem saliência inversa entre suas reatâncias ( $X_d < X_q$ ), a condição de desigualdade associada ao problema é definida como:

$$X_d < X_q \longrightarrow (\lambda_1/\lambda_2) < \lambda_2 \text{ e } (\lambda_1 - \lambda_2) < 0$$

Neste sentido, a partir das especificações sobre as condições nominais da máquina e o vetor de dados  $(Ia_i, Vt_i)$  medido, é feita uma primeira estimativa daqueles parâmetros indutivos, com base na análise sobre suas condições limítrofes de funcionamento, seja para a força eletromotriz gerada, ou tensão a vazio, seja como para a corrente em curto circuito.

Levando em consideração a ordem do polinômio desenvolvido a partir do diagrama de tensões da máquina, tal estimativa é realizada observando-se sempre a relação de desigualdade anteriormente estabelecida ( $X_d < X_q$ ), conforme o tipo de saliência polar inerente ao dispositivo; posteriormente, sua característica externa é desenvolvida e formalizada segundo a equação (8.1), através das demais constantes e variáveis envolvidas, como:

$$\begin{aligned} & Vt^4 + (4RaIa)Vt^3 + [(6Ra^2 + 2XdXq)Ia^2 - Ef]Vt^2 + \dots \\ & \dots + [4(Ra^3 + RaXdXq)Ia^3 - 2RaEfIa]Vt + \\ & \dots + [Ra^4 + (XdXq)^2 + 2Ra^2XdXq]Ia^4 - [(XqEf)^2 + (RaEf)^2]Ia^2 = 0 \end{aligned}$$

Na seqüência e a partir do polinômio de aproximação estabelecido, tais reatâncias são determinadas através do processo de minimização do erro médio quadrático entre a característica externa assim expressa e determinada através dos parâmetros ( $\lambda_1$  e  $\lambda_2$ ) correspondentes, em face do vetor de dados ( $Ia_i, Vt_i$ ) obtido experimentalmente.

No caso e a partir desta formalização, o problema foi equacionado e implementado por meio de codificação em ambiente *MatLab*®), utilizando-se recursos internos do seu módulo de otimização, cujo nível de aderência ao vetor de dados é posteriormente comparado com outros valores para o mesmo conjunto de reatâncias ( $Xd, Xq$ ), obtidos através de quaisquer outros métodos experimentais ou de cálculo de campos.

Neste sentido, a especificação do problema, baseada nas condições de trabalho, tipo de saliência e vetor de dados adquirido da experimentação tal como, também, as estimativas iniciais das variáveis, processo de minimização e convergência aos resultados, são mostrados esquematicamente através do fluxograma ilustrado na Figura 8.2, conforme o sequenciamento desenvolvido e fundamentado na formalização anteriormente proposta.

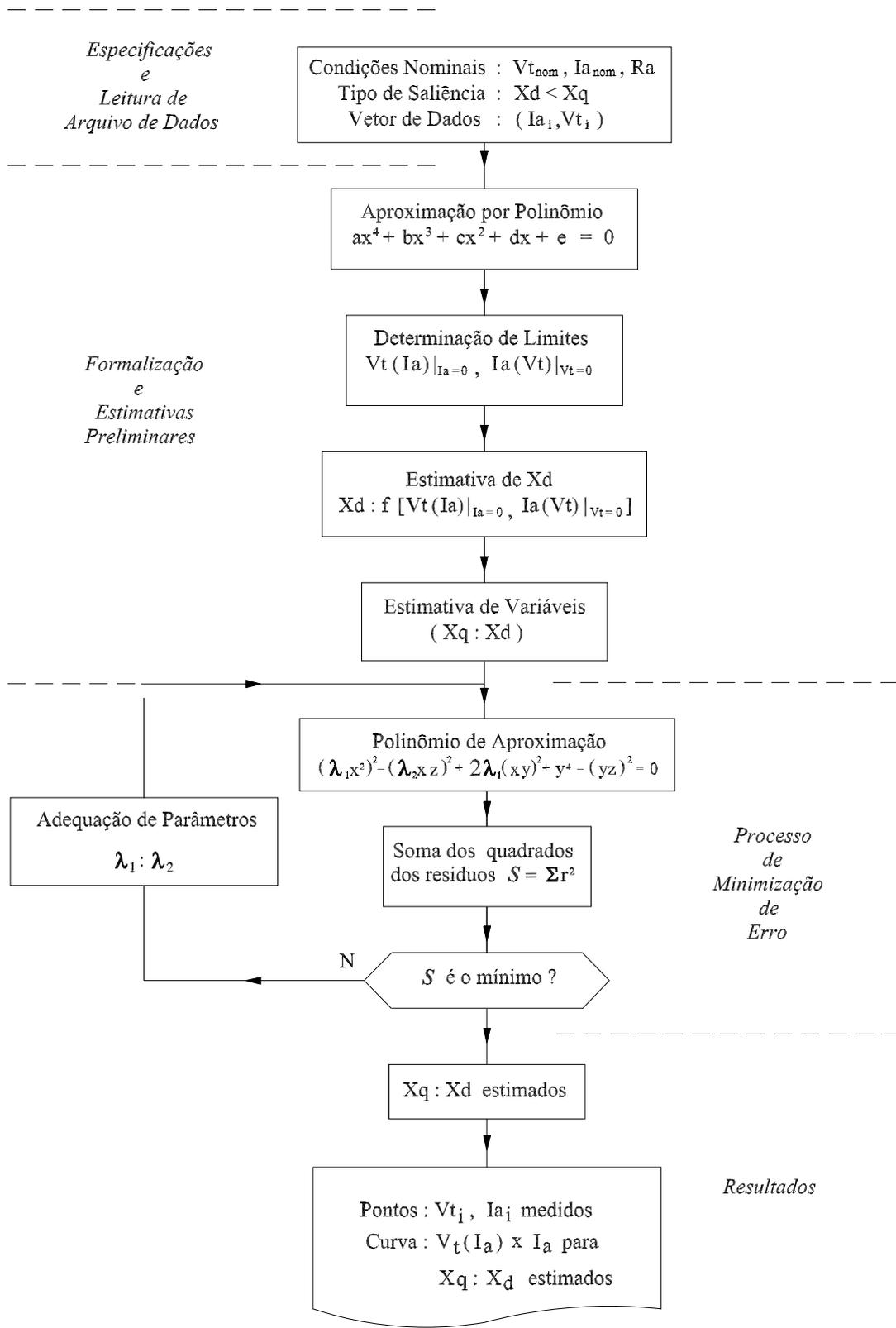


Figura 8.2: Fluxograma geral do processo

## 8.7 Resultados

Relativo ao modelo de estudo para máquinas síncronas excitadas a ímãs permanentes, tem-se evidenciado, como visto, uma grande diversidade de métodos e técnicas desenvolvidas para a determinação daqueles parâmetros, sobretudo a partir de respostas a condicionamentos experimentais dedicados e tratamentos específicos, segundo cada configuração.

Neste sentido e a despeito da importância e da amplitude de tais desenvolvimentos, a estimativa dos parâmetros indutivos para estruturas a ímãs interiores (IPM), aqui proposta, se fundamenta essencialmente, sobre as reais condições operacionais do dispositivo sob teste, conforme a formalização apresentada e seqüenciamento de determinação anteriormente explicitado.

Conforme salientado, considera-se a característica externa da máquina  $[Vt(Ia) \times Ia]$  como resposta prevalente ao seu carregamento estabelecido em regime permanente contínuo, a qual incorpora, integralmente, todos os fenômenos inerentes e associados ao seu funcionamento, conforme referenciado e segundo cada ponto de operação ou ciclo de trabalho.

A título de ilustração, a Figura 8.3 (a) e (b), a seguir, mostra o aspecto geral da associação entre o acionador primário utilizado e a máquina sob teste, além da montagem e a da instrumentação utilizada, as quais materializam, em termos experimentais, o levantamento da característica citada correspondente aos protótipos desenvolvidos e ensaiados a cada vez.



(a)



(b)

Figura 8.3: Plataforma de ensaios: vistas (a) e (b)

Em termos experimentais o dispositivo, funcionando como gerador, é acionado à velocidade síncrona por uma máquina auxiliar, que alimenta um plano de cargas resistivas, cujos

valores de corrente de armadura e tensão entre fases são tomados sempre que se varia a carga aplicada.

Preventivamente se estabelece um valor limite para a corrente máxima admissível de ensaio, como aquele correspondente a um nível de tensão em torno de um quarto ( $1/4$ ) a um terço ( $1/3$ ) da força eletromotriz gerada, ou tensão a vazio, para assegurar o pleno domínio de sua faixa operacional e se obter uma definição melhor da característica externa a ser levantada.

No que concerne aos conjuntos estator-rotor desenvolvidos e objeto da caracterização realizada, suas formações se baseiam na utilização de um mesmo estator de ranhuras retas, tomado como referência e de isolamento individualizada por laminação (estator CV), conforme salientado e mostrado na Figura 8.4, em vistas interna e lateral, assim como na interposição de rotores de diâmetros mecanicamente compatíveis, e a cada vez.

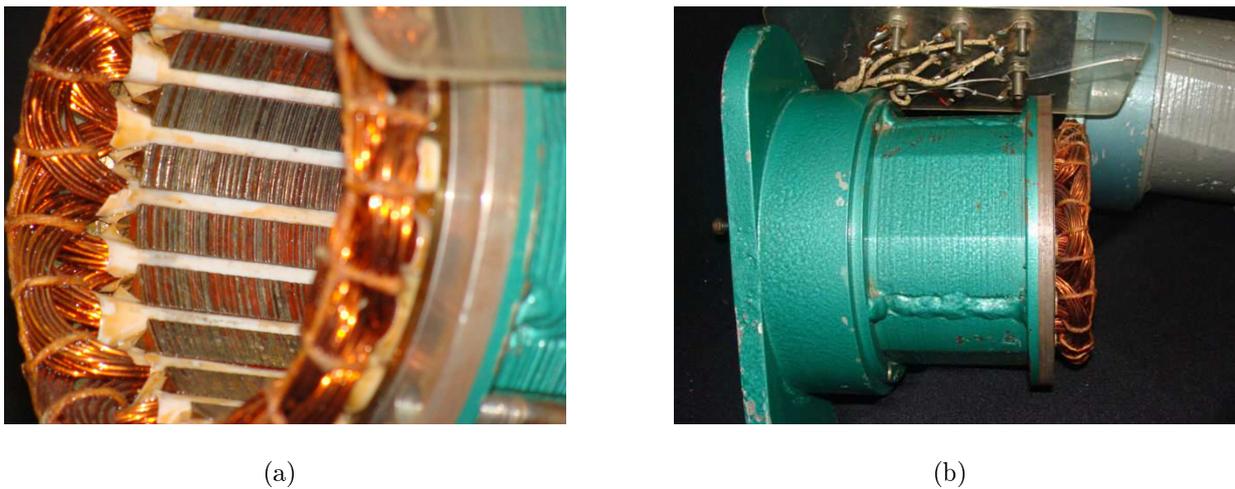


Figura 8.4: Estator CV; vistas interna (a) e lateral (b)

Tais conjuntos foram destacados das configurações (IPM) analisadas e são constituídos pelos protótipos PCVRA, de diâmetro rotórico constante, e PCVRpA, cujas peças polares foram perfiladas para efeito de redução do *cogging torque* e cujos rotores RA01 e RAp01, mostrados na Figura 8.5, são formados por laminação em Ferro-Silício constituindo, respectivamente, entreferros mecânicos constante e variável, relativamente ao passo polar e à periferia da armadura da máquina.

Esses conjuntos, montados a cada vez, perfazem protótipos de potência fracionária, 250 watt, oito (08) pólos, 60 Hz, 2.5 Ampère, cujas demais grandezas eletromagnéticas

associadas e dimensões principais, se encontram apresentadas na Tabela 6.3, em capítulo correspondente.

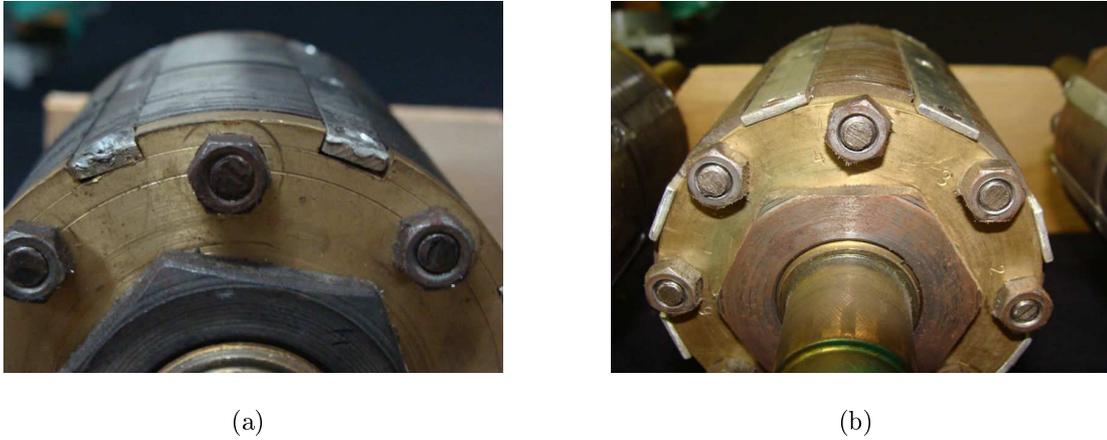


Figura 8.5: Rotor não-perfilado RA01 (a) e perfilado RAp01 (b)

### 8.7.1 Protótipo PCVRA

Conforme salientado e dentro do domínio operacional associado, um conjunto de séries de medições foi tomado segundo um carregamento gradativo sobre cada máquina, cujo vetor de dados correspondente ao protótipo PCVRA, de estator comum a ambos (estator CV), e o rotor não perfilado RA01, é tabelado segundo valores médios das grandezas e explicitado no diagrama a seguir.

Tabela 8.1: Vetor de dados - Protótipo PCVRA.

