

**CARLOS EDUARDO GUARENTI MARTINS**

**MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM  
BARREIRAS DE FLUXO E PARTIDA ASSÍNCRONA**

**FLORIANÓPOLIS  
2003**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM  
BARREIRAS DE FLUXO E PARTIDA ASSÍNCRONA**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**CARLOS E.G. MARTINS**

Florianópolis, Agosto de 2003

# MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM BARREIRAS DE FLUXO E PARTIDA ASSÍNCRONA

Carlos Eduardo Guarenti Martins

‘Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.  
Orientador

---

Prof. Nelson Sadowski, Dr.  
Co-orientador

---

Prof. Edson Roberto De Pieri, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

---

Prof. Nelson Sadowski, Dr.

---

Prof. Renato Carlson, Dr.

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

---

Claudia Andréa da Silva, Dra.

## **DEDICATÓRIA**

Este trabalho é dedicado a minha mãe Helena (in memoriam) e ao meu pai João, pelo exemplo, incentivo e apoio que sempre me deram para estudar, aprender, e não desistir diante das dificuldades que a vida nos impõe.

Este trabalho também é dedicado a minha esposa Raquel, pelo apoio e incentivo durante o programa de Mestrado, e pela compreensão pelos momentos de ausência nos quais me dediquei aos estudos e à realização deste trabalho.

## **AGRADECIMENTOS**

À Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e ao Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (GRUCAD), por permitir a realização deste Mestrado.

Aos Professores orientadores Patrick Kuo-Peng e Nelson Sadowski, pela ajuda na realização deste trabalho.

À Celly Melo, secretária do GRUCAD, pelo apoio na realização das matrículas e outros trâmites burocráticos.

À Weg Indústrias S.A., por possibilitar a fabricação e os testes com os protótipos e a utilização de demais equipamentos necessários, em especial ao Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto, Divisão Motores, e ao Eng. Sebastião L. Nau, pelo incentivo.

Aos colegas e amigos Engenheiros Hugo, Ricardo e Adenildo, pela amizade e companheirismo nas viagens à Florianópolis e nas jornadas de estudo, e aos funcionários do Laboratório Elétrico I, pela valiosa ajuda na realização dos ensaios.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

## **MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM BARREIRAS DE FLUXO E PARTIDA ASSÍNCRONA**

**Carlos Eduardo Guarenti Martins**

Agosto/2003

Orientador: Patrick Kuo-Peng, Dr.

Co-orientador: Nelson Sadowski, Dr.

Área de Concentração: Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: motores de relutância, motores síncronos, barreiras de fluxo, indutância.

Número de Páginas: 109

**RESUMO:** o objetivo deste trabalho é contribuir com o estudo dos *motores síncronos de relutância com barreiras de fluxo e partida assíncrona*, através da abordagem do princípio de funcionamento destes motores, as considerações de projeto (dificuldades construtivas e cuidados). Faz-se uso da técnica de elementos finitos como ferramenta de projeto destes motores aplicada na análise comparativa de diversas topologias, através da determinação das indutâncias de eixo direto e em quadratura, e na obtenção das curvas de velocidade, torque e corrente, desde a partida até a velocidade síncrona. Também são avaliadas algumas aplicações interessantes para estes motores. O desempenho deste tipo de motor é verificado em testes com protótipos e comparado com o do motor de indução. Também são feitas medições das indutâncias de eixo direto e em quadratura, a fim de verificar os valores reais e compará-los com os valores de projeto. Em geral, sabe-se que este tipo de motor apresenta valores de rendimento, fator de potência e torque abaixo daqueles do motor de indução equivalente. Entretanto, devido à robustez e baixo custo, estes motores podem ser utilizados em aplicações que requeiram velocidade constante ao longo de um processo, sem a necessidade de um controle eletrônico.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

## **SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTORS WITH FLUX BARRIERS AND ASSYNCHRONOUS STARTING**

**Carlos Eduardo Guarenti Martins**

August/2003

Advisor: Patrick Kuo-Peng, Dr.

Co-adviser: Nelson Sadowski, Dr.

Area of Concentration: Conception and Analysis of Electromagnetic Devices.

Keywords: reluctance motors, synchronous motors, flux barriers, inductance.

Number of Pages: 109

ABSTRACT: the purpose of this work is to contribute to the study of the *synchronous reluctance motors with flux barriers and asynchronous starting*, with the discussion of the working principle, design constraints, and the use of the finite-element technique as a design tool of this motors, through the comparative analysis of different rotor topologies, by means of the determination of the d-q axis inductances and the speed, torque and current curves from starting to synchronous speed. Some interesting applications for these motors are also discussed. The performance of this kind of motor is verified in tests with prototypes and compared with the induction motor. D-q inductances are measured to compare with the design values. In general, it is known that this type of motor has lower values of efficiency, power factor and torque than the induction motor. However, due to its ruggedness and low cost, these motors can be used in applications that require constant speed in a process, without the need of an electronic control.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1	Objetivo do trabalho .....	3
1.2	Motivação para este trabalho .....	4
1.3	Contribuições .....	4
<b>2</b>	<b>TEORIA SOBRE OS MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA .....</b>	<b>5</b>
2.1	Introdução .....	5
2.2	Princípio de funcionamento .....	8
2.3	Aplicações.....	11
2.4	Potência e torque do motor de relutância .....	12
<b>3</b>	<b>GEOMETRIAS DE ROTOR ESTUDADAS.....</b>	<b>22</b>
<b>4</b>	<b>MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS 2D APLICADO NA ANÁLISE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS GIRANTES.....</b>	<b>25</b>
4.1	Introdução .....	25
4.2	Preparação dos modelos para simulação .....	27
4.3	Método de cálculo das indutâncias.....	30
4.4	Procedimento de cálculo de indutâncias para um motor de indução trifásico.....	34
4.5	Procedimento de cálculo de indutâncias $L_d$ e $L_q$ de um motor de relutância .....	34
4.5.1	Cálculo estático sem rotação.....	35
4.5.2	Cálculo estático com rotação .....	36
<b>5</b>	<b>MÉTODOS PARA MEDIÇÃO DE INDUTÂNCIAS .....</b>	<b>38</b>
5.1	Introdução .....	38
5.2	Teste da ponte de indutâncias c.c. ....	38
5.2.1	Procedimento para realizar o teste c.c. ....	40
5.3	Teste c.a. ....	44
5.3.1	Procedimento para obtenção da indutância de dispersão do estator .....	45
5.4	Teste em vazio .....	45
5.4.1	Procedimento para a realização do teste em vazio .....	46



<b>6</b>	<b>RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES .....</b>	<b>48</b>
6.1	Simulações estáticas para os motores de relutância estudados .....	48
6.1.1	Comparação entre os projetos .....	48
6.2	Simulações dinâmicas para o motor de relutância .....	52
6.2.1	Projeto 4.....	52
6.2.2	Projeto 7.....	53
6.2.3	Projeto 8.....	54
<b>7</b>	<b>FABRICAÇÃO DOS PROTÓTIPOS.....</b>	<b>55</b>
<b>8</b>	<b>ENSAIOS.....</b>	<b>59</b>
8.1	Determinação das posições de alinhamento do rotor .....	59
8.2	Teste da ponte de indutâncias c.c. ....	60
8.2.1	Resultados experimentais .....	61
8.3	Teste c.a. sem rotor para determinar a indutância de dispersão de estator.....	64
8.3.1	Resultados experimentais .....	64
8.4	Teste em vazio para a determinação da indutância de eixo direto.....	65
8.4.1	Resultados experimentais .....	65
8.5	Comparação entre os valores de indutância medidos e calculados.....	67
8.6	Ensaio de desempenho .....	72
8.6.1	Resultados experimentais .....	73
<b>9</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS .....</b>	<b>80</b>
 <b>ANEXO A - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES ESTÁTICAS PARA OS</b>		
<b>MOTORES DE RELUTÂNCIA ESTUDADOS.....</b>		<b>82</b>
 <b>ANEXO B – PUBLICAÇÕES NACIONAIS E INTERNACIONAIS GERADAS</b>		
<b>DURANTE O DESENVOLVIMENTO DESTES TRABALHOS.....</b>		<b>94</b>
 <b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>		<b>95</b>

# 1 Introdução

O motor de relutância é um motor síncrono, sem excitação no rotor (não possui ímãs permanentes nem enrolamentos excitados), com efeito semelhante ao de pólos salientes, com o estator idêntico ao do motor de indução, que apresenta robustez, baixo custo, facilidade de fabricação (pelo menos para plantas onde já se fabrica motores de indução) e quase sem necessidade de manutenção.

No seu rotor existem barreiras de fluxo, que são regiões sem material magnético, como ranhuras, com a função dar preferência à passagem do fluxo em uma dada direção (chamada de eixo direto) e dificultar a sua passagem em outra direção (chamada de eixo em quadratura), criando o torque de relutância. Os eixos direto e em quadratura estão defasados de 90 graus elétricos. No eixo direto estão os pólos do motor. As regiões interpolares estão no eixo em quadratura. A Fig. 1.1 mostra um rotor com barreiras de fluxo (regiões escuras) para um motor de quatro pólos, onde também estão representados os eixos direto e em quadratura para um pólo.

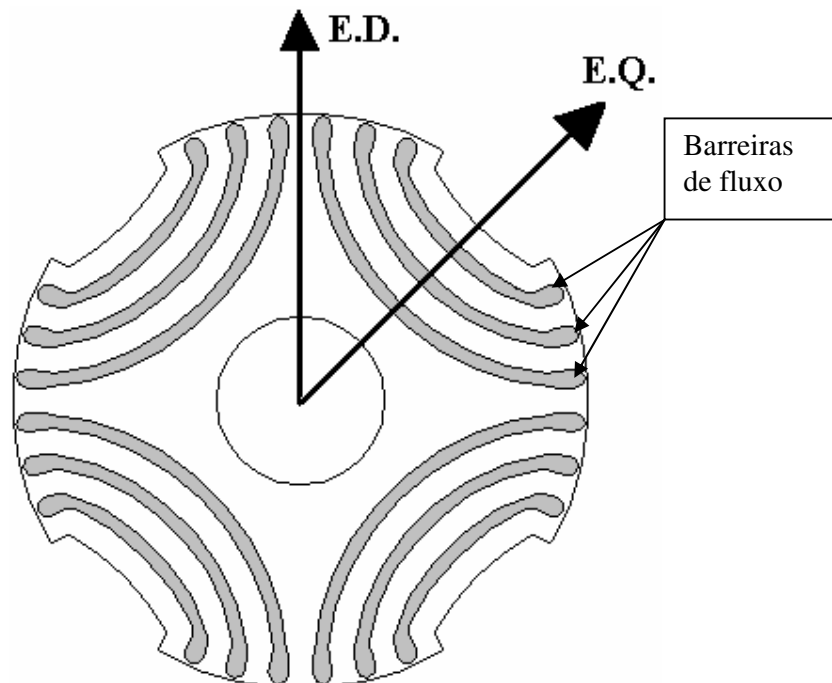


Fig. 1.1.Exemplo de rotor com barreiras de fluxo

A máquina síncrona sem excitação também é chamada de *máquina síncrona de reação* [1]. Estes motores podem partir com o auxílio de um controlador eletrônico (inversor de frequência), ou assincronamente, como um motor de indução, desde que tenham uma gaiola de esquilo semelhante à dos motores assíncronos, sendo este o escopo deste trabalho.

Pelo fato de ser síncrono, este motor se mostra adequado para várias aplicações onde se necessite velocidade constante com variação da carga, com a vantagem de não utilizar anéis, escovas e conversores eletrônicos, a menos que se necessite variar a sua velocidade, o que pode ser feito com precisão, sem a necessidade de realimentação de velocidade e posição (esta última apenas em casos de servoacionamentos, onde se necessite precisão na posição do eixo).