Ia(A)	0.0	0.6	1.3	1.9	2.5	3.0	3.5	4.0	4.4
Vt(v)	64.8	64.2	63.0	61.6	59.7	57.5	55.6	53.8	51.9
Ia(A)	4.9	5.3	5.7	6.2	6.6	7.0	7.4	7.6	8.0
Vt(v)	49.8	48.1	46.2	44.0	42.5	40.1	37.8	36.0	33.8
Ia(A)	8.2	8.5	8.7	8.9	9.0	9.1	9.2	9.3	9.4
Vt(v)	31.7	29.6	27.7	25.8	24.0	22.6	21.0	19.0	18.0

Na seqüência e com base no procedimento anteriormente exposto, os parâmetros indutivos do protótipo foram estimados de acordo com as especificações de ensaio e condições nominais do dispositivo ( $V_t=59.70$  volt -  $I_a=2.5$  A), os quais resultaram nos valores cor-

respondentes às reatâncias por fase, associadas aos eixos de referência, de  $X_d=3.405 \Omega$  e  $X_q=5.501 \Omega$ .

Com base nesses valores e segundo o mesmo domínio operacional, a característica externa  $[Vt(Ia) \times Ia]$  foi determinada e superposta ao vetor de dados originalmente obtido da experimentação, a qual é mostrada na figura a seguir.

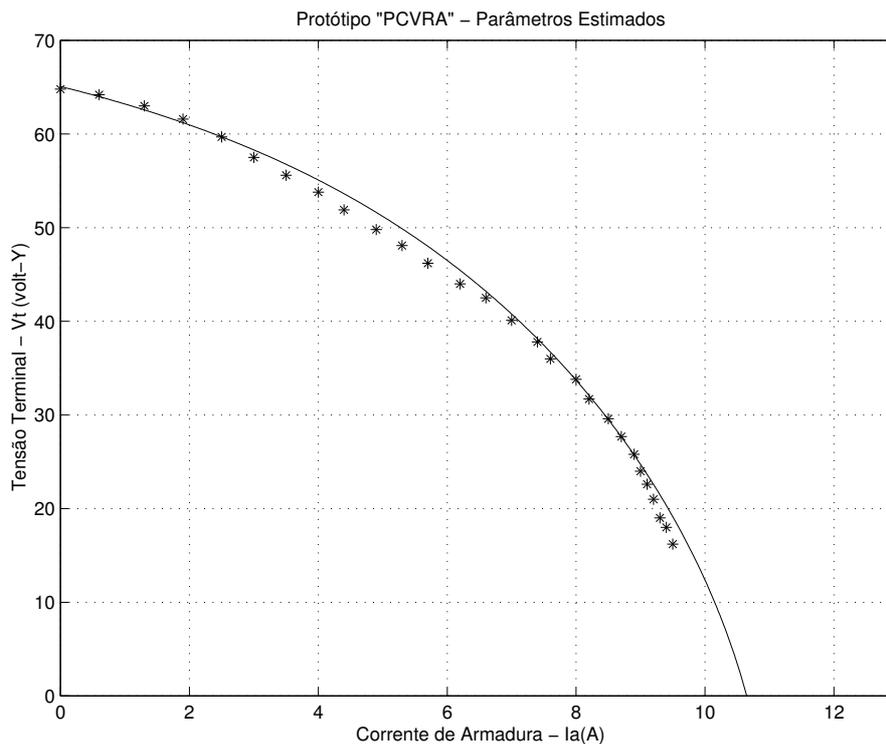


Figura 8.6: Protótipo PCVRA - Característica externa

Por outro lado, resoluções por cálculo de campos sobre o domínio de estudo, foram realizadas segundo os eixos direto e em quadratura da estrutura, as quais possibilitaram a determinação dos valores associados àquelas grandezas, conforme explicitados na Tabela a seguir.

Processo/Grandeza	$X_d(\Omega)$	$X_q(\Omega)$
Estimativa	3.405	5.501
Cálculo de Campos	3.446	5.587

No caso, evidencia-se uma concordância notável entre os valores obtidos a partir das simulações por cálculo de campos com aqueles estimados com base no processo desenvolvido dentro de uma faixa de tolerância típica ( $\pm 5\%$ ) e admissível para aquelas resoluções.

Neste particular observa-se que tal faixa de tolerância é ainda relativamente otimista, podendo assumir valores mais elásticos em alguns casos, na medida em que se deve relevar a impossibilidade de serem consideradas, naquelas resoluções, imperfeições, quanto ao processo de estamparia e montagem do protótipo, diferenças entre permeabilidades por fenômenos localizados na estrutura, além de efeitos de bordas nas envoltórias do enrolamento, ou cabeças de bobinas, a partir das limitações inerentes à plataforma de cálculo de campos utilizada (EFCAD-2D).

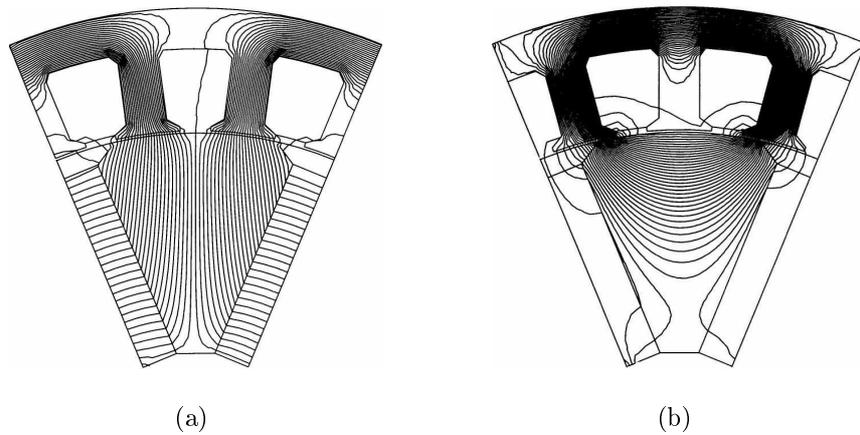


Figura 8.7: Protótipo PCVRA - Fluxos de eixo direto (a) e em quadratura (b)

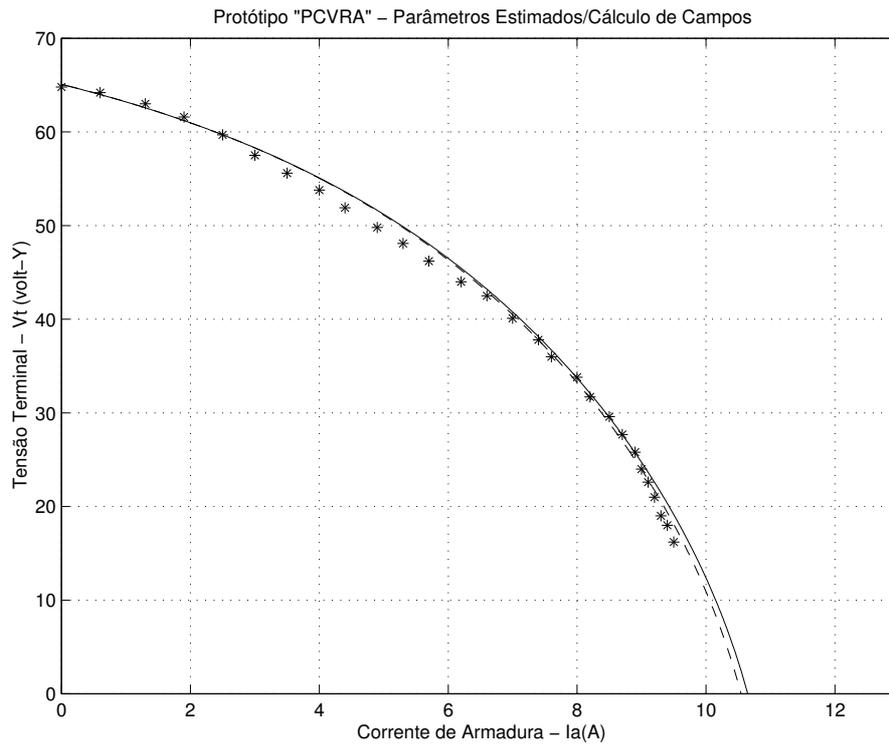


Figura 8.8: Protótipo PCVRA - Características externas

Deste modo e a partir dos valores assim determinados são mostradas, no diagrama da figura anterior, as características externas calculadas e correspondentes àquelas determinações, em *traço pleno*, através do processo de minimização do erro médio quadrático, e em *tracejado*, por cálculo de campos, como forma de explicitação desses procedimentos, apresentando um nível de aderência significante em face da experimentação realizada.

### 8.7.2 Protótipo PCVRpA

Para efeito de caracterização e de análise comparativa dos resultados obtidos e se tomando por base o mesmo estator comum (estator CV), foram intercambiados os rotores do dispositivo através da interposição daquele cujas peças polares foram perfiladas (RAp01), como forma de reduzir a componente do *cogging torque* do dispositivo constituindo-se, assim, em seu conjunto, o protótipo PCVRpA.

Similarmente e segundo a mesma condição de funcionamento como gerador, assim como dentro do mesmo domínio operacional do caso anterior, o dispositivo foi submetido ao mesmo carregamento resistivo, observadas as mesmas condições limítrofes, relativas aos níveis de

força eletromotriz gerada e de corrente circulante na armadura.

Deste modo, a partir dos ensaios levados a efeito sobre o protótipo assim constituído, valores correspondentes ao vetor de dados  $(Ia_i, Vt_i)$  obtido, são tabelados, como mostrado a seguir.

Tabela 8.2: Vetor de dados - Protótipo PCVRpA.

Ia(A)	0.0	0.5	1.1	1.6	2.1	2.5	3.2	3.6	4.1
Vt(v)	63.6	62.3	61.3	59.9	58.8	57.7	56.2	55.3	53.1
Ia(A)	4.6	5.0	5.4	5.8	6.2	6.5	7.2	7.8	8.1
Vt(v)	51.7	50.3	48.8	47.3	45.7	44.8	41.6	38.6	37.0
Ia(A)	8.3	8.6	8.9	9.1	9.2	9.5	9.7	10.0	11.5
Vt(v)	35.5	34.1	32.6	31.2	29.8	28.8	27.6	25.6	13.5

Aplicado o procedimento de minimização desenvolvido conforme o que fôra realizado para o caso anterior, a estimativa dos parâmetros indutivos para suas condições de regime ( $Vt=57.50$  volt -  $Ia=2.5$  A), assim como os resultados associados correspondentemente às resoluções por cálculo de campos, são explicitados na tabela abaixo, os quais são considerados plenamente admissíveis, dado aos fenômenos envolvidos e às limitações anteriormente ponderadas.

Processo/Grandeza	Xd( $\Omega$ )	Xq( $\Omega$ )
Estimativa	2.705	2.705
Cálculo de Campos	2.665	2.825

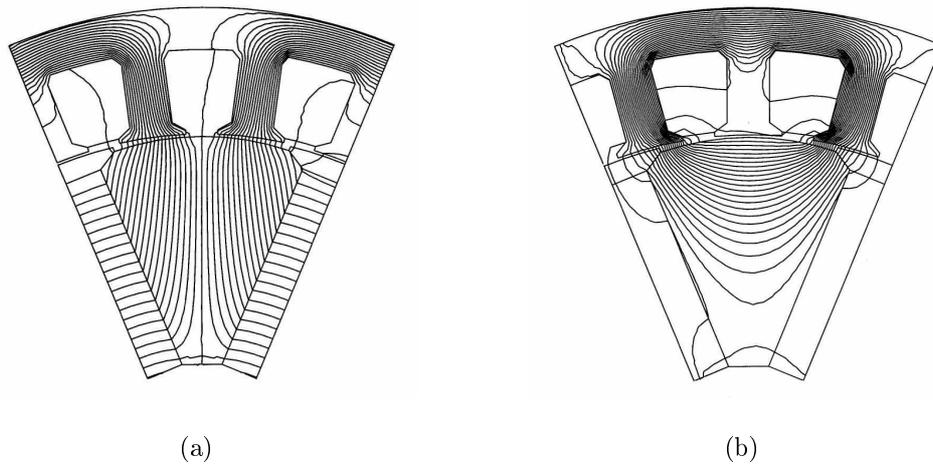


Figura 8.9: Protótipo PCVRpA - Fluxos de eixo direto (a) e em quadratura (b)

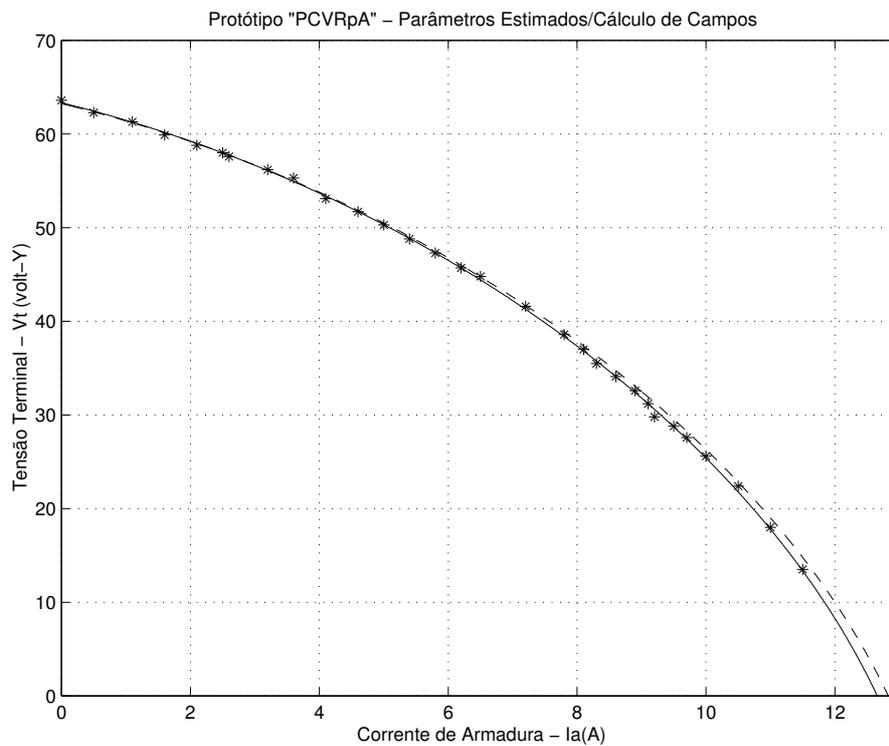


Figura 8.10: Protótipo PCVRpA - Características externas

Tal como fôra apresentado para o protótipo não perfilado e em superposição ao vetor de dados da experimentação, os resultados obtidos pelos distintos procedimentos possibilitam explicitar as características externas correspondentes aos valores obtidos pelo processo de minimização do erro médio quadrático, em *traço pleno*, e os relativos às resoluções por cálculo de campos, em *tracejado*, conforme o diagrama da figura anterior.

Analiticamente e a princípio, é importante salientar dois aspectos relevantes, no que concerne ao procedimento de caracterização proposto, ou seja, constata-se que, mesmo a partir da adoção do modelo clássico para a máquina de rotor saliente e a parâmetros constantes, é possível determinar valores compatíveis e representativos das reatâncias de eixo direto e em quadratura com a característica de carga do dispositivo, através do conhecimento de suas condições nominais, faixa de operação, assim como da utilização integral do vetor de dados  $(Ia_i, Vt_i)$  da experimentação.

Neste sentido e com base nos resultados obtidos, esta assertiva ratifica a formalização utilizada, tal como consiste o procedimento de minimização proposto e aplicado para este tipo de estrutura a ímãs interiores (IPM), diferentemente de outros métodos e técnicas antes referenciados [38, 201].

Por outro lado e com fundamento nas estimativas e resoluções levadas a efeito para este tipo de configuração (IPM) e para ambos os protótipos ensaiados, evidencia-se que a modificação do circuito magnético por pólo da estrutura, através do perfilamento das sapatas polares e a presença das peças imantadas no interior do rotor, acarretam mudanças significativas no acoplamento magnético, segundo os eixos referenciais.

Tais mudanças, aqui constatadas pela experimentação sobre os protótipos PCVRA e PCVRpA e procedimento desenvolvido apresentaram, comparativamente, diferenciais nos valores daquelas reatâncias, entre eles, dentro de uma faixa de aproximadamente 20 a 50% para aqueles parâmetros correspondentes aos eixos direto e em quadratura, respectivamente.

É oportuno salientar ainda que, para este tipo de estrutura e muito embora a espessura do ímã seja fundamentalmente o elemento definidor para o acoplamento de eixo direto e, portanto, de sua reatância associada, o aumento relativo do entreferro de Carter ao longo do passo polar acarreta sempre uma diminuição efetiva daquela grandeza, segundo aquele eixo.

Noutro sentido, a variação gradativa do entreferro mecânico através do perfilamento das peças polares constitui o elemento preponderante quanto ao acoplamento, segundo o eixo em quadratura o qual, em conjunção com o aumento da zona de dispersão no espaço interpolar da estrutura, acarreta variações bem mais importantes no valor da reatância associada àquela direção de magnetização.

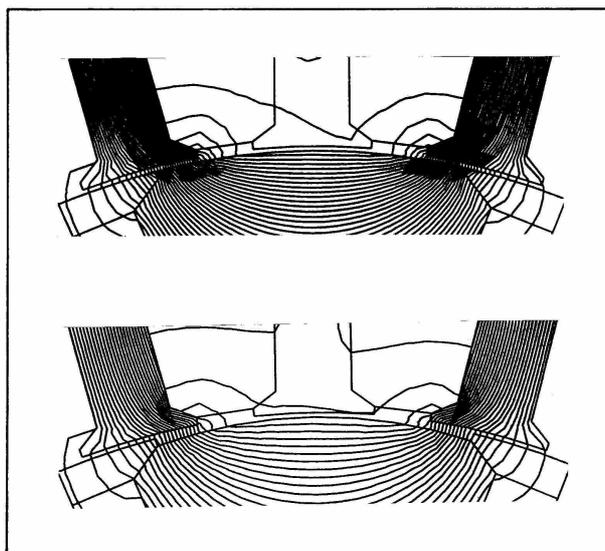


Figura 8.11: Influência do perfilamento - eixo em quadratura

Deste modo e a partir dos resultados explorados, evidencia-se que o arrefecimento da concentração de fluxo, provocado pela mudança estrutural das peças polares através do perfilamento para atenuação do *cogging torque*, pode acarretar, para este tipo de configuração (IPM), uma mudança qualitativa no que concerne à saliência polar do dispositivo, no sentido de transfigurar uma estrutura originalmente de pólos salientes para uma outra, de pólos lisos, conforme acentuam as diferenças percentuais entre os valores dos parâmetros indutivos, anteriormente determinados.

## 8.8 Complementos

Considerando os resultados obtidos da caracterização para os protótipos construídos, é importante salientar a inserção do processo desenvolvido no âmbito das técnicas e métodos não normalizados e anteriormente referenciados, relativos à determinação dos parâmetros indutivos de estruturas a ímãs interiores (IPM), segundo as principais configurações exploradas até então.

Apesar de prescindir dos custosos aparatos de medição utilizados e da complexidade instrumental evidenciada nos trabalhos afins, vale salientar o elevado grau de restrições constatado quanto à reprodução daqueles resultados e, de maneira geral, de até mesmo

serem conseguidos dados primários compatíveis com o processo desenvolvido, como forma de ensejar uma análise comparativa com aqueles resultados, segundo as técnicas utilizadas e a partir das estruturas ensaiadas.

Tais restrições advêm principalmente da determinação indireta daqueles parâmetros, através da aquisição dos valores de grandezas relacionadas a condicionamentos específicos de funcionamento, como a operação em vazio, posicionamentos distintos estator-rotor, sem que fosse explorado devidamente todo o conjunto de pontos operacionais do dispositivo sobre o seu domínio de funcionamento, salvo algumas exceções evidenciadas.

Por outro lado e diferente de outros métodos propostos, no processo desenvolvido e aplicado aos protótipos PCVRA e PCVRpA, não há necessidade de instrumentação sofisticada ou de aparatos especiais de medição, haja vista e conforme os testes previstos, serem tão somente necessárias a medição da resistência por fase da armadura da máquina e a alimentação de cargas de natureza conhecida, através do protótipo sob ensaio, operando como gerador; e no caso, como as únicas grandezas a serem medidas quando da experimentação são, a corrente de armadura da máquina ( $Ia$ ) e a tensão sobre a carga ( $Vt$ ), o procedimento independe não apenas da medição de outras grandezas específicas, tais como torque, posição referencial, fator de potência, etc., mas também não requer a submissão do sistema sob teste, à iminência de risco, condições, como visto, em alguns casos referenciados e inerentes a outros métodos e técnicas de determinação dos parâmetros indutivos daqueles dispositivos.

É importante destacar que, da formalização anteriormente explicitada e relativa ao processo de minimização do erro médio quadrático desenvolvido, foi deduzida uma equação de definição para a corrente de armadura ( $Ia$ ) da máquina, equação (8.5), relacionada às demais grandezas envolvidas neste processo, a qual é reescrita abaixo:

$$(\lambda_1 x^2)^2 - (\lambda_2 xz)^2 + 2\lambda_1(xy)^2 + y^4 - (yz)^2 = 0$$

Desta equação e como a existência dos parâmetros  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$  não define, *a priori*, a relação entre as reatâncias  $Xd-Xq$  do dispositivo sob análise, sua solução não é restrita, a princípio, a configurações de saliência inversa, como é o caso das estruturas do tipo a ímãs interiores (IPM) tratadas.

Deste modo, uma extensão de tal solução pode também contemplar os casos de configura-

ções de saliência direta, como é o caso das máquinas síncronas de construção convencional de pólos salientes, assim como de outras configurações, de pólos lisos ou cilíndricos, sem saliência magnética; para isto, devem ser consideradas restrições de desigualdade correspondentes quanto ao processo, consoante o tipo de rotor e da saliência magnética considerada, quais sejam;

Saliência Direta

$$X_d > X_q \longrightarrow (\lambda_1/\lambda_2) > \lambda_2 \text{ e } (\lambda_1 - \lambda_2) > 0$$

Saliência Inversa

$$X_d < X_q \longrightarrow (\lambda_1/\lambda_2) < \lambda_2 \text{ e } (\lambda_1 - \lambda_2) < 0$$

Sem Saliência (rotor liso)

$$X_d = X_q \longrightarrow (\lambda_1/\lambda_2) = \lambda_2 \text{ e } (\lambda_1 - \lambda_2) = 0$$

Assim considerando e como forma de complementariedade e consistência ao trabalho, o processo desenvolvido foi aplicado a outros tipos de configurações através de conjuntos de dados consolidados e devidamente referenciados na literatura, dos quais se destacam algumas outras estruturas analisadas dos tipos: a fluxo axial ou estrutura de Lundell, a ímãs sobrepostos ao rotor, ou sem peças polares, e uma outra, de excitação convencional, do tipo bobina-núcleo.

### 8.8.1 Dispositivo a Fluxo Axial

Tendo sido projetada e construída no Laboratório de Eletromecânica da Escola Politécnica Federal de Lausanne (LE/EPFL) [38], a máquina considerada tem, por dados de identificação, 5.0 kVA, 16 pólos, 480 volt (Y), 7.6 Ampère, e foi desenvolvida originalmente para funcionamento como gerador isolado, associado a uma turbina eólica de pequena potência, em uma instalação remota.

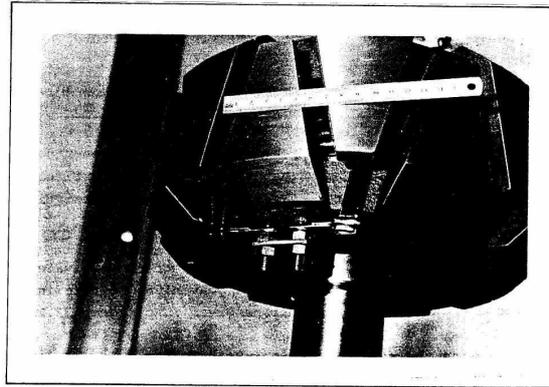


Figura 8.12: Dispositivo a fluxo axial

Tal estrutura, de armadura similar às de máquinas síncronas convencionais, é excitada por ímãs da classe TICONAL e possui elementos discoidais envolvidos por enrolamentos fechados. Conforme referenciado, tais enrolamentos podem exercer, também, a função de elemento amortecedor junto aos ímãs, caracterizando o caso dos dispositivos de saliência inversa ( $X_q > X_d$ ).

Com base nos ensaios realizados sobre o dispositivo e para as condições nominais especificadas, foram fornecidas pelos pesquisadores, como valores por fase, de suas constantes de regime permanente; a resistência de armadura ( $R_a=4.13 \Omega$ ) e as reatâncias de eixo direto e em quadratura ( $X_d=54.00 \Omega$  -  $X_q=78.00 \Omega$ ), respectivamente.

Processo/Grandeza	$X_d(\Omega)$	$X_q(\Omega)$
Estimativa	55.03	108.37
Fornecidos	54.00	78.00

A partir do vetor de dados fornecido e correspondente ao ensaio com carregamento resistivo do alternador referenciado, as características externas relativas aos valores dos parâmetros fornecidos, em *traçado*, e os determinados pelo procedimento desenvolvido, em *traço pleno*, são tabelados anteriormente e evidenciadas no diagram da Figura 8.3, como mostrado abaixo.

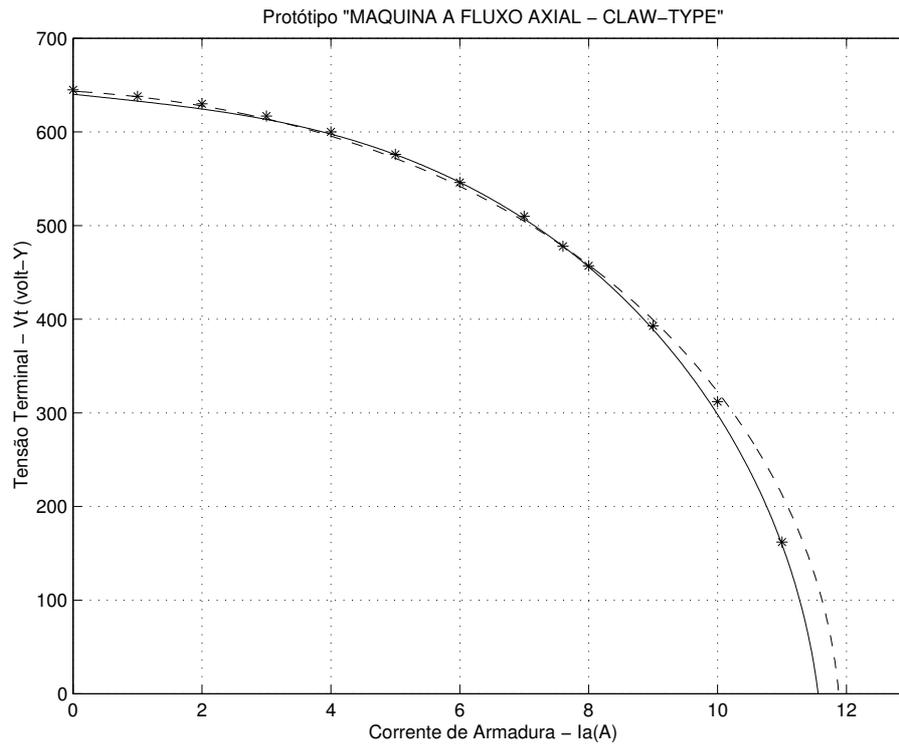


Figura 8.13: Dispositivo a fluxo axial - características externas

No que diz respeito aos resultados, é de interesse salientar, sobremaneira, dois aspectos ligados aos parâmetros determinados, a partir do referencial de estudo adotado.