Muitos trabalhos já foram publicados desde os anos 60 sobre os motores de relutância, especialmente os de rotor segmentado, rotor axialmente laminado e os de relutância variável. Recentemente, muitos trabalhos têm sido publicados sobre motores de relutância variável, mais especificamente sobre algoritmos de controle dos mesmos, e também sobre motores de relutância eletronicamente controlados.

Esta dissertação é composta por nove capítulos, sendo o capítulo 1 esta introdução. A seguir é feito um breve comentário sobre o conteúdo de cada capítulo.

O **capítulo 2** trata da teoria dos motores síncronos de relutância, apresentando referências de trabalhos anteriores sobre este tema, as características construtivas deste tipo de máquina, seu princípio de funcionamento, aplicações e modelo matemático.

O **capítulo 3** apresenta as diferentes geometrias de rotor para os motores de relutância estudados neste trabalho, ressaltando suas semelhanças, diferenças, vantagens e desvantagens.

O **capítulo 4** trata do método de elementos finitos 2D utilizado para estudar os motores de relutância, detalhando a preparação dos modelos para simulação (geometria, malha de elementos finitos, condições de contorno), os fundamentos teóricos, procedimentos e exemplos dos métodos de cálculo de indutâncias do motor de indução e dos motores de relutância.

O **capítulo 5** aborda os métodos para determinação experimental das indutâncias de eixo direto e em quadratura dos motores de relutância, apresentando seus fundamentos teóricos e procedimentos experimentais.

O **capítulo 6** apresenta os resultados das simulações estáticas e dinâmicas dos motores de relutância, comparando-os entre si.

O **capítulo 7** aborda a fabricação dos protótipos para testes, os materiais e técnicas empregadas e as dificuldades práticas encontradas.

O **capítulo 8** apresenta os resultados dos experimentos para determinação das indutâncias e do desempenho dos motores em carga, comparando-os com o motor de indução equivalente.

O **capítulo 9** apresenta as conclusões gerais sobre o trabalho desenvolvido, as dificuldades encontradas e os resultados alcançados.

O **anexo A** contém os resultados das simulações do MEF-2D, mostrando as linhas de fluxo, as curvas de indutância e as curvas de torque estático para cada uma das geometrias estudadas.

O **anexo B** cita as publicações nacionais e internacionais geradas durante o desenvolvimento deste estudo.

## 1.1 Objetivo do trabalho

O objetivo deste trabalho é projetar e construir um motor de relutância com barreiras de fluxo no rotor, a partir de um motor de indução trifásico convencional de 1,5 cv, 4 pólos, 220/380 V, 60 Hz, na carcaça IEC 80.

O motor de relutância com barreiras de fluxo é analisado utilizando-se a técnica de elementos finitos através do software EFCAD (GRUCAD/UFSC). O rotor possui barras de alumínio curto-circuitadas (gaiola) para permitir a partida direta do motor tal como um motor assíncrono, com posterior sincronização pelo efeito do torque de relutância.

Várias geometrias de rotor são analisadas através do cálculo das indutâncias de eixo direto e em quadratura. Para as melhores geometrias, são realizadas simulações passo-a-passo no tempo para verificar a habilidade do motor de partir e atingir o sincronismo, sendo alimentado com uma fonte trifásica de tensão senoidal de 60 Hz.

Após escolhidas as melhores geometrias, são construídos protótipos para comparação de desempenho com o motor de indução equivalente e medição das indutâncias, utilizando o mesmo estator do motor de indução.

## 1.2 Motivação para este trabalho

A motivação para este trabalho surgiu principalmente de pesquisas realizadas pelo autor na WEG Indústrias S.A. - Divisão Motores sobre motores síncronos de relutância e seu desempenho em relação aos motores de indução, para se conhecer as reais potencialidades deste tipo de motor. O número expressivo de trabalhos apresentados em congressos e publicados sobre este tipo de motor é um forte indicativo da relevância deste tema, na busca de uma alternativa técnica e economicamente viável aos motores de indução em aplicações especiais, onde os motores de indução demandam um controle eletrônico de alto custo e alta complexidade para atingir o desempenho que tais aplicações exigem.

## 1.3 Contribuições

As principais contribuições que se deseja dar com este trabalho são: (1) uma revisão dos conceitos relativos aos motores síncronos de relutância (principalmente dos últimos avanços nas técnicas de otimização e construção deste tipo de motor), especialmente daqueles com partida assíncrona, ou seja, que podem ser ligados diretamente à rede de energia elétrica; (2) levantamento das características construtivas e dificuldades de fabricação; e (3) comparação de desempenho com um motor de indução equivalente para a avaliação das reais potencialidades desta tecnologia, através do projeto, construção e testes em protótipos.

## 2 Teoria sobre os motores síncronos de relutância

### 2.1 Introdução

A teoria, algumas configurações e as equações da máquina de relutância podem ser encontradas em diversos livros, como por exemplo, nas referências [2-14]. Além disso, muitos trabalhos têm sido feitos por pesquisadores do mundo todo sobre a modelagem, otimização, técnicas de fabricação e controle destes motores.

Alguns autores [15-17] compararam o projeto e o desempenho dos motores de relutância com os motores de indução e de relutância chaveado. Em [15] os autores estudaram um motor de relutância sem gaiola de partida, utilizando uma abordagem analítica dos eixos  $d$  e  $q$ , comparando a geração de torque e as dispersões com o motor de indução e os efeitos das pontes de ferro (porções de ferro acima das barreiras de fluxo, necessárias para dar resistência mecânica ao rotor, ver Fig. 1.1) no motor de relutância. Seus resultados teóricos mostraram que o motor síncrono de relutância pode dar mais torque do que o motor de indução, porém exibe um comportamento mais reativo.

Motores de relutância sem gaiola necessitam de um conversor para funcionar, e vários trabalhos têm sido publicados referentes ao controle destes motores, como por exemplo, [18, 19]. Em [16] os autores projetaram diferentes tipos de motores de relutância sem gaiola de partida (axialmente e transversalmente laminados), e dois deles foram construídos e testados. Através da técnica de elementos finitos em 2D eles investigaram a variação do número e da largura das barreiras de fluxo, bem como métodos para diminuir as perdas no ferro e os *ripples* de torque. Em [17] os autores compararam o tamanho e o desempenho do motor de indução, do motor de relutância sem gaiola de partida e do motor de relutância chaveado, e argumentaram que este último tem melhor desempenho sobre os demais, ficando o motor de relutância sem gaiola em segundo.

Em [20], o autor faz uma comparação e um breve histórico dos diversos tipos de motores de relutância, inclusive com ímãs permanentes nas barreiras de fluxo, concluindo,

através de uma análise simplificada das equações de torque, que o motor de relutância convencional (sem gaiola de partida) é capaz de produzir mais torque do que o motor de indução.

Em [21-28], os autores estudaram os motores de relutância axialmente laminados (Fig. 2.1.a, b, c), através de modelos matemáticos e protótipos [23, 24, 28], análises em elementos finitos 2D [26, 27] e análises em elementos finitos 3D [25]. Seus estudos mostraram que estes motores possuem desempenho comparável ao do motor de indução, porém com um processo de fabricação bastante complicado, envolvendo, em alguns casos, um processo de fixação das chapas por explosão [22].

Em [29] os autores desenvolveram um modelo matemático para descrever o comportamento transitório de motores de relutância trifásicos no modo de operação trifásico e monofásico, através de capacitor. As equações foram resolvidas numericamente para se obter as curvas de resposta transitória do motor.

Motores de relutância com ímãs permanentes foram estudados em [30-32]. Em [32-34] foram estudados métodos de cálculo e medição de parâmetros de motores de relutância, com a aplicação do método de elementos finitos [32], considerando as perdas do rotor e do estator [33] e através de medições com o motor parado [34, 35], este último através de um complexo arranjo laboratorial.

Diversos estudos foram feitos sobre a otimização de motores de relutância pelo método de elementos finitos 2D, aplicados a rotores segmentados (Fig. 2.1.d, e, f) [36] e rotores com barreiras de fluxo: sem gaiola de partida [21, 37-40]; considerando saturação [36, 40-42] e considerando as perdas no ferro [40, 42]. Em [21] foi estudada a otimização dos motores de relutância axialmente laminados em termos da razão entre a espessura da camada isolante e a espessura da camada de ferro do rotor, para maximizar o torque e o fator de potência, resultando em uma faixa ótima de 0,2 a 0,6.

Em [39] os autores propuseram um procedimento combinando análise em elementos finitos e uma rotina de otimização, para definir as dimensões geométricas do rotor com barreiras de fluxo a partir de um projeto existente.

Estudos sobre a influência da geometria dos rotores dos motores de relutância com gaiola de partida na relação  $X_d/X_q$ , no torque eletromagnético e nas perdas no ferro foram feitos em [43], juntamente com análises em elementos finitos e testes em protótipo em [44, 45]. Estes motores, entretanto, não possuíam barreiras de fluxo no interior dos rotores, mas tinham alguns dentes removidos, formando pólos salientes.

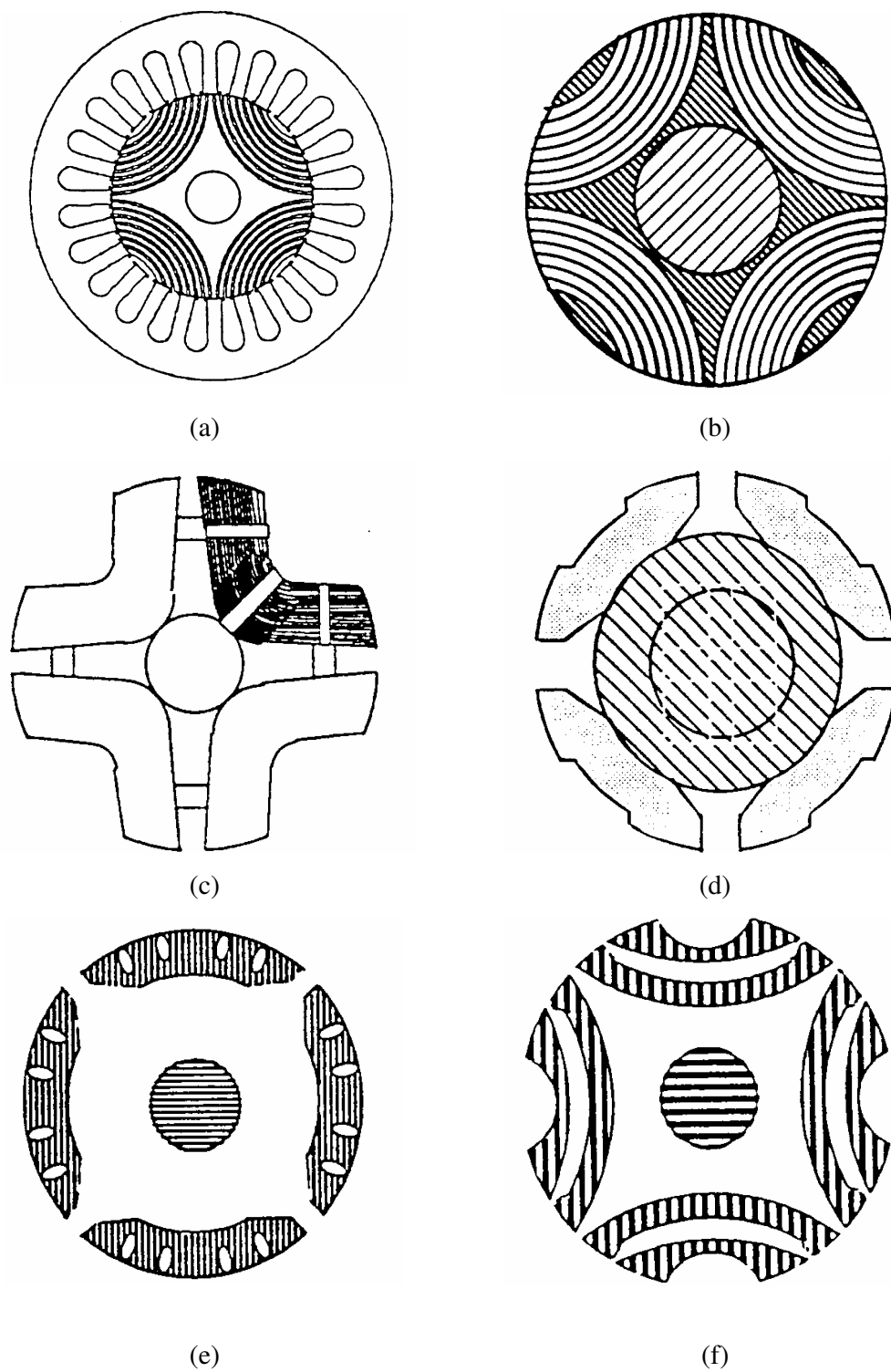


Fig. 2.1. (a), (b) e (c) - rotores axialmente laminados e (d), (e) e (f) – rotores segmentados



Em [46] esta mesma geometria de rotor foi estudada com enfoque nas técnicas de acoplamento fraco (utilizando equações dinâmicas da máquina, modelo de Park) e acoplamento forte, através de elementos finitos (EFCAD), utilizando a resolução passo a passo no tempo. As indutâncias de eixo direto e em quadratura foram calculadas e medidas em um protótipo.