Face à conformação radial do estabelecimento do fluxo segundo o eixo direto da estrutura, observa-se estreita concordância, no que se refere aos valores fornecidos e estimados para a reatância correspondente, dentro de uma faixa de variação admissível, para quaisquer processos de estimação propostos e analisados para tal determinação.

De outro modo, no que tange ao acoplamento segundo o eixo em quadratura, evidencia-se um caso de alta dispersão transversal junto às peças polares do campo de excitação, característico da estrutura de Lundell, o que é próprio da topologia em 'garras', do circuito magnético deste tipo de configuração.

Neste sentido e apesar do diagrama de dispersão correspondente à experimentação se constituir de alguns poucos pontos de operação do dispositivo, evidencia-se uma aderência maior da característica externa gerada a partir dos valores estimados das reatâncias, que daquela que subentende os respectivos valores fornecidos, fato que se materializa através de uma relação três vezes menor entre os erros médios quadráticos das características citadas,

ensejando uma subestimação no valor fornecido pelos pesquisadores, para a grandeza de eixo em quadratura, através do resultado conseguido.

### 8.8.2 Dispositivo Sem Peças Polares

Desenvolvido para utilização em um sistema de acionamento industrial, no Laboratório de Eletrotécnica e Eletrônica de Potência do Instituto Nacional Politécnico de Toulouse (LEEI/INP) [69], este dispositivo tem por valores nominais correspondentes a; 1.7 kVA, 4 pólos, 28.7 volt (Y), 27 Ampère, e foi projetado para operação como motor alimentado por conversor estático em frequência variável, para aplicação em máquinas operatrizes.

A Figura 8.14 subsequente, apresenta um esboço das vistas transversal e longitudinal da parte girante do dispositivo, destacando-se o posicionamento dos ímãs, o elemento de retenção e o eixo, tal como, as principais dimensões da configuração analisada.

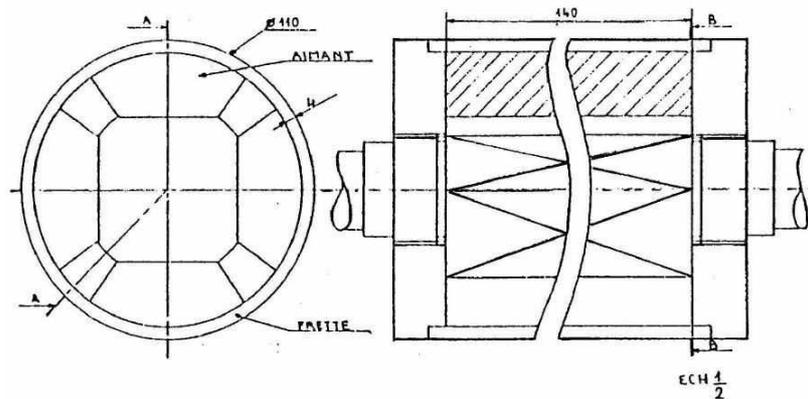


Figura 8.14: Dispositivo sem peças polares

Tal configuração possui campo de excitação constituído por ímãs anulares de ferrites de Estrôncio FXD330, com magnetização paralela ao eixo da peça e sobrepostos ao rotor, cujo conjunto é retido por um elemento, na forma de casca cilíndrica, de material compósito e amagnético.

A partir do conjunto de testes levados a efeito sobre o dispositivo e segundo as condições nominais especificadas, determinaram-se suas constantes relativas ao modelo de estudo, cujos valores por fase fornecidos correspondem a resistência de armadura ( $R_a=0.08 \Omega$ ) e reatâncias de eixo direto e em quadratura ( $X_d=0.170 \Omega$  -  $X_q=0.170 \Omega$ ), respectivamente, os quais constituem o exemplo típico de um rotor magneticamente sem saliência ( $X_q = X_d$ ).

Processo/Grandeza	$X_d(\Omega)$	$X_q(\Omega)$
Estimativa	0.177	0.177
Fornecidos	0.170	0.170

Com base no vetor de dados fornecido e obtido da experimentação, ao se operar a máquina como gerador debitando sobre cargas resistivas, e na aplicação do processo de minimização desenvolvido, são tabelados os valores dos parâmetros indutivos estimados, assim como, superpostas aos pontos de operação considerados, as características externas correspondentes àquele processo, em *traço pleno*, e aos valores das constantes fornecidos, em *traçado*, como mostrado no diagrama da Figura 8.15, a seguir.

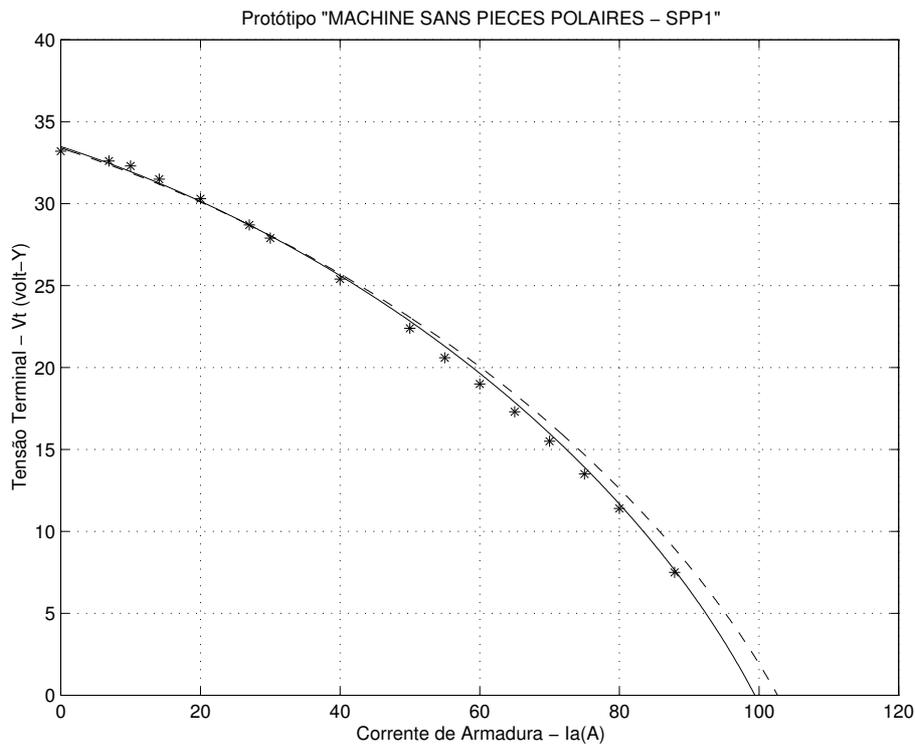


Figura 8.15: Dispositivo sem peças polares - características externas

Muito embora os resultados estimados e aqueles fornecidos pelos pesquisadores com base na experimentação apresentem uma congruência notável entre os valores prospectivos, o entreferro magnético fortemente majorado pela espessura dos ímãs neste tipo de estrutura, acarreta o efeito de 'transparência' quanto ao posicionamento angular estator-rotor, segundo os eixos referenciais.

Neste sentido, tal efeito torna o acoplamento independente de uma posição preferencial de magnetização, como no caso das estruturas de pólos lisos, e redundante em baixíssimos valores relativos das correspondentes reatâncias acarretando, em consequência, elevadas correntes de curto circuito para este tipo de configuração.

Apesar das reduzidas diferenças constatadas quanto à variação entre os valores daquelas reatâncias, obtidas experimentalmente e através da estimativa pelo processo desenvolvido, esses últimos promovem uma aderência melhor ao vetor de dados obtido sob condições de carga do dispositivo, conforme explicitado por suas características externas, anteriormente apresentadas e pelo erro médio quadrático associado.

### 8.8.3 Dispositivo a Anel-Escovas

Desenvolvida e comercializada por empresa nacional, a máquina síncrona de construção convencional aqui utilizada como objeto de experimentação, possui campo de excitação do tipo bobina-núcleo ( $if_{MAX} = 0.60A$ ), tal como os demais valores das grandezas de identificação; 2.0 kVA, 4 pólos, 380 volt (Y), cujo projeto foi adequado para utilização em laboratórios de ensino de eletromecânica.

Tal dispositivo compõe um módulo didático para funcionamento reversível, como motor e gerador, constituindo parte dos dispositivos de construção convencional dos tipos anel-escovas e comutador-escovas, do referido conjunto experimental, o qual é considerado exemplo característico de um dispositivo de saliência direta ( $X_d > X_q$ ).

Do ponto de vista construtivo, os elementos constituintes das partes girante e estacionária se apresentam como os de uma máquina síncrona clássica em que, na Figura 8.16, subsequente, podem ser visualizados internamente, o circuito de excitação (a), provido de enrolamentos amortecedores, e aquele de armadura (b), destacando-se o material ferromagnético, segundo seu comprimento axial, e as envoltórias dos enrolamentos de fase.

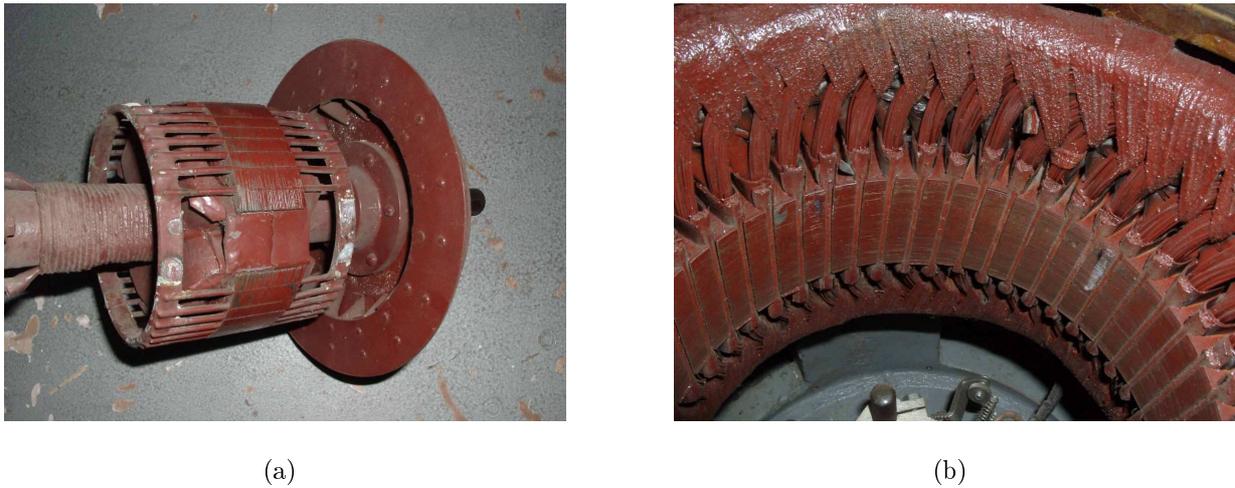


Figura 8.16: Dispositivo a anel-escovas - (a) rotor; (b) estator

A partir de ensaios normalizados para a máquina síncrona e ressalvadas as condições nominais citadas, determinaram-se experimentalmente os valores por fase, correspondentes aos seus parâmetros de regime permanente, para a: resistência de armadura ( $R_a=2.00 \Omega$ ) e reatâncias, segundo os eixos referenciais ( $X_d=26.10 \Omega$  -  $X_q=14.90 \Omega$ ), respectivamente, assim como aqueles relativos aos pontos de operação do ensaio sob carga para o funcionamento como gerador a fator de potência unitário.

Processo/Grandeza	$X_d(\Omega)$	$X_q(\Omega)$
Estimativa	25.97	15.28
Fornecidos	26.10	14.90

Similarmente aos casos anteriores e com base nos dados adquiridos da experimentação realizada sobre o alternador, explicitam-se os valores dos parâmetros estimados pelo processo desenvolvido e aqueles fornecidos e determinados através de testes afins, conforme Tabela correspondente. Por outro lado, em superposição aos pontos de operação sob carregamento resistivo são mostradas, no diagrama  $[Vt(I_a) \times I_a]$ , as características externas correspondentes aos valores estimados, em *traço pleno*, e aos valores fornecidos, em *traçado*, conforme evidenciado na Figura 8.17.

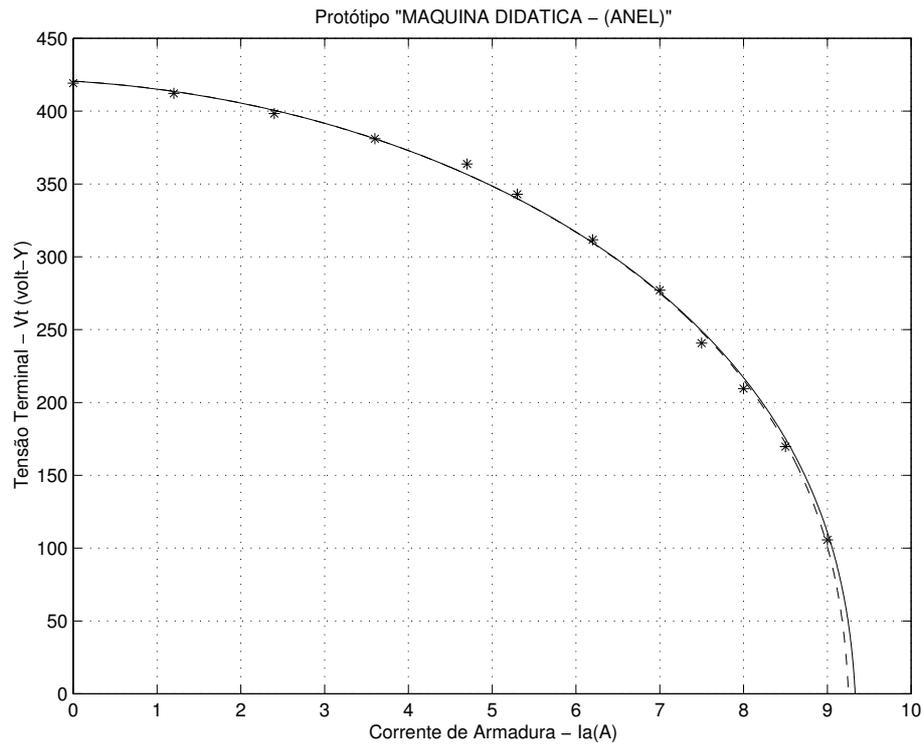


Figura 8.17: Dispositivo a anel-escovas - características externas

Salienta-se ainda que este dispositivo, do tipo Anel-Escovas de pólos salientes, ensaiado e analisado como elemento complementar a este estudo, pode ser considerado como o caso clássico do conversor eletromecânico que apresenta saliência magnética direta ( $X_d > X_q$ ), dentre os casos anteriormente tratados.

Relativamente à estimativa de seus parâmetros indutivos através do processo desenvolvido, evidencia-se uma boa concordância, face à experimentação realizada, com prevalência para a reatância de eixo direto, assim como efetiva aderência das características externas correspondentes, relativamente ao conjunto de ensaios levado a efeito sobre o dispositivo sob carga.

Segundo evidenciado e se incorporando os resultados obtidos dos ensaios sobre os protótipos PCVRA e PCVRpA desenvolvidos, é possível explicitar, em termos absolutos, a variação percentual ( $\Delta\%$ ) entre os valores fornecidos ( $X_{dFORN} - X_{qFORN}$ ) e os estimados ( $X_{dESTM} - X_{qESTM}$ ), dos parâmetros indutivos dos dispositivos analisados, conforme mostrado na Tabela 8.3.

Tabela 8.3: Parâmetros Indutivos - Variação Percentual

PROTÓTIPO	$X_{dFORN.}$	$X_{dESTM.}$	$\Delta$ (%)	$X_{qFORN.}$	$X_{qESTM.}$	$\Delta$ (%)
PCVRA	3.446	3.405	1.190	5.587	5.501	1.593
PCVRpA	2.665	2.705	1.501	2.825	2.705	4.248
Fluxo Axial	54.00	55.03	1.907	78.00	108.37	38.936
Sem Peças Polares	0.170	0.177	4.118	0.170	0.177	4.118
Anel-Escovas	26.10	25.97	0.498	14.90	15.28	2.550

No caso, é importante, mais uma vez, salientar que aqui se consideram valores fornecidos das grandezas como aqueles obtidos por quaisquer outros métodos ou técnicas afins, e valores estimados como sendo aqueles determinados pelo processo desenvolvido e explicitado anteriormente.

A partir de tais resultados é também possível comparar o nível de aderência das características externas, através do erro médio quadrático associado (EMQ), correspondentes aos valores fornecidos e estimados daqueles parâmetros, em face do vetor de dados  $[Vt(Ia) \times Ia]$  obtido experimentalmente, através do ensaio sob carga dos dispositivos.

Tabela 8.4: Parâmetros Indutivos - Erro Médio Quadrático associado

PROTÓTIPO	$X_{dFORN.}$	$X_{qFORN.}$	(E.M.Q.)	$X_{dESTM.}$	$X_{qESTM.}$	(E.M.Q.)
PCVRA	3.446	5.587	0.088	3.405	5.501	0.112
PCVRpA	2.665	2.825	0.048	2.705	2.705	0.036
Fluxo Axial	54.00	78.00	0.111	55.03	108.37	0.038
Sem Peças Polares	0.170	0.170	0.112	0.177	0.177	0.053
Anel-Escovas	26.10	14.90	0.042	25.97	15.28	0.037

Relativamente à inserção deste desenvolvimento e segundo uma perspectiva de estimação dos parâmetros indutivos de máquinas a ímãs interiores (IPM) de rotor saliente, algumas considerações podem ser feitas a partir do que prescrevem os métodos diretos e indiretos de determinação desses parâmetros, assim como do que foi resenhado da literatura afim.

As recomendações normalizadas do *IEEE-Standard Guide*, relativas a procedimentos de ensaios para as máquinas síncronas, são de uso geral para dispositivos de construção

convencional, cujo campo de excitação é do tipo bobina-núcleo.

Não obstante a impossibilidade de ser seguido diretamente para o caso de dispositivos a ímãs permanentes e embora hajam controvérsias com relação à variação dos valores dos parâmetros com a saturação e outros fenômenos localizados, este guia de testes tem a vantagem de prescrever a região de trabalho para a determinação da reatância de eixo direto e não impor limitações com relação à potência da máquina.

Noutro sentido, a adoção de testes não normatizados que envolvem respostas ao comportamento estático e dinâmico dos dispositivos a ímãs permanentes, tem-se apresentado como opção técnico-econômica de alta ponderabilidade, haja vista a natureza e o grau de complexidade da instrumentação envolvidos, assim como de custos materiais relativamente dispendiosos, dentre os quais se ressaltam aqueles baseados em circuitos integradores e em referências espaciais, segundo o posicionamento estator-rotor do dispositivo. Muito embora deva ser destacada a importância desses procedimentos, constata-se que no seu conjunto tais métodos se dirigem, prioritariamente, a máquinas de pequeno porte e de tipos especiais e são, na maioria das vezes, de aplicação relativamente dedicada ou bastante específica.

Exemplificando, pode-se assegurar que a utilização do método de Jones é fortemente eficaz para a determinação dos parâmetros indutivos em dispositivos de construção clássica, como anteriormente referenciado; todavia, como o nível de corrente a ser comutado durante o processo de medição é de aproximadamente o dobro do valor nominal, evidencia-se que para máquinas de médio e grande porte as dificuldades para a aplicação deste método crescem significativamente, na medida em que, correntes de intensidades cada vez maiores, necessitam ser chaveadas, para sua execução e posterior determinação daqueles parâmetros.

De outro modo, quando de sua potencial aplicação em dispositivos a ímãs permanentes, dificuldades adicionais são previstas e constatadas, haja vista a influência do fluxo de campo permanente coexistir simultaneamente quando do processo, mascarando os valores das indutâncias próprias e mútuas, e o risco de desmagnetização parcial ou total das peças imantadas; neste sentido, a impossibilidade de substituição de tais peças, para efeito do teste, por similares de material amagnético de mesma permeabilidade, praticamente inviabiliza a utilização deste método para tais dispositivos.

Evidencia-se, ainda, que uma quantidade significativa dos métodos propostos, se baseia em determinações específicas e relativas ao circuito elétrico do dispositivo como, por exem-

plo, o enlace com uma fase, ou entre fases, da armadura da máquina, como fica evidenciado através da experimentação através das pontes de indutâncias [190], ao invés de considerar o circuito eletromagnético da estrutura integralmente, e como um todo.

No caso, fenômenos intervenientes e associados ao carregamento da máquina são, na maioria das vezes, abstraídos ou desprezados, tais como os níveis de dispersão entre os dentes, sapatas polares, envoltórias de bobinas, correntes induzidas e zonas de saturação localizadas, dentre outros, os quais carecem de ponderação e considerações posteriores às técnicas experimentais propostas e aplicadas, as quais, não raramente, assumem um caráter inconclusivo ou sem nenhum traço de generalidade.

Nesses termos e fundamentado nos elementos comparativos anteriormente explicitados evidencia-se, de forma objetiva, a aplicabilidade do processo desenvolvido sobre as estruturas a ímãs interiores (IPM) projetadas e construídas, e sua extensão ao estudo dos demais dispositivos de diferentes saliências magnéticas realizado.

Deste modo e considerando a característica operacional da máquina como a verdadeira resposta funcional do dispositivo sob teste, a qual incorpora integralmente os fenômenos e efeitos citados, pode-se, além disso, assegurar categoricamente, que os resultados das medições realizadas estão inseridos e contemplam plenamente a faixa operacional da máquina ensaiada.

Relativamente ao procedimento de validação executado, foi constatada uma forte concordância entre os valores dos parâmetros indutivos estimados e aqueles consolidados por cálculo de campos, e pela utilização de outros processos afins, consubstanciada nos índices de variação dos resultados obtidos e no erro médio quadrático associado às características externas correspondentes, o que reafirma e consiste o referido processo, como elemento de análise e assistência à experimentação das estruturas do tipo a ímãs interiores (IPM) desenvolvidas, evidenciando, de modo factual e conseqüente, suas utilidade e eficácia, como ferramenta a que se propõe.

# Capítulo 9

## Conclusão

No que concerne à parte conclusiva deste trabalho, é feito um descritivo sobre os principais tópicos desenvolvidos e destacados no sequenciamento desta tese, quanto ao aspecto de síntese realizado; outros são ressaltados como de relativa significância e contribuição ao estudo das configurações a ímãs permanentes e de fontes alternativas de energia, afetas ao tema principal, como também, aspectos relevantes e apresentados na conclusão final do documento.

No âmbito deste trabalho considera-se que o processo de concepção assistida ao projeto de acionadores na eletromecânica, se baliza preferencialmente pela melhor conjunção de um sistema máquina-conversor estático-periféricos como solução a um problema de acionamento e, no caso particular da configuração a ímãs permanentes, pelo objetivo de resposta desta partição, face à sua integração com o sistema.

No caso, a formalização do estudo dessas configurações a partir de fatores e funções de utilização e a representação dos seus circuitos magnéticos, associada aos diagramas de estado e características dos materiais, constituem o núcleo do modelo de estudo utilizado na concepção destes dispositivos.

No tocante aos métodos e procedimentos de concepção da estrutura evidencia-se que o dimensionamento do rotor se vincula, essencialmente, ao nível de indução a ser estabelecido no entreferro, assim como à sua geometria e aos materiais constituintes envolvidos no processo.

Em referência aos procedimentos desenvolvidos e associados ao projeto de estruturas,

enquadrados basicamente em três categorias; quais sejam, os que não possuem nenhuma restrição dimensional especificada, aqueles em que o diâmetro do rotor é fixado pela demanda ou, ainda, naqueles casos em que se parte de um estator de dimensões arbitradas; evidencia-se que o número de pólos, a razão de aspecto polar e o nível de concentração de fluxo, praticamente condicionam o produto  $D^n L$  a ser adotado sendo observados e ponderados adequadamente, o volume de material e as perdas associadas, como elementos restritivos ao processo de cálculo.

Dentre as principais configurações estudadas se destacam as de ímãs sobrepostos ao rotor da máquina (Surface Permanent Magnet Motor-SPM) e as de ímãs engastados no seu interior (Interior Permanent Magnet Motor-IPM). Em termos de exploração, particular atenção foi dirigida à configuração do tipo (IPM), de magnetização transversal, a qual potencializa a possibilidade de uma concentração de fluxo de valor similar às do tipo (SPM), utilizando-se ligas de baixa densidade energética e, portanto, de menor custo.

Fundamentados nos procedimentos de concepção desenvolvidos para essas estruturas e em resoluções por cálculo de campos, estudos de consolidação foram realizados com base em variações paramétricas das estruturas analisadas, os quais conduziram à definição da configuração a ímãs transversais (IPM), como a de melhor adequação para funcionamento como gerador isolado, acionado por turbina eólica, que constitui o caso em proposição.

Para o caso tratado e para este tipo de configuração (IPM), observou-se que a relação entre o fluxo a vazio e a indutância de eixo direto da estrutura, deve ser estabelecida como um compromisso entre a proteção dos ímãs e a variação da tensão gerada pelo dispositivo. No caso foi verificado que, muito embora altos valores desta razão potencializem baixos índices de regulação de tensão, referidos níveis acarretam, por sua vez, maior capacidade de desmagnetização das peças imantadas.

Em termos estruturais evidenciou-se, também, através de simulações por cálculo de campos, que a dimensão radial da luva amagnética sobre o eixo rotórico, é função da espessura do ímã utilizado, tal como a utilização de suportes de sustentação dos ímãs na região interpolar, asso-ciadas aos discos amagnéticos que envolvem o rotor pode, por sua vez, constituir não apenas um elemento de fixação do conjunto rotórico mas também, em seu conjunto, um meio de proteção aos ímãs, face à desmagnetização e a valores importantes de reação da armadura.

Na seqüência e quando da experimentação levada a efeito sobre as nove (09) configurações desenvolvidas, constatou-se que o nível de perdas no ferro dos protótipos caracterizados é função tanto do material utilizado quanto do seu condicionamento construtivo e arranjo mecânico do conjunto rotórico. Deste modo, a impermeabilização e a isolamento individualizada da laminação e a constituição de blocos impregnados de mesma dimensão das peças imantadas, se evidenciaram como medida eficaz quanto à redução deste tipo de perdas, a qual levou à definição do protótipo PCVRA, como o de melhor desempenho funcional, face aos requisitos das especificações e ao rendimento da conversão.

Ainda com relação à experimentação realizada, constataram-se, todavia, importantes ondulações do fluxo indutor ao nível do entreferro, assim como uma acentuada repercussão desses efeitos, no que concerne às formas de ondas das tensões geradas e do torque estático desenvolvido em termos do conteúdo harmônico incorporado.

Tais desdobramentos motivaram a busca pela atenuação desses efeitos, a qual resultou no desenvolvimento de uma técnica de minimização de tais ondulações, baseada no condicionamento da geometria do entreferro e no perfilamento da sapata polar, em nível do circuito magnético por pólo da estrutura.

Neste sentido, a partir de variações dimensionais no âmbito do passo polar foi implementado um processo de otimização, por cálculo de campos, em duas etapas, tendo por figura de mérito como grandeza primária, a distribuição espacial do fluxo no entreferro da estrutura. Face ao procedimento levado a efeito e aos resultados promissores obtidos, constatou-se a importância de tal processo, não apenas para o tipo de estrutura (IPM) tratada, mas também para aquelas do tipo (SPM), cuja relação entre as dimensões dos entreferros magnético e mecânico é substancialmente maior.

Tais conclusões ensejaram o projeto e a construção de um novo rotor, referenciado aqui como PCVRpA, com base naqueles resultados e através de modificações dimensionais da razão de aspecto polar ( $\beta_{opt}$ ) e da relação de perfilamento ( $\gamma_{opt}$ ) da estrutura PCVRA anteriormente definida.