## 2.2 Princípio de funcionamento

Em um motor síncrono de pólos salientes, o torque tem duas componentes: o torque fundamental e o torque de relutância, conforme Fig. 2.2.

O primeiro é função da tensão de entrada e da fem de excitação (em motores com excitação no rotor). O segundo depende apenas da tensão de entrada e da diferença entre as reatâncias de eixo direto  $X_d$  e de eixo em quadratura  $X_q$  (segundo teoria da máquina de dois eixos), e também existe em uma máquina sem excitação no rotor, desde que  $X_d \neq X_q$ .

Esta diferença existe em motores síncronos de pólos salientes e pode ser provocada em um motor de indução normal (tornando-o síncrono), colocando-se barreiras de fluxo no rotor (Fig. 1.1) corretamente posicionadas e dimensionadas de modo que a relutância ao fluxo de eixo direto (e.d.) seja mínima ( $X_d$  grande) e a relutância ao fluxo de eixo em quadratura (e.q.) seja máxima ( $X_q$  pequeno).

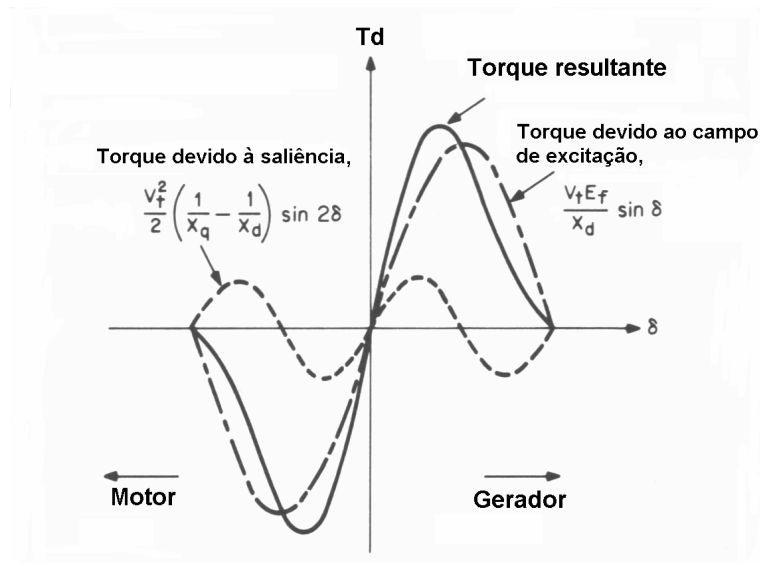


Fig. 2.2. Componentes do torque de um motor de relutância com excitação no rotor.

A diferença entre  $X_d$  e  $X_q$  afeta fortemente o formato das curvas de torque conforme mostrado na Fig. 2.2. Quanto maior a diferença entre  $X_d$  e  $X_q$ , maior o torque de relutância produzido [1].

Na partida assíncrona, o torque motor é criado graças às correntes induzidas nas barras de alumínio do rotor.

O motor é levado ao sincronismo pelo conjugado de relutância que se gera, porque o campo girante tenderá a manter o rotor em uma posição em que seja mínima a relutância ao fluxo que atravessa o entreferro em direção ao rotor. Essa posição será alcançada quando o rotor girar em sincronismo com o eixo do fluxo magnético. Quando o motor está em carga, o eixo dos pólos do rotor (e.d.) atrasa-se em relação ao eixo do fluxo estático. Este ângulo de atraso é chamado de *ângulo de carga*. Em uma máquina de rotor cilíndrico e sem barreiras de fluxo, o torque de relutância não aparece porque a posição do rotor em relação ao campo do estator é indiferente.

O campo magnético de uma máquina de relutância sem ímãs no rotor é criado somente pelo fluxo magnético do estator. Deste modo, para criar o seu campo magnético, a máquina absorve da rede corrente reativa e trabalha com um baixo fator de potência, em comparação com as máquinas síncronas convencionais [2].

Enquanto o torque depende da diferença  $X_d - X_q$ , ou em termos de indutâncias,  $L_d - L_q$ , o fator de potência depende da chamada *relação de saliência*  $k$ , onde  $k$  vale  $X_d/X_q$  ou  $L_d/L_q$ .

Comparando o motor de relutância de partida assíncrona com o motor de relutância controlado eletronicamente, este último apresenta, em geral, maior relação de saliência e maior diferença  $L_d - L_q$ , fornecendo assim maior torque com maior fator de potência, pois este tipo de motor não utiliza gaiola de alumínio para partir, e deste modo o rotor pode ser totalmente laminado (rotor anisotrópico axialmente laminado), ou segmentado, isto é, construído com peças independentes que são presas sobre o eixo. Estas peças podem até mesmo ser sólidas, uma vez que o motor funcionando em sincronismo não terá grandes problemas de perdas no rotor por correntes parasitas.

Estas formas construtivas, entretanto, são bastante complicadas, dificultando sua fabricação em larga escala, tendo também elevado custo. Relações de saliência de 7-8 são possíveis com rotores axialmente laminados. Com tais valores de relação de saliência, as

dificuldades associadas com baixa eficiência e fator de potência são praticamente eliminadas.

Em adição a um cuidadoso controle de corrente (através do conversor eletrônico), como é feito no caso dos motores de relutância chaveados (MRCs), estes motores podem alcançar densidades de potência e eficiência que se aproximam, e talvez até superam, o motor de indução. Estas máquinas oferecem muitas das vantagens dos MRCs, ao mesmo tempo em que eliminam muitas das suas desvantagens, como ruído, vibração e pulsações de torque, requerendo um controlador eletrônico com menor número de chaves eletrônicas, e permitindo controle de velocidade.

Nos rotores segmentados, a indutância de e.q.  $L_q$  não pode ser efetivamente reduzida para produzir uma grande relação de saliência (esta se situa entre 5-6). Por outro lado, os rotores axialmente laminados empregam múltiplas barreiras de fluxo, as quais são obtidas retirando-se muito ferro do rotor, resultando em uma  $L_q$  reduzida, mas ao custo de saturar muito os caminhos do fluxo de eixo direto (caminhos de ferro estreitos), também reduzindo  $L_d$ .

Entretanto, um rotor com barreiras de fluxo pode ser projetado com muito menos ferro removido do rotor para formar as barreiras de fluxo e prover uma alta relutância para o fluxo de e.q., desde que as barreiras sejam colocadas em uma posição ótima.

Conseqüentemente, um projeto com barreiras de fluxo pode ser uma configuração ótima entre o rotor segmentado e o rotor axialmente laminado (este último apresenta grandes dificuldades de fabricação).

A posição das barreiras de fluxo tem grande efeito na relação de saliência da máquina. Mesmo uma grande barreira de fluxo mal posicionada pode não resultar em um projeto melhorado, devido à redução de ambas  $L_d/L_q$  e  $L_d-L_q$  [22].

As larguras dos caminhos de ferro ( $K_{fe}$ ) e das barreiras de fluxo ( $K_{bf}$ ), mostradas na Fig. 2.3, têm, do mesmo modo, influência direta nas relações acima mencionadas. Estudos [21] mostraram que  $K_{fe}/K_{bf}$  deve estar entre 0,2 – 0,6, e o valor 0,5 dá razões de saliência satisfatórias. Ainda, existe um número ótimo de barreiras, dependendo das dimensões do rotor e das barreiras de fluxo, para uma dada relação  $K_{fe}/K_{bf}$ .

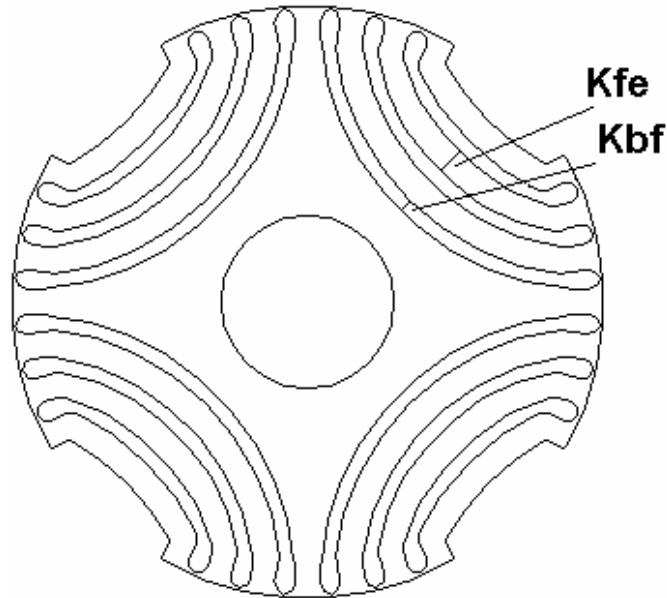


Fig. 2.3. Largura dos caminhos de ferro ( $K_{fe}$ ) e das barreiras de fluxo ( $K_{bf}$ ).

Relações  $L_d/L_q$  maiores que 7 ou 8 (alguns autores citam 10 [15]) são necessárias para que o motor de relutância apresente o desempenho dinâmico do motor de indução, o que pode ser realizado com um rotor anisotrópico axialmente laminado.

A relação  $L_d/L_q$  é pequena (menor que 4) em rotores que possuem “pontes” de ferro entre as barreiras de fluxo e ranhuras das barras de alumínio (para prover maior resistência mecânica à estrutura).

Em rotores com barreiras de fluxo emendadas nas ranhuras, as únicas pontes de ferro são aquelas acima das ranhuras, e a resistência mecânica é dada pela gaiola de alumínio (as chapas ficam bastante fragilizadas, no caso de um motor pequeno, o que dificulta o processo de fabricação). Nestes rotores, a relação de saliência pode chegar a 5 ou 6 em projetos otimizados, porém ainda com fator de potência e rendimento um pouco menores em relação aos motores de indução.

### 2.3 Aplicações

Devido à sua característica de velocidade constante, estes motores são adequados para aplicações que requeiram fluxo ou transporte constante e em processos automatizados de baixa velocidade, que necessitem sincronização precisa com outros motores ou operações temporizadas no sistema.

Também encontram aplicação em acionamentos multimotorizados, onde se quer em cada eixo velocidades rigorosamente iguais. Nestes casos, uma bateria de motores de relutância alimentados a partir de uma fonte única de tensão e frequência (fixa ou variável), possibilita um sincronismo de posição angular entre os eixos, independentemente da velocidade de operação e da divisão de carga entre os motores. Essa solução é mais simples, confiável e econômica que outras configurações, como as que utilizam motores de corrente contínua, ou máquinas assíncronas de anéis. O emprego dos motores de relutância dispensa o uso de transdutores de posição ou velocidade e componentes auxiliares de sincronização. Além do sistema como um todo se tornar mais simples, os próprios motores de relutância são mais confiáveis e econômicos que os motores c.c. ou de anéis.