Na seqüência dos ensaios caracterização realizados sobre este novo protótipo PCVRpA, constatou-se que o mesmo, não apenas atende satisfatoriamente aos requisitos originais, em termos de tensões geradas e torque nominais, mas também, posteriormente, potencializa uma elevada capacidade de sobrecarga ao dispositivo.

Como desdobramento desses estudos e no contexto da análise realizada, foi desenvolvida uma técnica de redução das ondulações do fluxo, ao nível do entreferro para este tipo de estrutura, como forma de minimizar a componente do *cogging torque* e o conteúdo harmônico das forças eletromotrizes geradas, cuja adoção aos referidos protótipos possibilitou evidenciar suas utilidade e pertinência aos casos tratados, com base nas resoluções e experimentações realizadas.

Relativamente aos aspectos de complementariedade e abrangência da técnica de atenuação das ondulações desenvolvida, particularmente no caso do *cogging torque*, este procedimento foi aplicado a outros dispositivos a ímãs permanentes, de diferentes configurações e tipos construtivos, cujos resultados conseqüentes atestaram também suas consistência e eficácia, como elemento de análise e assistência à concepção de tais estruturas, no que concerne à supressão ou atenuação daqueles efeitos.

Por outro lado, no que se refere ao modelo de estudo das estruturas desenvolvidas evidencia-se que a determinação dos seus parâmetros indutivos é de fundamental importância para a análise e o controle operacional desses dispositivos. Entretanto, nota-se que os testes e ensaios normalizados para as máquinas de construção clássica, cuja excitação é provida por campo do tipo bobina-núcleo, não se aplicam aos dispositivos a ímãs permanentes, haja vista a impossibilidade de variação da força magnetomotriz associada e influência direta de sua intensidade permanente sobre a armadura, a qual mascara indiretamente os valores daqueles parâmetros.

Assim, procedimentos outros têm sido buscados para a superação de tais evidências, os quais envolvem particularmente respostas aos comportamentos estático e dinâmico dos dispositivos sob teste, alguns deles de relativa complexidade operacional, sem que se tenha estabelecido, até então, uma normalização definitiva para tais determinações.

Neste trabalho uma alternativa conseqüente a este propósito foi elaborada e implementada para estruturas a ímãs interiores (*IPM*), objetivando a determinação dos seus parâmetros indutivos de regime permanente e se admitindo, como principal elemento balizador, sua característica externa, ou de carga, considerada a verdadeira resposta funcional do dispositivo, segundo suas reais condições operacionais.

A partir de uma formalização baseada no modelo a dois eixos e de resultados experimentais sobre os dispositivos, foi desenvolvida uma técnica de estimativa de suas reatâncias

de eixos direto e em quadratura, cuja validação é vinculada diretamente à minimização do erro médio quadrático entre a característica externa, originada a partir desses parâmetros, e o vetor de dados obtidos do ensaio sob carga da máquina.

Fundamentado no conhecimento da relação de saliência magnética do dispositivo e de suas condições nominais, faixa de operação e utilização integral do vetor de dados originado da experimentação, concluiu-se que a aplicação da técnica desenvolvida aos protótipos PC-VRA e PCVRpA projetados e construídos, apresentou resultados consoantes aos parâmetros indutivos pesquisados, segundo uma tolerância admissível para o domínio de funcionamento desses dispositivos, assim como relativamente aos demais procedimentos e métodos não normalizados e referenciados no corpo desta memória.

Ainda neste sentido e como forma de isenção e extensão deste processo, a técnica de estimativa desenvolvida foi também aplicada a outros dispositivos de diferentes configurações, natureza construtiva e saliências magnéticas, como também de concepção e origens independentes a este trabalho.

Dos estudos de caso levados a efeito, constatou-se ainda que os resultados obtidos através da técnica de estimativa dos parâmetros desenvolvida, expressaram uma concordância notável com os obtidos por outros procedimentos afins, segundo dados referenciados para tais dispositivos, não apenas no que se refere aos valores estimados para as reatâncias mas também através da análise do nível de aderência das características externas correspondentes àquelas grandezas e à experimentação, tendo por elemento de base o erro médio quadrático associado.

Deste modo e relativamente aos resultados de validação obtidos a partir dos protótipos projetados e construídos, como também das demais estruturas analisadas, ficou constatada de modo factual e objetivo, a importância do processo de síntese formalizado e implementado, assim como o desenvolvimento das técnicas de minimização do *cogging torque* e de estimativa dos parâmetros indutivos, apresentadas como ferramentas de apoio ao projeto e à análise de estruturas dos tipos (*IPM*) e (*SPM*) referenciadas, potencializando, por um lado, seus desenvolvimento e vantagens operacionais e, por outro, a caracterização dessas estruturas e a redução do conteúdo harmônico de suas principais grandezas de interesse.

# Referências Bibliográficas

- 1 BIANCHI, N.; JAHNS, T. M. *Design, Analysis, and Control of Interior PM Synchronous Machines*. Padova-Italy: CLEUP, 2004.
- 2 SAUNDERS, R. M.; WEAKLEY, R. H. Design of permanent-magnet alternators. *AIEE Transactions*, v. 70, p. 1578–1581, 1951.
- 3 BRAINARD, M. W. Synchronous machines with rotating permanent-magnet fields - part i. characteristics and mechanical construction. *AIEE Transactions*, v. 71, p. 670–676, 1952.
- 4 STRAUSS, F. Synchronous machines with rotating permanent-magnet fields - part ii. magnetic and electrical design considerations. *AIEE Transactions*, v. 71, p. 887–893, 1952.
- 5 HERSHBERGER, D. D. Design considerations of fractional horsepower size permanent-magnet motors and generators. *AIEE Transactions*, v. 72, p. 581–585, 1953.
- 6 PUDER, A. T.; STRAUSS, F. Salient-pole permanent-magnet alternators for high-speed drive. *AIEE Transactions*, v. 76, p. 333–338, 1957.
- 7 MERRILL, F. W. Permanent-magnet excited synchronous motors. *AIEE Transactions*, v. 74, p. 1754–1760, 1955.
- 8 HANRAHAN, D. J.; TOFFOLO, D. S. Permanent magnet generators part i-theory. *AIEE Transactions*, v. 76, p. 1098–1103, 1957.
- 9 HANRAHAN, D. J.; TOFFOLO, D. S. Permanent magnet generators part ii-optimum design. *AIEE Transactions*, v. 82, p. 68–74, 1963.

- 10 CAHILL, D. P. M.; ADKINS, M. A. The permanent-magnet synchronous motor. *Proceedings of the IEE - Part A: Power Engineering*, v. 48, p. 483–492, 1962.
- 11 IRELAND, J. R. New figure of merit for ceramic permanent magnet material intended for dc motor applications. *Journal of Applied Physics*, v. 38, p. 1011–1013, 1967.
- 12 IRELAND, J. R. Magnet material and design for ceramic magnet dc motors. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 4, p. 268, 1968.
- 13 CRONK, E. R. Progress in magnet materials development. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 4, p. 268–269, 1968.
- 14 METHFESSEL, S. Potential applications of magnetic rare earth compounds. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 1, p. 144–155, 1965.
- 15 MCCAIG, M. Present and future technological applications of permanent magnets. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 4, p. 221–228, 1968.
- 16 GALLO, M. F. Evolution des techniques d'emploi et des applications des aimants. *CR du 5ème. Cycle des Journées sur Aimants Permanents*, v. 1, p. E1–E28, 1972.
- 17 BINNS, K. J.; LAWRENSON, P. J. *Analysis and Computation of Electric and Magnetic Field Problems*. New York: Pergamon Press, 1973.
- 18 TOUZOT, G.; DHATT, G. *Une Présentation de la Méthode des Éléments Finis*. Paris: Maloine S. A. Éditeur Paris, 1984.
- 19 CHARI, M. V. K.; SILVESTER, P. P. *Finite Element in Electrical and Magnetic Field Problems*. New York: John Wiley and Sons, 1980.
- 20 AHAMED, S. V.; ERDÉLYI, E. A. Nonlinear theory of salient pole machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 85, p. 61–70, 1966.
- 21 CHARI, M. V. K.; SILVESTER, P. Analysis of turboalternator magnetic fields by finite elements. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 90, p. 454–464, 1971.

- 22 FUCHS, E. F.; ERDÉLYI, E. A. Determination of waterwheel alternator steady-state reactances. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 91, p. 2510–2527, 1972.
- 23 FUCHS, E. F.; ERDÉLYI, E. A. Nonlinear theory of turboalternators part i. magnetic fields at no-load and balanced loads. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 92, p. 583–591, 1973.
- 24 FUCHS, E. F.; ERDÉLYI, E. A. Nonlinear theory of turboalternators part ii. load dependent synchronous reactances. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 92, p. 592–599, 1973.
- 25 SILVESTER, P.; CABAYAN, H. S.; BROWNE, B. T. Efficient techniques for finite element analysis of electric machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 92, p. 1274–1281, 1973.
- 26 RAFINEJAD, P.; SABONNADIÈRE, J. C. Finite element computer programs in design of electromagnetic devices. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 12, p. 575–578, 1976.
- 27 SILVESTER, P. P. Interactive computer aided design in magnetics. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 17, p. 3388–3392, 1981.
- 28 QISHAN, G.; HONGZHAN, G. Effect of slotting in pm electric machines. *Electric Machines and Power Systems*, v. 10, p. 273–284, 1985.
- 29 LIWSCHITZ, M. *Calcul des Machines Électriques - Tomes I et II*. Lausanne-Suisse: Éditions Spes, 1970.
- 30 KUHLMANN, J. H. *Diseño de Aparatos Electricos*. Barcelona-Spain: Cia. Ed. Continental, 1973.
- 31 CHATELAIN, J. *Machines Électriques*. Paris: Dunod, 1983.
- 32 JUFER, M. *Électromecanique*. Lausanne-Suisse: Ed. Georgi, 1979.

- 33 GROTSTOLLEN, H.; WESCHTA, A.; KOVÁCS, P. Design of a permanent magnet brushless servo-motor. *Conf. Rec. ICPEM*, v. 1, p. 35–44, 1979.
- 34 PERRET, A. E. *Contribution à la Conception de Moteurs Électriques Assistée par Ordinateur*. Dissertação (Thèse de Docteur ès Sciences) — École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne-Suisse, 1984.
- 35 LEVI, E. *Polyphase Motors - A Direct Approach to Their Design*. New York-US: John Wiley and Sons, 1984.
- 36 BINNS, K. J.; JABBAR, M. A. A high field permanent magnet synchronous motor. *Conf. Rec. ICEM*, v. 1, p. 304–311, 1980.
- 37 VOLKRODT, W. Excitation de machines Électriques moyennes par aimants en ferrite. *Revue Siemens*, v. 34, p. 22–29, 1976.
- 38 ABDELAZIZ, M. E. *Permanent Magnet Synchronous Machines*. Dissertação (Thèse de Docteur ès Sciences) — École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne-Suisse, 1983.
- 39 WESCHTA, A. Damper windings of a permanent magnet synchronous servo-motor. *Conf. Rec. ICEM*, v. 1, p. 636–640, 1982.
- 40 DELEROI, W. The relation of slots numbers and leakage gap length on the pulsation of stray field, the zig-zag flux pulsation. *Conf. Rec. ICEM*, v. 1, p. 424–427, 1986.
- 41 ALGER, P. L. *The Nature of Induction Machines*. New York-US: Ed. Gordon and Breach, 1965.
- 42 PILLAY, P. Literature survey of permanent magnet ac motors and drives. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 1, p. 74–84, 1989.
- 43 LAWRENSON, P. J. Two-speed operation of salient-pole reluctance machines. *Proceedings of the IEE*, v. 112, p. 2311–2316, 1965.

- 44 CRUICKSHANK, A. J. O.; ANDERSON, A. F.; MENZIES, R. W. Theory and performance of reluctance motors with axially laminated anisotropic rotors. *Proceedings of the IEE*, v. 118, p. 887–894, 1971.
- 45 HONSINGER, V. B. The inductances  $l_d$  and  $l_q$  of reluctance machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 90, p. 298–304, 1971.
- 46 HONSINGER, V. B. Steady-state performance of reluctance machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 90, p. 305–317, 1971.
- 47 LAWRENSON, P. J.; STEPHENSON, J. M.; BLENKINSOP, P. T.; CORDA, J.; FULTON, N. N. Variable-speed switched reluctance motors. *Proceedings of the IEE*, v. 127, p. 253–265, 1980.
- 48 STATON, D. A.; MILLER, T. J. E.; WOOD, S. E. Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor. *Proceedings of the IEE*, v. 140, p. 249–258, 1993.
- 49 MATSUO, T.; LIPO, T. A. Rotor design optimization of synchronous reluctance machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 9, p. 359–365, 1994.
- 50 LEONARDI, F.; MCCLEER, P. J.; ELANTABLY, A. Rotors for synchronous reluctance traction motors: A comparative study. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 2, p. 835–839, 1999.
- 51 BOMELA, X. B.; KAMPER, M. J. Effect of machine design on performance of reluctance synchronous machine. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 1, p. 515–522, 2000.
- 52 FRATTA, A.; TROGLIA, G. P.; VAGATI, A.; VILLATA, F. Torque ripple evaluation of high-performance synchronous reluctance machines. *IEEE IA-Magazine*, v. 4, p. 14–22, 1995.
- 53 MILLER, T. J. E.; MCGILP, M. Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design. *Proceedings of the IEE*, v. 137, p. 337–346, 1990.
- 54 RADUN, A. V. Design considerations for the switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Applications and Industry*, v. 31, p. 1079–1087, 1995.