Uma aplicação típica usa os motores síncronos de relutância para acionar guindastes em elevadores marinhos. Cada guindaste operará na mesma velocidade e juntos eles podem dar aos navios uma elevação suave. Outras aplicações incluem acionamentos para bombas e transportadores.

Estes motores podem ser operados com variação de velocidade, através de um inversor de frequência, por exemplo. Algumas aplicações desse tipo são indústrias de plástico, pastas e papel, borracha, vidro e metais. Estas aplicações requerem um controle de velocidade preciso e ajustável.

Eles também são aplicados como acionamentos para impressão, máquinas ferramentas, empacotadoras, máquinas dobradeiras, posicionamento de hastes de controle em reatores nucleares e acionamentos para a indústria têxtil.

## 2.4 Potência e torque do motor de relutância

Da teoria clássica da máquina de dois eixos [5], a **potência ativa** absorvida da linha pelo motor de relutância, **operando sob tensão constante** (motor alimentado por um barramento infinito ou um inversor de frequência a tensão imposta, com relação  $V/f$  fixa), o qual é o modo de operação mais empregado, pode ser obtida diretamente do diagrama fasorial da Fig. 2.4.

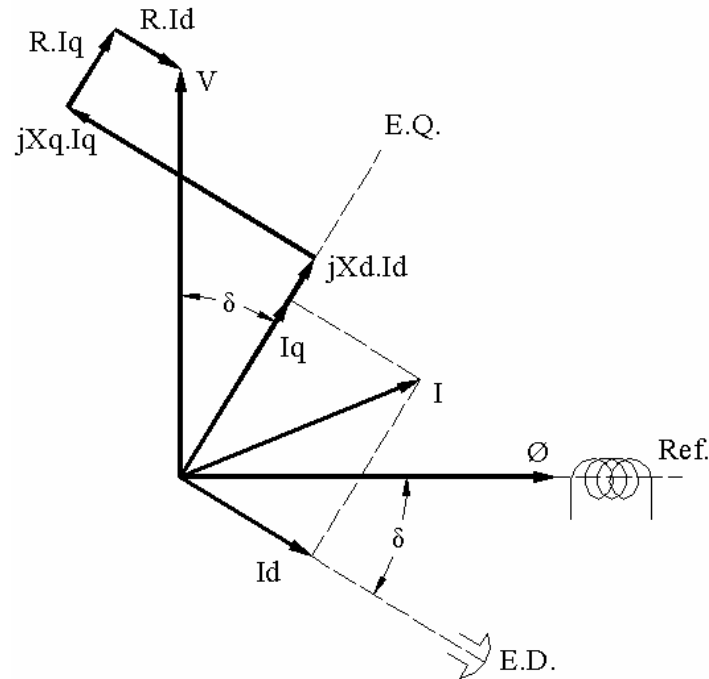


Fig. 2.4. Diagrama fasorial do motor de relutância operando sob tensão constante.

Como este motor não possui excitação no rotor, não há tensão gerada no estator (a qual estaria sobre o eixo em quadratura). Deste modo, do diagrama acima,

$$P = V.I_q \cdot \cos \delta - V.I_d \cdot \sin \delta \quad (2.1)$$

onde o ângulo de carga  $\delta$  é o ângulo entre o eixo do pólo do rotor (e.d.) e o eixo da distribuição de fluxo no entreferro. Do mesmo diagrama, também obtemos:

$$V \cdot \cos \delta = X_d \cdot I_d + R \cdot I_q \quad (2.2)$$

$$V \cdot \sin \delta = X_q \cdot I_q - R \cdot I_d \quad (2.3)$$

Isolando  $I_d$  na eq. (2.2) e  $I_q$  na eq. (2.3), temos:

$$I_d = \frac{V \cdot \cos \delta - R \cdot I_q}{X_d} \quad (2.4)$$

$$I_q = \frac{V \cdot \text{sen } \delta + R \cdot I_d}{X_q} \quad (2.5)$$

Substituindo a eq. (2.4) na eq. (2.5) e vice-versa, com alguma manipulação chegamos a:

$$I_d = \frac{V \cdot X_q \cdot \text{cos } \delta - V \cdot R \cdot \text{sen } \delta}{(R^2 + X_d \cdot X_q)} \quad (2.6)$$

$$I_q = \frac{V \cdot X_d \cdot \text{sen } \delta + V \cdot R \cdot \text{cos } \delta}{(R^2 + X_d \cdot X_q)} \quad (2.7)$$

Substituindo as eqs. (2.6) e (2.7) na eq. (2.1), chegamos a:

$$P = \frac{V^2}{\frac{R^2}{X_q} + X_d} \left[ \frac{R}{X_q} + \frac{1}{2} \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen } 2\delta \right] \quad (2.8)$$

Em máquinas grandes, onde a resistência do estator é desprezível em relação às reatâncias, ela pode ser retirada da eq. (2.8) sem perda de precisão, resultando em uma expressão simplificada para a potência:

$$P = \frac{V^2}{2} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \text{sen } 2\delta \quad (2.9)$$

A eq. (2.8) representa a *potência ativa* total absorvida por fase do motor de relutância. Para obtermos a potência útil entregue à carga, devemos descontar as perdas joule no estator, as perdas no ferro, as perdas suplementares e as perdas mecânicas. Se desprezarmos a resistência do estator e não levarmos em consideração as perdas no ferro,

suplementares e mecânicas, a eq. (2.9) representa, de forma simplificada, a potência útil no eixo do motor.

Em função do **número de pólos**  $p$  do motor e da velocidade síncrona do campo girante  $\omega_s$ , podemos exprimir o torque de relutância desenvolvido como sendo:

$$T_r = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{\omega_s} \cdot P \quad (2.10)$$

$$T_r = \frac{3}{4} \frac{p}{\omega_s} \frac{V^2}{\frac{R^2}{X_q} + X_d} \left[ \frac{R}{X_q} + \frac{1}{2} \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen } 2\delta \right] \quad (2.11)$$

Fazendo  $R = 0$ ,

$$T_r = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \frac{V^2}{\omega_s} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \text{sen } 2\delta \quad (2.12)$$

Também podemos expressar o torque em termos das indutâncias:

$$T_r = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \left( \frac{V}{\omega_s} \right)^2 \left( \frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \text{sen } 2\delta \quad (2.13)$$

Podemos obter também do diagrama da Fig. 2.4 a **potência reativa** absorvida da linha por fase do motor de relutância:

$$Q = V \cdot I_q \cdot \text{sen } \delta + V \cdot I_d \cdot \text{cos } \delta \quad (2.14)$$



Procedendo de forma análoga à do desenvolvimento da equação para a potência ativa, obtemos:

$$Q = \frac{V^2}{\frac{R^2}{X_q} + X_d} \left[ \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen}^2 \delta + 1 \right] \quad (2.15)$$

onde, se  $R=0$ , fica:

$$Q = V^2 \left[ \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \text{sen}^2 \delta + 1 \right] \quad (2.16)$$

Agora, com as eqs. (2.8) e (2.9), podemos obter o **fator de potência** do motor de relutância:

$$\cos \phi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (2.17)$$

$$\cos \phi = \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen} 2\delta + \frac{R}{X_q}}{\sqrt{\left[ \frac{1}{2} \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen} 2\delta + \frac{R}{X_q} \right]^2 + \left[ \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen}^2 \delta + 1 \right]^2}} \quad (2.18)$$

O gráfico a seguir mostra a evolução do fator de potência em função do ângulo de carga e da relação de saliência  $k$ , para a condição de  $R=0$ :

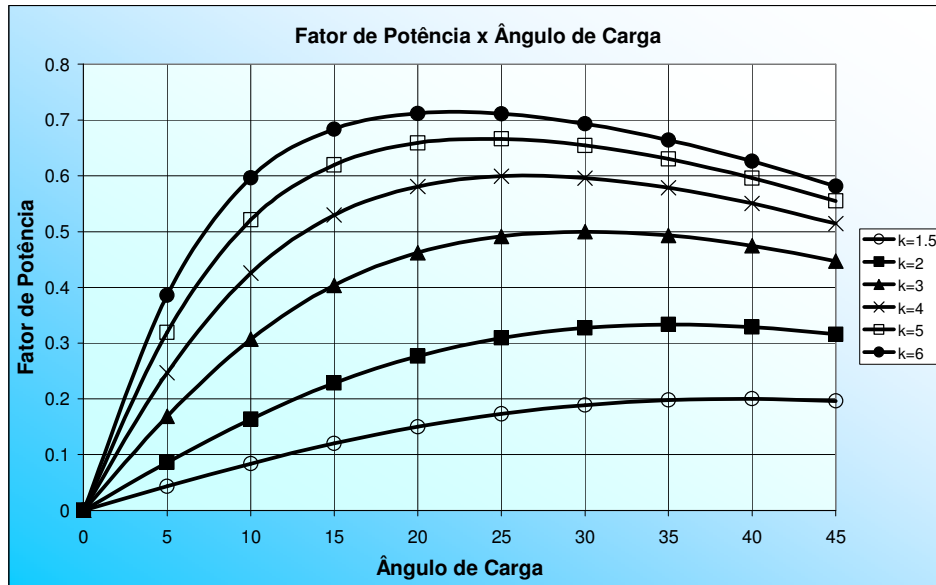


Fig. 2.5. Fator de potência x ângulo de carga.

Para o motor de relutância operando sob **corrente constante** (motor alimentado por uma fonte de corrente, como um inversor de frequência com corrente imposta ou fontes de corrente contínua aplicadas às fases do motor de forma chaveada, ou seja, uma a uma sequencialmente), o diagrama fasorial do motor fica como mostrado na Fig. 2.6.

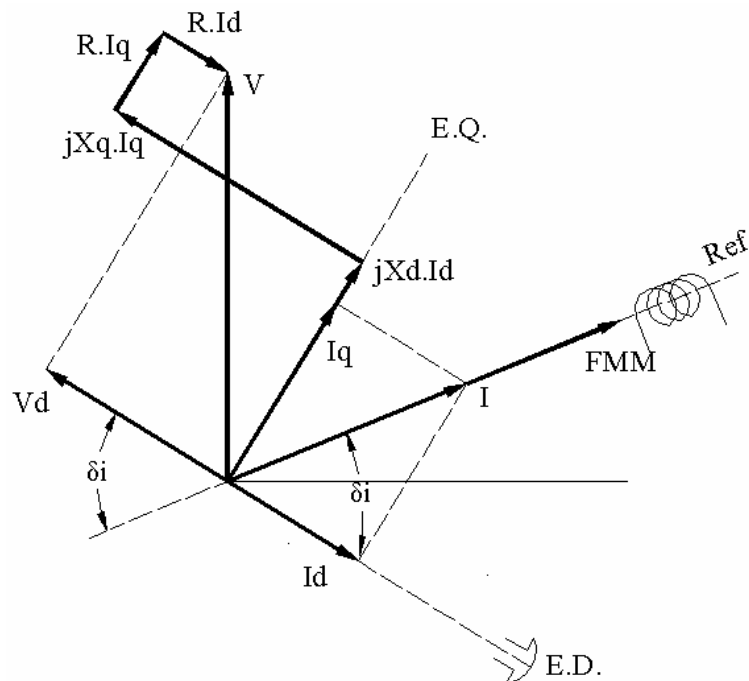


Fig. 2.6. Diagrama fasorial do motor de relutância operando sob corrente constante.

A **potência ativa** obtida do diagrama fasorial é:

$$P_i = V_q \cdot I \cdot \text{sen } \delta_i - V_d \cdot I \cdot \text{cos } \delta_i \quad (2.19)$$

onde o ângulo de carga  $\delta_i$  é o ângulo entre a FMM e o eixo polar do rotor (e.d.). Também temos que:

$$V_d = X_q \cdot I_q - R \cdot I_d \quad (2.20a)$$

$$V_q = X_d \cdot I_d + R \cdot I_q \quad (2.20b)$$

$$I_d = I \cdot \text{cos } \delta_i \quad (2.21a)$$

$$I_q = I \cdot \text{sen } \delta_i \quad (2.21b)$$

Substituindo as eqs. (2.20) e (2.21) na eq. (2.19), ficamos com:

$$P_i = I^2 \cdot X_q \left[ \frac{R}{X_q} + \frac{1}{2} \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen } 2\delta_i \right] \quad (2.22)$$

De maneira análoga, a **potência reativa** é obtida:

$$Q_i = V_d \cdot I \cdot \text{sen } \delta_i + V_q \cdot I \cdot \text{sen}(90 - \delta_i) \quad (2.23)$$

Substituindo as eqs. (2.20) e (2.21) na eq. (2.23), ficamos com:

$$Q_i = I^2 \cdot X_q \left[ \frac{X_d}{X_q} - \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen}^2 \delta_i \right] \quad (2.24)$$

O fator de potência fica:

$$\cos \phi_i = \frac{\frac{R}{X_q} + \frac{1}{2} \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen } 2\delta_i}{\sqrt{\left[ \frac{R}{X_q} + \frac{1}{2} \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen } 2\delta_i \right]^2 + \left[ \frac{X_d}{X_q} - \left( \frac{X_d}{X_q} - 1 \right) \text{sen}^2 \delta_i \right]^2}} \quad (2.25)$$

Com  $R=0$ , ficamos com:

$$P_i = I^2 \cdot \frac{1}{2} (X_d - X_q) \text{sen } 2\delta_i \quad (2.26)$$

E o torque é:

$$T_r = \frac{3}{2} p \frac{I^2}{\omega_s} \left[ R + \frac{1}{2} (X_d - X_q) \text{sen } 2\delta_i \right] \quad (2.27)$$

ou, desprezando a resistência,

$$T_r = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{I^2}{\omega_s} (X_d - X_q) \text{sen } 2\delta_i \quad (2.28)$$

Expressando o torque em termos das indutâncias, temos:

$$T_r = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} I^2 \cdot (L_d - L_q) \text{sen } 2\delta_i \quad (2.29)$$

A partir das eq. (2.2) e (2.3), desprezando  $R$ , também podemos escrever:

$$V \cdot \cos \delta = \omega_s \cdot \lambda_d \quad (2.30)$$

$$V \cdot \text{sen } \delta = \omega_s \cdot \lambda_q \quad (2.31)$$

Substituindo estas equações na eq. (2.1), teremos:

$$P = \omega_s \cdot (\lambda_d \cdot I_q - \lambda_q \cdot I_d) \quad (2.32)$$

Deste modo, chegamos a uma expressão para o torque, que, segundo a teoria da máquina de dois eixos, é válida tanto para o motor de indução como para o motor síncrono:

$$T = 3 \cdot \frac{P}{2} (\lambda_d \cdot I_q - \lambda_q \cdot I_d) \quad (2.33)$$

Os fluxos do estator estão relacionados com as correntes da máquina pelas eqs. (2.34) e (2.35):

$$\lambda_d = L_s \cdot I_d + L_m \cdot I_{dr} \quad (2.34)$$

$$\lambda_q = L_s \cdot I_q + L_m \cdot I_{qr} \quad (2.35)$$

onde:

$\lambda_d, \lambda_q$  = enlace de fluxo de e.d. e e.q. do estator

$I_d, I_q$  = correntes de e.d. e e.q. do estator

$I_{dr}, I_{qr}$  = correntes de e.d. e e.q. do rotor

$L_s$  = indutância própria do estator

$L_m$  = indutância magnetizante

$p$  = número de pólos.

Podemos agora deduzir as equações de torque para o motor.

No caso do motor de relutância, as correntes do rotor são nulas sob condições de regime permanente normal, e as equações acima se tornam:

$$\lambda_d = L_d \cdot I_d \quad (2.36)$$

$$\lambda_q = L_q \cdot I_q \quad (2.37)$$

onde  $L_d$  e  $L_q$  são as indutâncias de eixo d e eixo q, e neste caso  $L_d \neq L_q$ . Usando as eqs. (2.36) e (2.37), a eq. (2.33) também pode ser escrita como:

$$T_r = 3 \cdot \frac{P}{2} (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q \quad (2.38)$$

A eq. (2.38) é a mesma eq. (2.27), onde nesta última  $I_d$  e  $I_q$  foram substituídos pelas eqs. (2.21).

Em geral,  $L_d$  e  $L_q$  contêm ambas componentes de dispersão e de magnetização, ou seja,

$$L_d = L_{disp} + L_{md} \quad (2.39)$$

$$L_q = L_{disp} + L_{mq} \quad (2.40)$$

onde  $L_{disp}$  representa a indutância de dispersão. Assim, a eq. (2.38) também pode ser escrita como:

$$T_r = 3 \cdot \frac{P}{2} (L_{md} - L_{mq}) \cdot I_d \cdot I_q \quad (2.41)$$

### 3 Geometrias de rotor estudadas

Neste trabalho várias geometrias de rotor são investigadas utilizando-se o MEF-2D (método de elementos finitos 2D) através do cálculo de suas indutâncias de eixo direto e em quadratura. Estas geometrias são chamadas de projetos e numeradas de 1 a 8, e podem ser vistas nas figuras a seguir. Para todos os projetos foi utilizada a mesma configuração de estator do motor de indução normal. O diâmetro externo acabado para todos eles é de 81.4 mm.

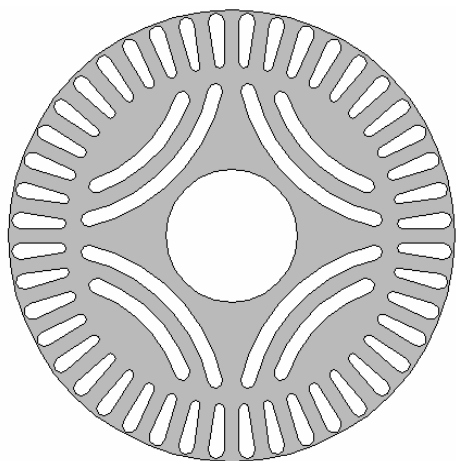


Fig. 3.1. Projeto 1

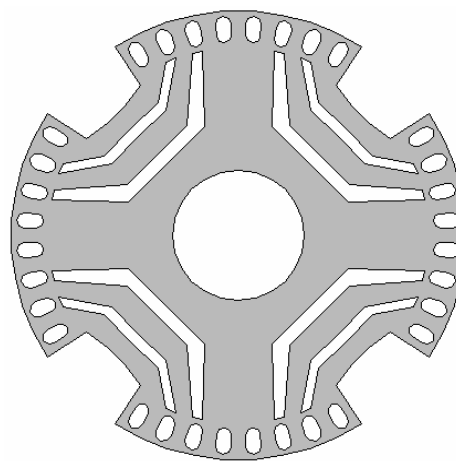


Fig. 3.2. Projeto 2

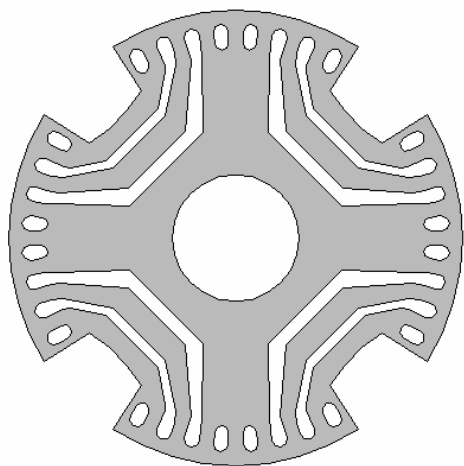


Fig. 3.3. Projeto 3

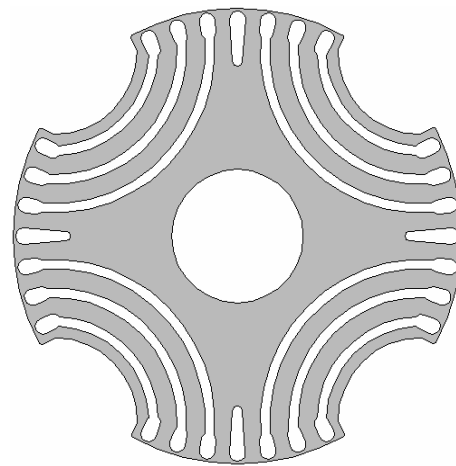


Fig. 3.4. Projeto 4

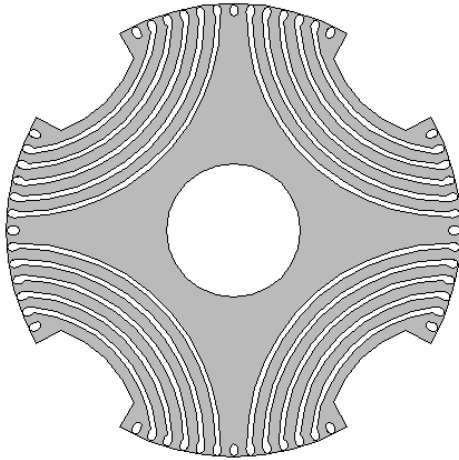


Fig. 3.5. Projeto 5

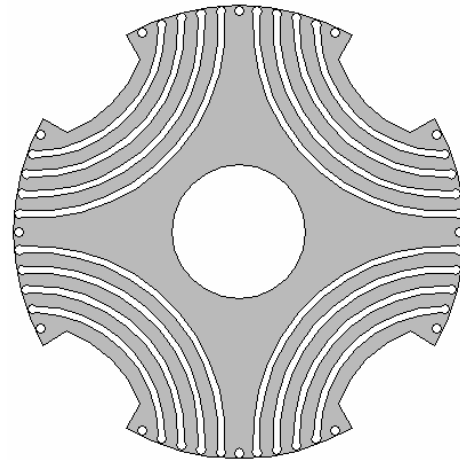


Fig. 3.6. Projeto 6

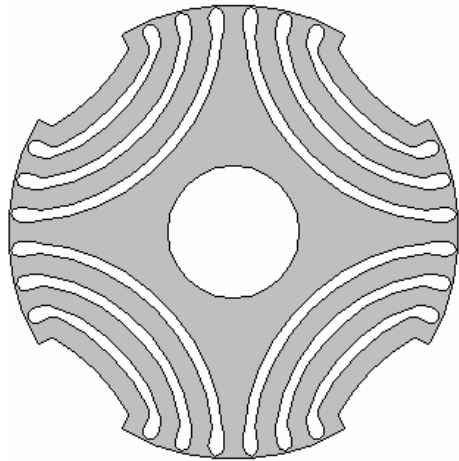


Fig. 3.7. Projeto 7

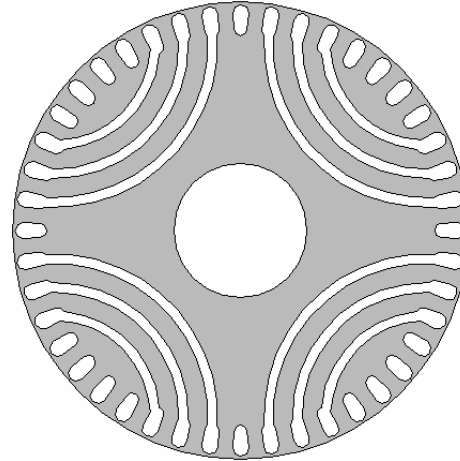


Fig. 3.8. Projeto 8

O projeto 1 mantém as barras de alumínio originais do motor de indução normal, com o acréscimo das barreiras de fluxo, em número de duas por pólo. O projeto 2 utiliza pólos salientes, barras menores, com as barreiras de fluxo mais próximas destas, mas ainda com uma separação (ponte de ferro) entre barra e barreira e com menor número de barras.