- 55 MILLER, T. J. E. Optimal design of switched reluctance motors. *IEEE Trans. IE*, v. 49, p. 15–27, 2002.
- 56 KUMAZAWA, Y. *Improvements in or Relating to Permanent Magnet Rotors for Alternating-Current Generators*. [S.l.], 3 1969.
- 57 NOVI, S. *Alternateur Perfectionné de Petite ou Moyenne Puissance*. [S.l.], 2 1959.
- 58 SKOYLES, D. R. *Improvements in or Relating to Dynamo-Electric Machines*. [S.l.], 8 1963.
- 59 KOBER, W.; HILLS, R. *Dynamolectric Machine*. [S.l.], 6 1965.
- 60 OSTER, J. *Contribution à l'Étude et à la Modélisation des Machines Synchrones Alimentées en Courant par Convertisseurs Statiques*. Dissertação (Thèse de Docteur-Ingénieur) — Institut National Polytechnique, Toulouse-France, 1978.
- 61 HERBERT, A. *Permanenterregte Elektrische Maschine*. [S.l.], 12 1970.
- 62 VOLKRODT, W. *Dauermagneterregte Elektrische Maschine*. [S.l.], 8 1971.
- 63 VOLKRODT, W. *Dauermagneterregte Innenläufer-Synchronmaschine*. [S.l.], 3 1976.
- 64 RICHTER, E. *Self-Supporting Amortisseur Cage for High-Speed Synchronous Machine Solid Rotor*. [S.l.], 4 1977.
- 65 CARLSON, R. *Étude d'une Nouvelle Structure de Machine à Commutation Électronique Excitée par des Aimants en Ferrite - Analyse du Fonctionnement de l'Ensemble Convertisseur-Machine - Caractérisation et Étude de l'Influence des Principales Dimensions à Partir du Calcul du Champ Magnétique*. Dissertação (Thèse de Docteur-Ingénieur) — Université Paul-Sabatier, Toulouse-France, 1977.
- 66 MIYASHITA, K.; YAMASHITA, S.; TANABE, S.; SHIMOZU, T.; SENTO, H. Development of a high speed 2-pole permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 99, p. 2175–2181, 1980.
- 67 DUGUÉ, M. M. Étude de la réaction magnétique d'induit dans les machines à courant continu à aimants permanents. *RGE Revue*, v. 87, p. 6–11, 1978.

- 68 TRAN, Q. N. *Über die Berechnung von Permanentmagnetisch Erregten Gleichstromkleinmotoren Unter Berücksichtigung des Richtungsabhängigen Verhaltens von Hochbeanspruchten Ferritmagneten*. Dissertação (Doktor-Ingenieurs Dissertation) — Universität Stuttgart, Stuttgart-Deutschland, 1984.
- 69 ASTIER, S. *Contribution à la Recherche des Critères d'Adaptation des Machines Excitées par Aimants Permanents à l'Alimentation par Convertisseur Statique*. Dissertação (Thèse de Docteur-Ingénieur) — Institut National Polytechnique, Toulouse-France, 1979.
- 70 LEICHTER, S. *Étude des Machines Excitées par Aimants Ferrites et Alimentées par Convertisseur Statique Fonctionnant en Commutation Naturelle - Recherche des Structures Magnétiques Optimales et Analyse du Comportement*. Dissertação (Thèse de Docteur-Ingénieur) — Institut National Polytechnique, Toulouse-France, 1980.
- 71 BINNS, K. J.; BARNARD, W. R.; JABBAR, M. A. Hybrid permanent-magnet synchronous motors. *Proceedings of the IEE*, v. 125, p. 203–208, 1978.
- 72 GROSTOLLEN, H.; PFAFF, G.; WESCHTA, A. Design and dynamic behaviour of a permanent-magnet synchronous servo-motor with rare-earth-cobalt magnets. *Conf. Rec. ICEM*, v. 1, p. 321–329, 1980.
- 73 MATHIEU, P. *Contribution à l'Étude et à la Conception des Machines à Aimants Permanents Destinées à la Réalisation de Servo-Moteurs à Commutation Électronique de Puissance Massique Élevée*. Dissertação (Thèse de Docteur-Ingénieur) — Institut National Polytechnique, Toulouse-France, 1983.
- 74 ERVENS, W. Comparison of properties of nd-fe-b and sm-co permanent magnets. *Proc. WNd-FePM-Belgium*, v. 1, p. 111–122, 1984.
- 75 LEVI, E. Design considerations for motors used in adjustable-speed drives. *IEEE Transactions on Applications and Industry.*, v. 20, p. 822–826, 1984.
- 76 SEBASTIAN, T.; SLEMON, G. R.; RAHMAN, M. A. Design considerations for variable speed permanent magnet motors. *Conf. Rec. ICEM*, v. 1, p. 1099–1102, 1986.

- 77 KRISHNAN, R. Selection criteria for servo motor drives. *IEEE Transactions on Applications and Industry.*, v. 23, p. 271–275, 1987.
- 78 CHAN, T. F.; LAI, L. L. An axial-flux permanent-magnet synchronous generator for a direct-coupled wind-turbine system. *IEEE Transactions on Energy Conversion.*, v. 22, p. 86–94, 2007.
- 79 LATRECHE, M. E. H. *Modélisation Magnétique et Thermique des Machines Électriques par schemas Équivalents*. Dissertação (Thèse de Docteur de l'INP) — Institut National Polytechnique, Toulouse-France, 1987.
- 80 BIANCHI, N.; LORENZONI, A. Permanent magnet generators for wind power industry: An overall comparison with traditional generators. *Con. Rec. OPAIPGC*, v. 1, p. 49–54, 1996.
- 81 HUANG, S.; LUO, J.; LEONARDI, F.; LIPO, T. A. A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines. *IEEE Transactions on Applications and Industry.*, v. 34, p. 92–97, 1998.
- 82 LUO, J.; QIN, D.; LIPO, T. A.; LI, S.; HUANG, S. Axial flux circumferential current permanent magnet (afcc) machine. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 1, p. 144–151, 1998.
- 83 HONSINGER, V. B. Sizing equations for electrical machinery. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 2, p. 116–121, 1987.
- 84 REN, Z. *Contribution à la Modélisation des Machines Électriques par Résolution Simultanée des Équations du Champ et du Circuit d'Alimentation*. Dissertação (Thèse de Docteur de l'INP) — Institut National Polytechnique, Toulouse-France, 1985.
- 85 SADOWSKI, N. *Modélisation des Machines Électriques à Partir de la Résolution des Équations du Champ en Tenant Compte du Mouvement et du Circuit d'Alimentation (Logiciel EFCAD)*. Dissertação (Thèse de Docteur de l'INP) — Institut National Polytechnique, Toulouse-France, 1993.
- 86 ZHU, Z. Q.; JEWELL, G. W.; HOWE, D. Finite element analysis in the design of permanent magnet machines. *Conf. Rec. IEE/EDA*, v. 1, p. 1–7, 2000.

- 87 PAUL, M.; HOFMANN, W.; BOCHNIA, D. Design of permanent magnet motors for a hybrid electric vehicle. *Conf. Rec. ICEM*, v. 1, p. 1535–1539, 2000.
- 88 TOUNSI, S.; NEJI, R.; SELLAMI, F. Design for a radial flux permanent magnet motor for electric vehicle. *Conf. Rec. EPE*, v. 1, p. 1–8, 2003.
- 89 EL-REFAIE, A. M.; JAHNS, T. M. Application of bi-state magnetic material to an automotive ipm starter/alternator machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion.*, v. 20, p. 71–79, 2005.
- 90 NEE, H. P.; LEFEVRE, L.; THELIN, P.; SOULARD, J. Determination of d and q reactances of permanent-magnet synchronous motors without measurements of the rotor position. *IEEE Transactions on Applications and Industry.*, v. 36, p. 1330–1335, 2000.
- 91 SOULARD, J.; BELLIARD, S. C.; WAND, K. *Dimensionnement d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Démarrant sur le Réseau pour Pompes Immersées*. [S.l.], 6 2001.
- 92 LIBERT, F.; SOULARD, J.; ENGSTRÖM, J. *Design of a 4-Pole Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor*. [S.l.], 6 2002.
- 93 LEFEVRE, L.; SOULARD, J.; NEE, H. P. *Design Procedure for Line-Start Permanent Magnet Motors*. [S.l.], 6 2002.
- 94 LIBERT, F.; SOULARD, J. *Design Study of Low-Speed Direct-Driven Permanent-Magnet Motors with Concentrated Windings*. [S.l.], 6 2005.
- 95 BINNS, K. J.; SHIMMIN, D. W. The relationship between performance characteristics and size of permanent magnet motors. *Conf. Rec. IEEE/EMD*, v. 2, p. 423–427, 1995.
- 96 HOSSEINI, S. M.; MIRSALEM, M. A.; MIRZAEI, M. Design, prototyping, and analysis of a low cost axial-flux coreless permanent-magnet generator. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 44, p. 75–80, 2008.
- 97 JIN, C. S.; JUNG, D. S.; KIM, K. C.; CHUN, Y. D.; LEE, H. W.; LEE, J. A study on improvement magnetic torque characteristics of ipmsm for direct drive washing machine. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 45, p. 2811–2814, 2009.

- 98 KLUMPNER, D. I.; BOLDEA, I. Comparative optimization design of an interior permanent magnet synchronous motor for an automotive active steering system. *Conf. Rec. IEEE/PESC*, v. 1, p. 369–375, 2004.
- 99 BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S.; FRARE, P. Design criteria for high-efficiency spm synchronous motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, p. 396–404, 2006.
- 100 OUYANG, W.; ZARKO, D.; LIPO, T. A. Permanent magnet machine design practice and optimization. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 4, p. 1905–1911, 2006.
- 101 DESHPANDE, U. S. Recent advances in materials for use in permanent magnet machines - a review. *Conf. Rec. IEMDC*, v. 1, p. 509–515, 2003.
- 102 CHALMERS, B. J. Performance of interior-type permanent-magnet alternator. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, v. 141, p. 186–190, 1994.
- 103 SINGH, B.; SINGH, B. P.; DWIVEDI, S. A state of art on different configurations of permanent magnet brushless machines. *Institute of Engineers of India - Part EL*, v. 87, p. 63–73, 2006.
- 104 PARK, R. H. Definition of an ideal synchronous machine and formula for the armature flux linkages. *General Electric Review*, v. 31, p. 332–334, 1928.
- 105 PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines-ii. *AIEE Transactions*, v. 53, p. 352–355, 1933.
- 106 KRON, G. *Equivalent Circuits of Electric Machinery*. New York-US: John Wiley and Sons, 1951.
- 107 JONG, H. C. J. de. *A. C. Motor Design*. Oxford-UK: Clarendon Press, 1976.
- 108 LANGSDORF, A. S. *Teoria de las Maquinas de Corriente Alterna*. Cd. México: McGraw-Hill, 1979.
- 109 LIPO, T. A. *Introduction to AC Machine Design*. Madison-US: WisPERC Press, 2004.

- 110 COSTA, F. F.; ALMEIDA, L. A. L.; NAIDU, S. R.; BRAGA-FILHO, E. R. Improving the signal data acquisition in condition monitoring of electrical machines. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 53, p. 1015–1019, 2004.
- 111 PURCELL, E. M. *Eletricidade e Magnetismo*. São Paulo-Brasil: Ed. Edgard Blücher LTDA, 1970.
- 112 FEYNMAN, R. P. *Électromagnétisme 1*. Paris-France: Ed. Dunod, 1999.
- 113 BORZORTH, R. *Ferromagnetism*. New York-US: IEEE Press, 1993.
- 114 LANDGRAF, F. J. G.; TEIXEIRA, J. C.; EMURA, M.; CAMPOS, M. F.; ANDRADE, P. R. C. *Aços para Fins Elétricos*. São Paulo-Brasil: Ed. IPT, 1977.
- 115 MCCAIG, M. *Permanent Magnet in Theory and Practice*. London-UK: Pentech Press, 1977.
- 116 HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. E. *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*. New York-US: Oxford University Press Inc., 1994.
- 117 JACEK, F. G.; WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. New York-US: Ed. M. Dekker, 1997.
- 118 BOLDEA, I. *Synchronous Generators*. New York-US: Taylor and Francis Group, 2004.
- 119 SALON, S. J. *Finite Element Analysis of Electrical Machines*. New York-US: Oxford University Press Inc., 1995.
- 120 BASTOS, J. P. A. *Eletromagnetismo e Cálculo de Campos*. Florianópolis-Brasil: Ed. UFSC, 1989.
- 121 GIERAS, J. F.; WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology*. Columbus-US: Marcel Dekker, 2002.
- 122 CHALMERS, B. J.; AL-BADI, R. Isolated permanent-magnet alternator with inverse saliency. *Conf. Rec. ICEM*, v. 3, p. 372–375, 1994.

- 123 HANSELMAN, D. C. *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*. New York-US: McGraw-Hill Inc., 1994.
- 124 BIANCHI, N.; CANOVA, A. Fem analysis and optimization design of an ipm synchronous motor. *Conf. Rec. IEEE/PEMD*, v. 2, p. 49–54, 2002.
- 125 BOLDEA, I. *Reluctance Synchronous Machines and Drives*. New York-US: Oxford University Press Inc., 1996.
- 126 SLEMON, G. R. On the design of high performance pm motors. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 2, p. 279–285, 1992.
- 127 HAMDI, E. S. *Design of Small Electrical Machines*. Chichester-UK: John Wiley and Sons, 1994.
- 128 AZEVEDO, C. C.; RIBEIRO, R. L. A.; JACOBINA, C. B.; BRAGA-FILHO, E. R.; LIMA, A. M. N.; OLIVEIRA, T. M. Eliminating the common-mode voltage in ac drive system using a four-phase machine. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 1, p. 859–866, 2001.
- 129 RIBEIRO, R. L. A.; BARBOSA, O. O.; LIMA, A. M. N.; JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. C. da; BRAGA-FILHO, E. R. A multi-function power quality utility for connecting co-generation systems to the power mains. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 3, p. 1469–1474, 2004.
- 130 SLEMON, G. R.; LIU, X. Core loss in permanent magnet motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 26, p. 1653–1655, 1990.
- 131 BERTOTTI, G. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 24, p. 621–630, 1988.
- 132 LIPMAN, N. H.; MUSGROVE, P. J.; PONTIN, G. W. W. *Wind Energy for the Eighties*. London-UK: Peter Peregrinus Ltd., 1982.
- 133 BRAGA-FILHO, E. R.; LIMA, A. M. N.; ARAÚJO, T. S. Definição de micro-alternador para acoplamento direto a turbina eólica de baixa potência. *Anais do VII CBE/II SLAE*, v. 4, p. 1827–1833, 1996.