Os projetos 3 a 7 apresentam variação no número e nas dimensões das barras e das barreiras de fluxo, sendo que para os projetos 4 a 8, a relação entre a largura das pontes de ferro  $K_{fe}$  e das barreiras de fluxo  $K_{bf}$  é de 0.5.

Os projetos 5 e 6 apresentam as ranhuras do rotor muito pequenas, o que na prática dificulta a injeção do alumínio para a formação das barras, podendo provocar porosidade e até mesmo o rompimento das mesmas. A diferença entre estes dois projetos é que o projeto 5 possui barreiras de fluxo mais estreitas e em maior número. No projeto 7 a largura das barreiras de fluxo ( $K_{bf}$ ) é de 1.92 mm, e a largura das pontes de ferro ( $K_{fe}$ ) é de 3.84 mm.



O projeto 8 não apresenta pólos salientes além do efeito causado pelas barreiras de fluxo, o que facilita a fabricação do rotor. A largura das barreiras de fluxo ( $K_{bf}$ ) é de 1.72 mm, e a largura das pontes de ferro ( $K_{fe}$ ) é de 3.43 mm. Para cada um dos projetos mostrados nas figuras anteriores, os resultados das simulações são discutidos no capítulo seguinte.

## 4 Método de elementos finitos 2D aplicado na análise de máquinas elétricas girantes

### 4.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é utilizar o método elementos finitos 2D (MEF-2D) no projeto de máquinas elétricas [47, 48], com enfoque nos motores de relutância, através do cálculo de parâmetros importantes destas máquinas, ou seja, as indutâncias de eixo direto e em quadratura.

Como primeira aplicação do MEF-2D foram feitas simulações da partida e do funcionamento em regime permanente do motor de indução em carga, bem como a determinação das indutâncias das fases. Embora a teoria dos dois eixos [6, 7, 12, 13, 49] seja também aplicável aos motores de indução, o fato de o rotor ser cilíndrico, simétrico e sem efeitos de pólos salientes, faz com que não exista diferença nas indutâncias dos eixos direto e em quadratura, sendo o torque de relutância nulo neste caso.

Foram também estudados os métodos para medição prática das indutâncias de eixo direto e em quadratura dos motores síncronos (ensaios, circuitos, equipamentos necessários, etc) a partir de informações encontradas em livros [3, 5-7, 11-14] e trabalhos publicados recentemente [32, 34, 35, 43-46, 50].

A técnica de elementos finitos já é bastante difundida, tanto nos meios acadêmico quanto industrial, na análise e no projeto de máquinas elétricas, pois permite calcular e analisar parâmetros com precisão maior do que os métodos analíticos. Também chamado de MEF (Método de Elementos Finitos), ele permite levar em consideração com riqueza de detalhes a geometria da máquina em estudo, bem como as condições de saturação nos materiais magnéticos, e de efeito pelicular nos materiais condutores.

Entretanto o MEF exige dos seus usuários um conhecimento mais aprofundado dos fenômenos a serem estudados, assim como um modelo adequado da máquina em estudo. Especial atenção deve ser dada às condições de contorno do problema, condições de periodicidade e também à qualidade da malha de elementos empregada.

O motor de relutância, objeto de estudo neste trabalho, utiliza o mesmo estator do motor de indução normal de 1,5 cv – 220/380 V – 60 Hz – 4 pólos – carcaça IEC 80, e o seu rotor possui barreiras de fluxo e gaiola de alumínio para partida.

As análises foram feitas com o método de elementos finitos 2D usando o software EFCAD [48] desenvolvido pelo GRUCAD, UFSC, o qual permite modelar qualquer estrutura de máquinas elétricas e leva em consideração a saturação nos materiais ferromagnéticos e as correntes induzidas nos materiais condutores não laminados. Este software faz a resolução simultânea das equações de campo magnético com as equações elétricas do circuito de alimentação do motor, através da adição destas equações à matriz de elementos finitos [46, 51]. Fazem parte do circuito externo as fontes de tensão que alimentam o motor, as resistências dos enrolamentos do estator e as indutâncias das cabeças de bobina, uma vez que estas não podem ser obtidas das análises bidimensionais. As indutâncias das cabeças de bobina foram obtidas do cálculo analítico chamado M2E [60] utilizado na Weg Indústrias S/A para projeto de motores elétricos.

O cálculo da força ou torque é feito com os valores de campo magnético na região do entreferro. As equações que relacionam os torques eletromagnético e mecânico, a velocidade e a posição são:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [T_e - B\omega - T_L] \quad (4.1)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (4.2)$$

onde  $T_e$  é o torque eletromagnético calculado pelo Tensor de Maxwell,  $\omega$  é a velocidade,  $\theta$  é o ângulo de rotação,  $B$  é o coeficiente de atrito,  $T_L$  é o torque de carga e  $J$  é a inércia do rotor. As indutâncias de eixo d e q foram obtidas de simulações estáticas para várias posições do rotor, usando a técnica da banda de movimento [60].

A seguir são abordados os detalhes da modelagem de máquinas elétricas no software de elementos finitos EFCAD. Para isto são feitas algumas análises do motor de indução normal e de um exemplo de motor de relutância, detalhando a preparação do modelo (geometria, condições de contorno, qualidade da malha).

Para o motor de indução foram obtidos valores de corrente, torque e rotação do motor durante o transitório de partida até o regime permanente, e o cálculo das indutâncias da máquina. Para o motor de relutância foram obtidas as indutâncias de eixo direto e em quadratura.

Para as análises transitórias foi utilizado o módulo EFCM do EFCAD, que efetua o cálculo dinâmico com rotação do rotor. Para o cálculo das indutâncias do motor de indução foi usado o módulo EFCS, que efetua o cálculo de campos estáticos, para uma posição definida do rotor. Para o cálculo das indutâncias do motor de relutância foram usados os módulos EFCS e EFCR (cálculo estático para várias posições do rotor).

## 4.2 Preparação dos modelos para simulação

Os procedimentos descritos a seguir para a preparação dos modelos dos motores para simulação são os mesmos para todas as geometrias estudadas. Os modelos representam 1/4 da máquina, e foram desenhados utilizando o programa Autocad, a partir do desenho original da chapa do motor. Os arcos das ranhuras foram simplificados por alguns segmentos de reta, para diminuir o número de pontos no arquivo PRE, sem entretanto afetar significativamente a geometria das ranhuras. Posteriormente os desenhos foram convertidos para o formato utilizado pelo EFCAD (arquivos com extensão PRE) por meio de um programa desenvolvido pelo Depto de P&D da Weg Motores. Como exemplo, a Fig. 4.1 mostra o desenho de 1/4 da geometria do motor de indução.

No total, o estator possui 36 ranhuras e o rotor possui 44 ranhuras. No domínio de estudo, temos 9 ranhuras no estator e 11 ranhuras no rotor. Com o módulo EFM do EFCAD foram atribuídos os materiais às diversas regiões, as fontes, as condições de contorno e de periodicidade. A curva BxH utilizada para as simulações é uma curva obtida experimentalmente na Weg Indústrias S.A., através de medições em um Quadro de Epstein. Como este motor possui 3 ranhuras por pólo e por fase, as fontes foram atribuídas como mostrado na Fig. 4.1.

No diâmetro externo da chapa foi colocada condição de contorno de Dirichlet, uma vez que nesta fronteira o fluxo é paralelo à mesma. Nas duas linhas de simetria foi colocada condição de anti-periodicidade, pois está representado um pólo do motor. Na Fig. 4.2 temos o detalhe do entreferro.

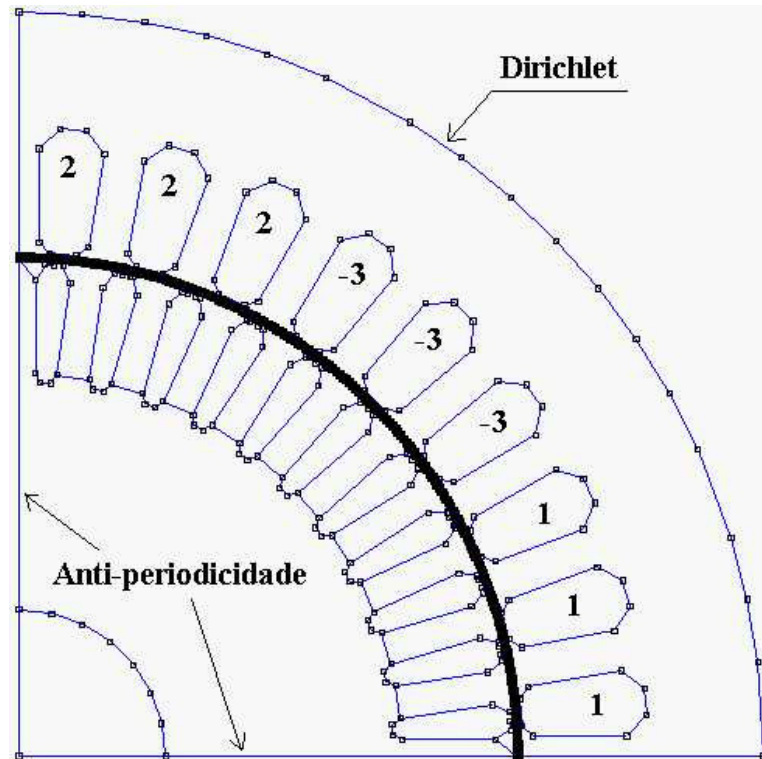


Fig. 4.1. Modelo de 1/4 do motor de indução.

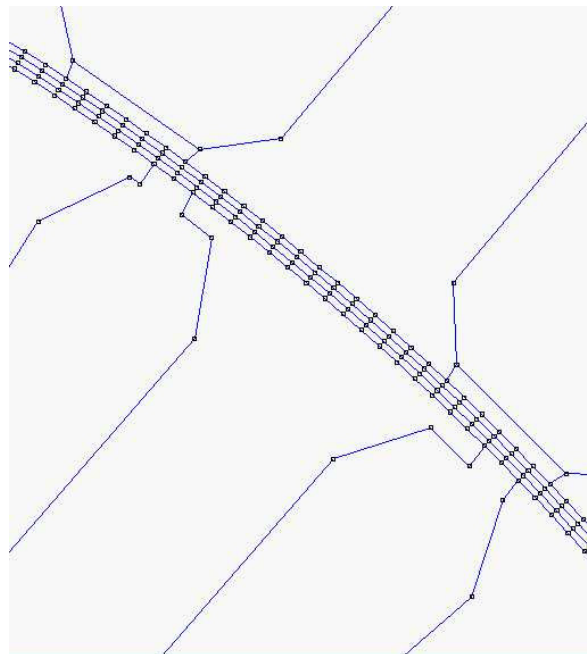


Fig. 4.2. Detalhe do entreferro.

O entreferro foi dividido em três camadas, para a colocação da banda de movimento na camada intermediária. Os arcos do entreferro foram divididos em 180 segmentos. Na Fig. 4.3 vemos a malha utilizada na simulação.

A Fig. 4.4 mostra uma geometria de motor de relutância usada para ilustrar o cálculo das indutâncias. Este motor emprega a mesma chapa do motor de indução, porém foram colocadas no interior do rotor algumas barreiras de fluxo, que serão responsáveis pelo aparecimento do torque de relutância. Os eixos  $d$  e  $q$  estão indicados.

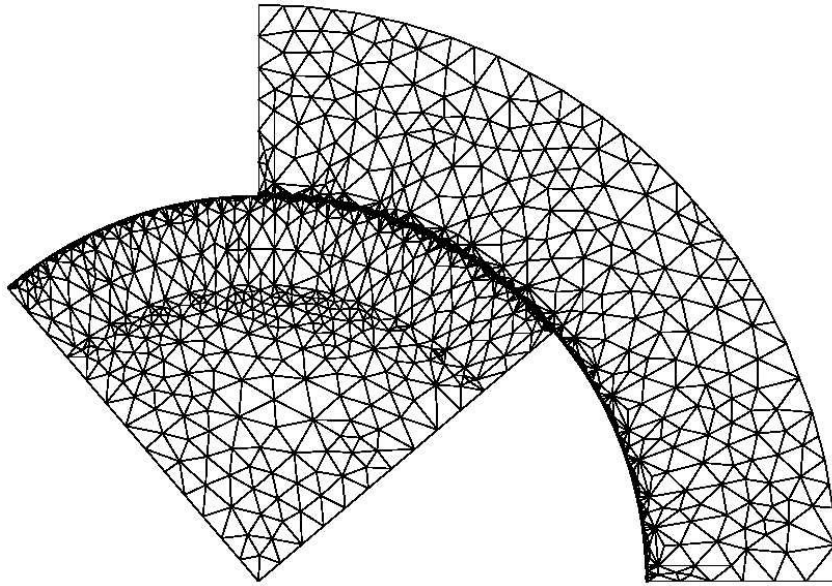


Fig. 4.3. Malha utilizada na simulação do motor de indução.

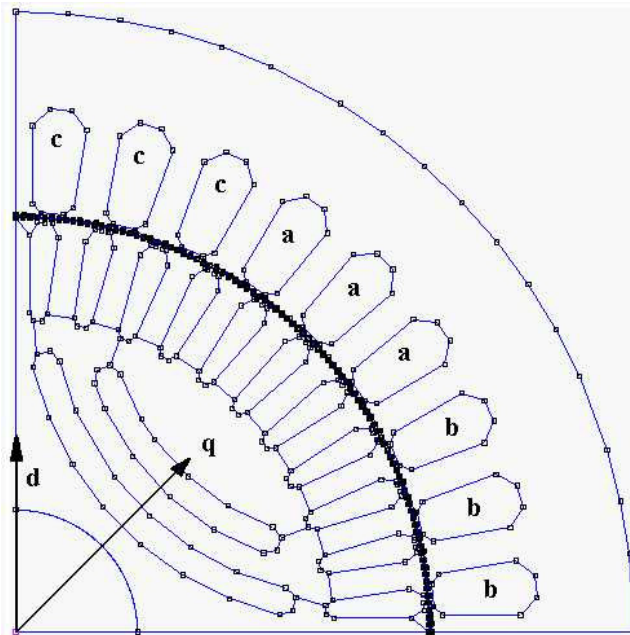


Fig. 4.4. Modelo de 1/4 de um motor de relutância.

Esta geometria não é a melhor, resultando em uma diferença  $L_d-L_q$  baixa, o que resulta em um baixo torque de relutância.

### 4.3 Método de cálculo das indutâncias

Os métodos para obtenção das indutâncias de eixo direto e em quadratura são simulações de testes práticos que podem ser realizados no motor para a medição destes parâmetros. A base para estes métodos é a teoria dos dois eixos [12, 13], desenvolvida sobre uma transformação (matemática) da máquina real (enrolamentos estacionários) em uma máquina equivalente (enrolamentos com referencial no rotor). Esta transformação é obtida de um ponto de vista físico, e não puramente matemático, e é chamada de modelo  $dq0$ . As grandezas trifásicas do estator são transformadas e transferidas a um novo sistema de referência ortogonal e fixo no rotor (modelo de Park), chamado de eixos  $d$  e  $q$ . Este ponto de vista físico será abordado a seguir, sem a intenção de entrar nas deduções das transformações entre eixos de referência, as quais podem ser encontradas em vários livros [6, 7, 12, 13].

O motor síncrono de relutância possui um efeito de pólos salientes, e tem o eixo direto alinhado com o menor entreferro efetivo do motor, enquanto que o eixo em quadratura está alinhado com o maior entreferro efetivo, representado pelas barreiras de fluxo. Estes eixos  $d$  e  $q$  estão fixos no rotor. As forças magnetomotrizes (FMMs) do estator trifásico podem ser decompostas sobre estes dois eixos, de modo a formarem FMMs em quadratura entre si e independentes do tempo, geradas por tensões e correntes em enrolamentos fictícios de eixo direto e em quadratura. Os vetores de ampères-espiras do estator geram uma FMM resultante de magnitude constante que gira no entreferro à velocidade síncrona. Na Fig. 4.5 são mostrados os vetores de ampères-espiras do sistema trifásico real, onde  $k_w$  é o fator de enrolamento,  $N$  é o número real de espiras da fase e  $i_a$ ,  $i_b$ , e  $i_c$  são as correntes.

A Fig. 4.6 mostra os vetores de ampères-espiras dos enrolamentos fictícios  $d$  e  $q$  que criam a mesma FMM resultante do sistema trifásico real, onde  $k_{wd}$  é o fator de enrolamento do enrolamento fictício  $d$ ,  $N_d$  é o número de espiras do enrolamento fictício  $d$  e  $i_d$  é a corrente no enrolamento fictício  $d$ , e similarmente para o enrolamento fictício  $q$ .

Quando o eixo  $d$  está alinhado com eixo da fase  $a$  do estator, conforme Fig. 4.7, toda a FMM produzida pelo estator está sobre o eixo direto.

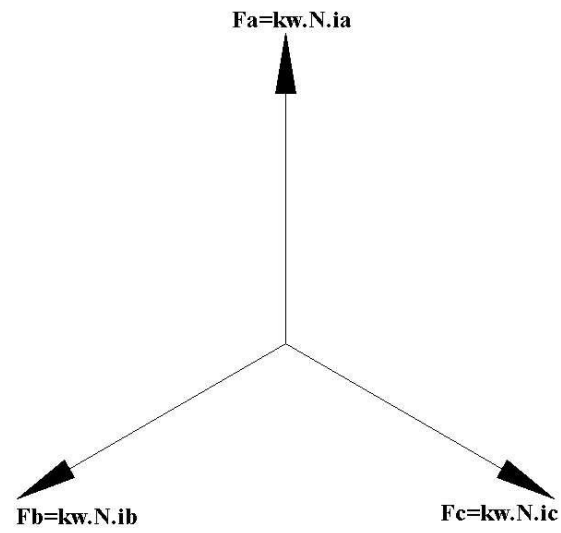


Fig. 4.5. Vetores de ampères-espiras do sistema trifásico real.

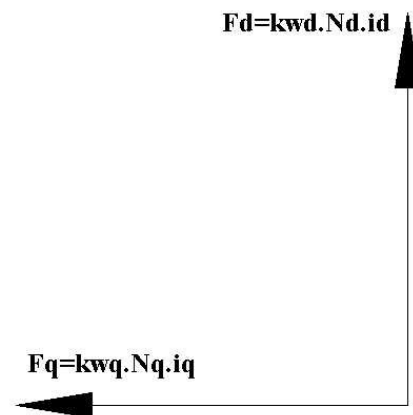


Fig. 4.6. Vetores de ampères-espiras dos enrolamentos fictícios  $d$  e  $q$ .

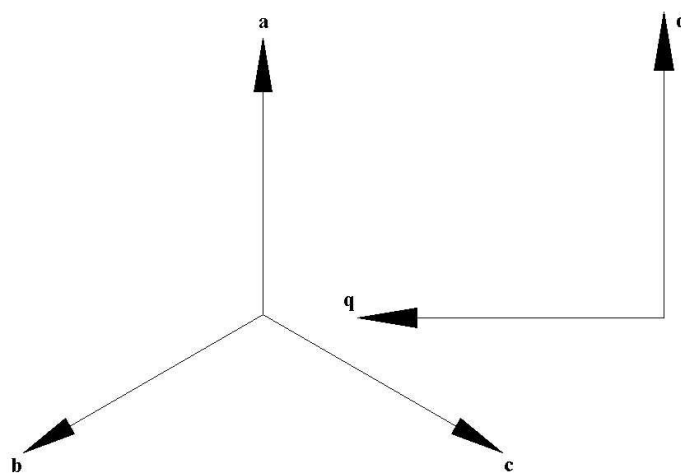


Fig. 4.7. Eixo direto alinhado com o eixo da fase  $a$  do estator.



Nesta condição, a FMM fictícia produzida pelo eixo  $q$  é nula, ou seja, não há componente da FMM do estator sobre este eixo. Podemos assim dizer que somente o enrolamento fictício de eixo direto está energizado. As FMM de eixo  $d$  e  $q$ ,  $F_d$  e  $F_q$ , respectivamente, possuem o mesmo módulo.

Em [13] são desenvolvidas expressões para o cálculo das indutâncias de eixo direto e em quadratura a partir dos valores de indutâncias próprias e mútuas medidos ou calculados para as três fases. As indutâncias de eixo  $d$  e  $q$  também podem ser determinadas diretamente, através de ligações especiais das fases da máquina, que é o método estudado neste trabalho.

Quando as fases do motor são conectadas como na Fig. 4.8a e b, os valores de indutância própria são proporcionais aos valores de  $L_d$  e  $L_q$ , respectivamente. Estes fatores de proporcionalidade são  $2/3$  para  $L_d$  e  $1/2$  para  $L_q$ .

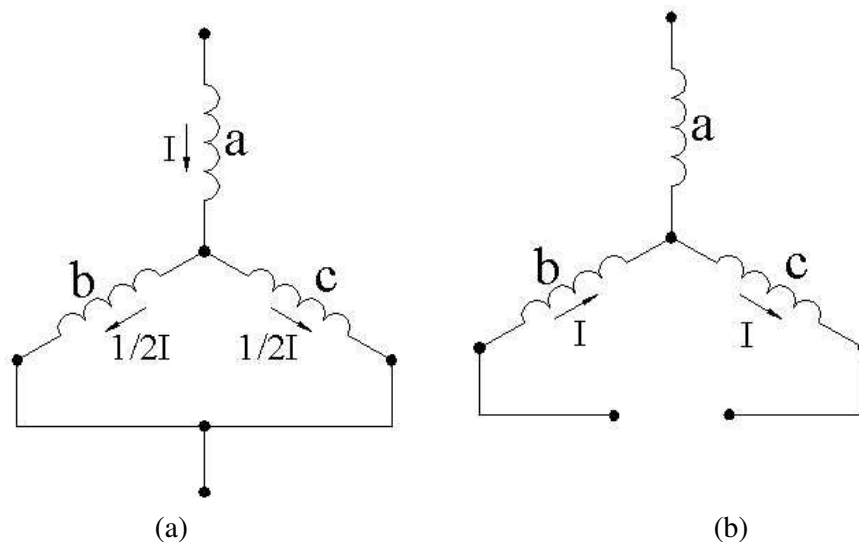


Fig. 4.8. Ligação das fases para a determinação da (a) indutância de eixo direto e (b) indutância de eixo em quadratura.

Com as fases conectadas como na Fig. 4.8a, obtém-se um fluxo como na Fig. 4.9. Nesta situação somente o enrolamento fictício de eixo direto é percorrido por corrente e produz a FMM da máquina. Com as fases conectadas como na Fig. 4.8b, obtém-se um fluxo como na Fig. 4.10. Nesta situação somente o enrolamento fictício de eixo em quadratura é percorrido por corrente e produz a FMM da máquina.

Entretanto, como já foi mencionado, pode-se também utilizar a ligação mostrada na Fig. 4.8b para a determinação da indutância de eixo  $d$ . Este caso é mostrado nas Fig. 4.11 e Fig. 4.12. Na Fig. 4.11 (simulação estática sem rotação) o eixo  $q$  do rotor está alinhado com o eixo da fase  $a$ . Mas não é prático fazê-lo com simulações estáticas, porque requer dois modelos do motor (Fig. 4.10 e Fig. 4.11).