- 134 BRAGA-FILHO, E. R.; LIMA, A. M. N.; ARAÚJO, T. S. Predição da componente de relutância do torque em máquinas síncronas à Ímãs transversais. *Ansis do XI CBA*, v. 2, p. 1095–1100, 1996.
- 135 BRAGA-FILHO, E. R.; LIMA, A. M. N.; ARAÚJO, T. S.; LOPEZ, J. E. J. Compatibilización turbina-máquina eléctrica en um sistema eólico de conversión de energía. *Anais do IX SENESE*, v. 1, p. 225–230, 1997.
- 136 JOHNSON, G. L. *Wind Energy Systems*. New York-US: Prentice-Hall, 2001.
- 137 DUBOIS, M. R. J. *Optimized PM Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines*. Dissertação (Phd Thesis) — Delft University, Delft-Netherlands, 2004.
- 138 MOTA, W. S.; PAMPLONA, F. M. P.; EPAMINONDAS, A. N.; BARROS, L. S.; BRAGA-FILHO, E. R.; FORMIGA, A. M.; SANTOS, A. Simulação dinâmica de unidades de geração eólica ligadas a um sistema de potência. *Anais do XV CBA*, v. 3, p. 437–440, 2004.
- 139 GIPE, P. *Wind Energy Comes of Age*. New York-US: John Wiley and Sons, 1995.
- 140 CHESF-BRACEP. *Fontes Energéticas Brasileiras - Potencial Eólico*. [S.l.], 6 1987.
- 141 BASTOS, E. J. B.; SOBRAL, Z. R.; CEBALLOS, J. C.; SIMÕES, F. J. *Potencial Eólico do Nordeste Brasileiro*. [S.l.], 6 1986.
- 142 MOTA, W. S.; BARROS, L. S.; SANTOS, A.; FORMIGA, A. M.; PAMPLONA, F. M. P.; EPAMINONDAS, A. N.; BRAGA-FILHO, E. R. Wind generation dynamic simulation connected to an electric power system. *Conf. Rec. IEEE/PES*, v. 2, p. 1134–1137, 2004.
- 143 KHAN, M. A.; PILLAY, P.; VISSER, K. D. On adapting a small pm wind generator for a multiblade, high solidity wind turbine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 20, p. 685–692, 2005.
- 144 CHEN, Y. C.; PILLAY, P.; KHAN, A. Pm wind generator topologies. *IEEE Transactions on Applications and Industry*, v. 41, p. 1619–1626, 2005.

- 145 BRAGA-FILHO, E. R.; LIMA, A. M. N.; ARAÚJO, T. S. Reducing cogging torque in interior permanent magnet machines without skewing. *Conf. Rec. XI COMPUMAG*, v. 2, p. 725–726, 1998.
- 146 JUNG, S. Y.; JUNG, H.; HAHN, S. C.; JUNG, H. K.; LEE, C. G. Optimal design of direct-driven pm wind generator for maximum annual energy production. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 44, p. 1062–1065, 2008.
- 147 ROCHA, N.; JACOBINA, C. B.; BRAGA-FILHO, E. R.; SANTOS, J. E. C. Sistema de geração com máquina de indução a partir de um emulador de turbina eólica. *Anais do XIX CBA*, v. 3, p. 734–739, 2008.
- 148 COGO, J. R.; PARANHOS, H. *Avaliação do Desempenho de Motores Elétricos Trifásicos - Relatório EFEI-CEMIG-ELETROBRAS*. [S.l.], 6 1990.
- 149 SCHENK, H. L.; YOUNG, F. J. Iron losses in induction motor teeth. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 17, p. 3385–3387, 1981.
- 150 FIORILLO, F.; NOVIKOV, A. An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 26, p. 2904–2910, 1990.
- 151 BRETÓN, C.; BARTOLOMÉ, J.; BENITO, J. A.; FLOTATS, I.; LU, C. W.; CHALMERS, B. J. Influence of machine symmetry on reduction of cogging torque in permanent-magnet brushless motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 36, p. 3819–3823, 2000.
- 152 BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S. Design technique for reducing the cogging torque in surface-mounted pm motors. *IEEE Transactions on Applications and Industry*, v. 38, p. 1259–1265, 2002.
- 153 WROBEL, R.; LUKANISZYN, M.; JAGIELA, M.; LATAWIEC, K. A new approach to reduction of the cogging torque in a brushless motor by skewing optimization of permanent magnets. *Electrical Engineering Review*, v. 85, p. 59–69, 2003.

- 154 ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 28, p. 1371–1374, 1992.
- 155 GANGLA, V.; REE, J. D. L. Electromechanical forces and torque in brushless permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 6, p. 546–552, 1991.
- 156 SLEMON, G. R.; LI, T. Reduction of cogging torque in permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 24, p. 2901–2903, 1988.
- 157 BRAGA-FILHO, E. R.; LIMA, A. M. N.; ARAÚJO, T. S. Cogging torque em estruturas a Ímãs transversais : Estudo baseado em cálculo de campos. *Anais do II CBMag*, v. 1, p. 73–76, 1997.
- 158 COLAMARTINO, F.; MARCHAND, C.; RAZEK, A. Estimation and minimisation of electromagnetic torque ripple in a buried permanent magnet synchronous motor. *Conf. Rec. ICEM*, v. 3, p. 396–399, 1994.
- 159 HUANG, D. R.; YING, T. F.; WANG, S. J.; ZHOU, C. M. Cogging torque reduction of a single-phase brushless dc motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 34, p. 2075–2077, 1998.
- 160 HWANG, S. M.; EOM, J. B.; JUNG, Y. H.; LEE, D. W.; KANG, B. S. Various design techniques to reduce cogging torque by controlling energy variation in permanent magnet motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 37, p. 2806–2809, 2001.
- 161 DEODHAR, R. P.; STATON, D. A.; JAHNS, T. M.; MILLER, T. J. E. Prediction of cogging torque using the flux-fmm diagram technique. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 2, p. 693–700, 1995.
- 162 ISLAM, M. S.; MIR, S.; SEBASTIAN, T. Issues in reducing the cogging torque of mass-produced permanent-magnet brushless dc motor. *IEEE Transactions on Applications and Industry*, v. 40, p. 813–820, 2004.

- 163 ACKERMAN, B.; JANSSEN, J. H. H.; SOTTEK, R.; STEEN, R. I. van. New technique for reducing cogging torque in a class of brushless dc motors. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, v. 139, p. 315–320, 1992.
- 164 BOLTON, H. R.; ASHEN, R. A. Influence of motor design and feed-current waveform on torque ripple in brushless dc drives. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, v. 131, p. 82–90, 1984.
- 165 CARDOLETTI, L.; FAVRE, E.; JUFER, M. Permanent-magnet synchronous motors: A comprehensive approach to cogging torque suppression. *IEEE Transactions on Applications and Industry*, v. 29, p. 1141–1149, 1993.
- 166 PARSA, L.; HAO, L. Interior permanent magnet motors with reduced torque pulsation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, p. 602–609, 2008.
- 167 GRUCAD. *EFCAD - Finite Element Analysis 2D - Package*. [S.l.], 6 1996.
- 168 BRAGA-FILHO, E. R.; LIMA, A. M. N.; ARAÚJO, T. S. Reducing cogging torque in interior permanent magnet machines without skewing. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 34, p. 3652–3655, 1998.
- 169 ANTUNES, O. J.; BASTOS, J. P. A.; SADOWSKI, N. Using high-order finite elements in problems with movement. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 40, p. 529–532, 2004.
- 170 DOHERTY, R. E.; NICKLE, C. A. An extension of blondel's two-reaction theory - part i. *AIEE Transactions*, v. 45, p. 912–947, 1926.
- 171 MATHIEU, M. *Calcul et Construction de Machines Électriques*. Paris-France: Ed. Eyrolles, 1949.
- 172 FOCK, A. A.; HART, P. M. New method for measuring xd and xq based on the p-q diagram of the lossy salient-pole machine. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, v. 131, p. 259–262, 1984.

- 173 STEVEN, R. E. An experimental effective value of the quadrature-axis synchronous reactance of synchronous machine. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, v. 108, p. 559–566, 1961.
- 174 ITO, M.; FUJIMOTO, N.; OKUDA, H. N. T. Analytical model for magnetic field analysis of induction motor performance. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 100, p. 4582–4590, 1981.
- 175 CHEN, M. D.; LEVY, E.; PELKA, M. D. Iron saturation effects in pm ac motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 21, p. 1262–1265, 1985.
- 176 VAS, P.; HALLENIUS, K. E.; BROWN, J. E. Cross-saturation in smooth-air-gap electrical machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 1, p. 103–112, 1986.
- 177 BOLDEA, I.; NASAR, S. A. A general equivalent circuit (gec) of electric machines including crosscoupling saturation and frequency effects. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 3, p. 689–695, 1988.
- 178 EL-SERAFI, A. M.; ABDALLAH, A. S. Saturated synchronous reactances of synchronous machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 7, p. 570–578, 1992.
- 179 LEVI, E. Impact of cross-saturation on accuracy of saturated induction machine models. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 12, p. 211–216, 1997.
- 180 LEVI, E. Saturation modelling in d-q axis models of salient pole synchronous machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, p. 44–50, 1999.
- 181 LEVI, E.; LEVI, V. A. Impact of dynamic cross-saturation on saturated synchronous machine models. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 15, p. 224–230, 2000.
- 182 BERTOTTI, G.; BOGLIETTI, A.; CHIAMPI, M.; CHIARABAGLIO, D.; FIORILLO, F.; LAZZARI, M. An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 27, p. 5007–5009, 1991.
- 183 PAVLIK, D.; GARG, V. K.; REPP, J. R.; WEISS, J. A finite element technique for calculating the magnet sizes and inductances of permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 3, p. 116–122, 1988.

- 184 PARASILITI, F.; POFFET, P. A model for saturation effects in high-field permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 4, p. 487–494, 1989.
- 185 BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S. Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 1, p. 27–34, 1998.
- 186 DUTTA, R.; RAHMAN, M. F. A comparative analysis of two test methods of measuring d-and-q-axes inductances of interior permanent-magnet machine. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 42, p. 3712–3718, 2006.
- 187 SUN, T.; KWON, S. O.; LEE, S. H.; HONG, J. P. Investigation and comparison of inductance calculation methods in interior permanent magnet synchronous motors. *Conf. Rec. ICEMS*, v. 1, p. 3131–3136, 2008.
- 188 CHAABAN, F. B.; CHEDID, R.; MELLOR, P. H. Steady state and sensitivity analysis of high-field permanent magnet machines. *Electric Machines and Power Systems*, v. 24, p. 639–651, 1996.
- 189 JABBAR, M. A.; DONG, J.; LIU, Z. Determination of parameters for internal permanent magnet synchronous motors. *Conf. Rec. IEMDC*, v. 1, p. 149–156, 2005.
- 190 JONES, C. V. *The Unified Theory of Electrical Machines*. London: Butterwoths Co.(Publishers) Ltd., 1967.
- 191 ANDRADA, P.; MARTINEZ, E.; PERAT, J. I.; SANCHEZ, J. A.; TORRENT, M. Experimental determination of magnetic characteristics of electrical machines. *Conf. Rec. IEEE/IAS*, v. 1, p. 263–268, 2000.
- 192 YAMAMOTO, S.; KANO, T.; YAMAGUCHI, Y.; ARA, T. A method to determine direct-and quadrature-axis inductances of permanent magnet synchronous motors. *Electrical Engineering in Japan*, v. 171, p. 41–50, 2010.

- 193 MELLOR, P. H.; CHAABAN, F. B.; BINNS, K. J. Estimation of parameters and performance of rare-earth permanent-magnet motors avoiding measurement of load angle. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, v. 138, p. 322–330, 1991.
- 194 KANG, G. H.; HONG, J. P.; KIM, G. T.; PARK, J. W. Improved parameter modeling of interior permanent magnet synchronous motor based on finite element analysis. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 36, p. 1867–1870, 2000.
- 195 LOVELACE, E. C.; JAHNS, T. M.; WAI, J.; KEIM, T.; LANG, J. H.; D., W. D.; F., L.; M., M. J. Design and experimental verification of a direct-drive interior pm synchronous machine using a saturable lumped-parameter model. *Conf. Rec. IEMDC*, v. 2, p. 2486–2492, 1999.
- 196 LOVELACE, E. C.; JAHNS, T. M.; LANG, J. H. A saturating lumped-parameter model for an interior pm synchronous machine. *IEEE Transactions on Applications and Industry*, v. 38, p. 645–650, 2002.
- 197 LEE, J. Y.; LEE, S. H.; LEE, G. H.; HONG, J. P.; HUR, J. Determination of parameters considering magnetic nonlinearity in an interior permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 42, p. 1303–1306, 2006.
- 198 MEESSEN, K. J.; THELIN, P.; SOULARD, J.; LOMONOVA, E. A. Inductance calculations of permanent-magnet synchronous machines including flux change and self-and cross-saturations. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 44, p. 2324–2331, 2008.
- 199 KONDO, M. Parameter measurements for permanent magnet synchronous machines. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, v. 2, p. 109–117, 2007.
- 200 HONSINGER, V. B. The fields and parameters of interior type ac permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 101, p. 867–875, 1982.
- 201 SILVA, S. R. *Análise de um Sistema Eólico de Geração de Energia Elétrica Aplicado ao Carregamento de Baterias e ao Bombeamento de Água*. Dissertação (Tese de Doutorado) — PPgEE-UFPB, Campina Grande-PB, 1990.