O caso estático (densidade de corrente constante) com rotação permite que, com apenas um modelo da máquina (Fig. 4.12), seja possível determinar tanto  $L_d$  como  $L_q$  através do sistema mostrado na Fig. 4.8b. Este será o método empregado a seguir no estudo das diferentes topologias de rotor.

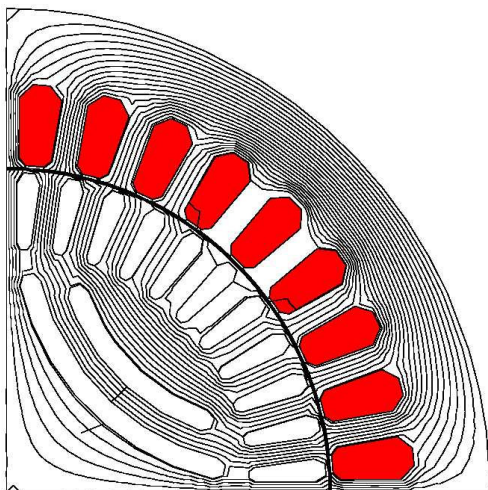


Fig. 4.9. Fluxo de eixo  $d$  (EFCS)

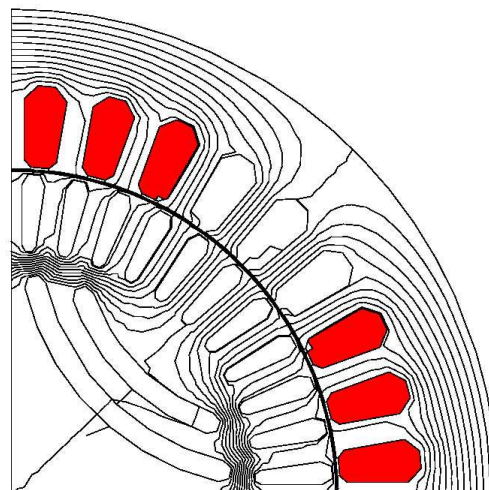


Fig. 4.10. Fluxo de eixo  $q$  (EFCS)

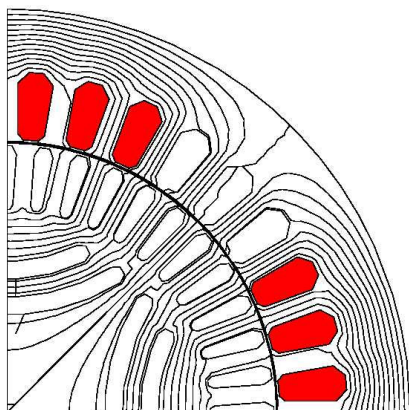


Fig. 4.11. Fluxo de eixo  $d$  (montagem)

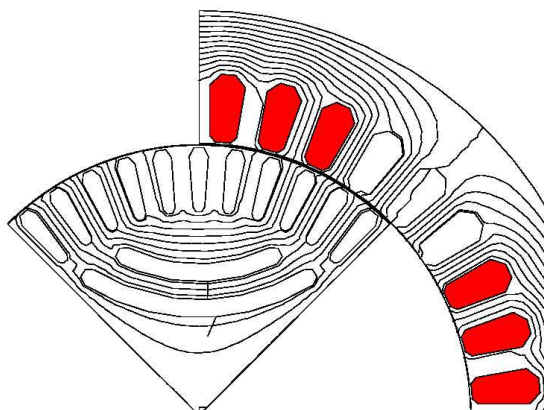


Fig. 4.12. Fluxo de eixo  $d$  obtido do EFCR

#### 4.4 Procedimento de cálculo de indutâncias para um motor de indução trifásico

Para o cálculo das indutâncias do motor foi usado o módulo EFCS do EFCAD, que realiza o cálculo estático de campos. Para isto foi feita uma simulação considerando uma densidade de corrente referente à corrente nominal do motor. Com o módulo pós-processador EFGN do EFCAD foram obtidos os valores das indutâncias próprias das três fases, incluindo a dispersão, exceto a de cabeça de bobina. Os valores obtidos devem ser multiplicados por 4, que é o número de setores simétricos da máquina. A indutância de dispersão foi calculada através da simulação do motor sem o rotor, pois nesta condição todo o fluxo do estator é disperso. Os valores encontrados foram:

Indutância total da fonte 1:  $L = 0,310$  H

Indutância total da fonte 2:  $L = 0,322$  H                      Valor médio: 0,314 H

Indutância total da fonte 3:  $L = 0,312$  H

Indutância de dispersão:  $L_{disp} = 0,014$  H (exceto cabeça de bobina)

#### 4.5 Procedimento de cálculo de indutâncias $L_d$ e $L_q$ de um motor de relutância

Para o cálculo destas indutâncias pode-se usar tanto o cálculo estático para uma posição (cálculo sem rotação, módulo EFCS do programa EFCAD) como o cálculo estático para várias posições (cálculo com rotação, módulo EFCR do programa EFCAD). No primeiro caso são necessárias duas simulações, uma para cada posição de alinhamento - eixos  $d$  e  $q$  alinhados com os pólos do estator - a partir do mesmo modelo (Fig. 4.4). Este modelo é simples, pois não necessita de banda de movimento no entreferro.

No segundo caso são realizadas várias simulações, pois o módulo EFCR faz automaticamente uma simulação estática para cada posição especificada para o rotor, isto é, para cada posição de alinhamento dos eixos  $d$  e  $q$  com os pólos do estator. Destas simulações obtém-se uma curva de indutância em função da posição do rotor. O modelo é mais elaborado, pois é necessário uma banda de movimento no entreferro, e o tempo total de simulação é maior.

A seguir serão discutidos em mais detalhes cada um destes métodos.

### 4.5.1 Cálculo estático sem rotação

Usando o cálculo estático sem rotação pode-se obter o valor de indutância dos enrolamentos, o qual deve ser multiplicado por quatro para dar o valor da indutância total do enrolamento todo, pois a simulação considerou apenas 1/4 da máquina. Na Fig. 4.4, estão indicadas as fases do motor. Em relação à Fig. 4.1, a fase *a* corresponde à fonte -3, a fase *b* corresponde à fonte 1 e a fase *c* corresponde à fonte 2.

Segundo esta convenção, o eixo direto do rotor está alinhado com o centro da fase *a*. Para obter a indutância de eixo direto, pode-se alimentar a fonte -3 (fase *a*) com uma densidade de corrente *J* de 1 p.u. (onde 1 p.u. representa o valor de densidade de corrente nominal do motor) e as demais com *J* igual a 0,5 p.u. Desta maneira a fase *a* está ligada em série com o paralelo das fases *b* e *c*. Teremos um fluxo circulando pelo eixo direto do rotor, como na Fig. 4.9. A indutância de eixo direto é então 2/3 do valor da indutância equivalente das três fases:

$$L_d = \frac{2}{3} \left[ L_a + \left( \frac{L_b \cdot L_c}{L_b + L_c} \right) \right] \quad (4.3)$$

Ou, aproximadamente,

$$L_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{3}{2} L_a = L_a = L_b = L_c \quad (4.4)$$

Geralmente as indutâncias das fontes resultam um pouco diferentes.

Para a obtenção da indutância de eixo em quadratura, alimenta-se a fase *c* com *J* igual a 1 p.u. e fase *b* com *J* igual a -1 p.u. Desta maneira as fases *c* e *b* estão ligadas em série. Podemos chamar, no modelo para simulação, a fase *b* de fonte 1 e a fase *c* de fonte -1. Assim teremos um fluxo circulando pelo eixo em quadratura do rotor, como na Fig. 4.10. A indutância de eixo em quadratura é então 1/2 do valor da indutância total da fonte 1 (que representa duas fases em série). Ou seja,

$$L_q = \frac{1}{2} (L_b + L_c) = L_b = L_c \quad (4.5)$$

Geralmente as indutâncias das fases resultam um pouco diferentes.

O cálculo da indutância de eixo direto também pode ser feito conforme mencionado acima, ligando duas fases em série. Para isto, o eixo *q* do rotor da Fig. 4.4 deveria estar alinhado com o centro da fase *a*, como na Fig. 4.11.

Deste modo, ligando as fases *b* e *c* em série, o fluxo se estabelecerá no eixo direto. Mas para isto, necessitaríamos de outro modelo (desenho diferente). Uma explicação mais detalhada sobre os métodos empregados acima para a determinação de  $L_d$  e  $L_q$  será dada mais adiante neste trabalho.

A densidade de corrente empregada nas simulações foi  $J = 3,28 \text{ A/mm}^2$ . Valores encontrados:

Da simulação da Fig. 4.9:

$$L_a = 0,307 \text{ H}$$

$$L_b = 0,307 \text{ H}$$

$$L_c = 0,307 \text{ H}$$

Deste modo temos:

$$L_d = 0,307 \text{ H}$$

Da simulação da Fig. 4.10:

$$L_{\text{fonte 1}} = L_b + L_c = 0,368 \text{ H}$$

Deste modo temos:

$$L_q = 0,184 \text{ H}$$

Assim:

$$L_d/L_q = 1,66$$

$$L_d - L_q = 0,123 \text{ H}$$

#### 4.5.2 Cálculo estático com rotação

Usando o cálculo estático com rotação pode-se proceder de maneira semelhante ao cálculo da indutância de eixo em quadratura citado anteriormente, ou seja, ligando as fases *b* e *c* da Fig. 4.4 em série, como uma única fonte 1. Pode-se dividir a banda de movimento no entreferro, por exemplo, em 90 divisões, e fazer a simulação em 45 passos de 1 grau, ou seja, 45 graus de deslocamento do rotor. Deste modo, na posição inicial do rotor, semelhante à Fig. 4.10, o fluxo produzido pelo estator circula pelo eixo em quadratura do rotor, e à medida que o rotor é deslocado, o fluxo vai passando para o eixo direto, o que é conseguido na posição final, mostrada na Fig. 4.12.

Esta simulação gera uma curva de indutância do enrolamento representado pela fonte 1 em função da posição do rotor, mostrada na Fig. 4.13. A indutância de eixo *d* é metade do valor máximo da curva, e o valor da indutância de eixo *q* é metade do valor mínimo da curva.

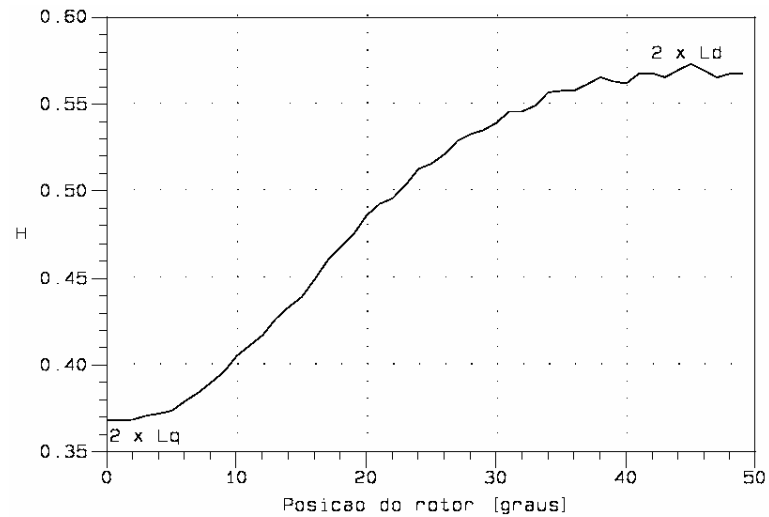


Fig. 4.13. Curva de indutância gerada pelo EFCR.

Valores encontrados:

Indutância de eixo  $d$ :  $L_d = 0,2865$  H

Indutância de eixo  $q$ :  $L_q = 0,184$  H

$L_d/L_q = 1,55$

$L_d - L_q = 0,1025$  H

Nestes dois métodos, o valor encontrado para a indutância de eixo  $q$  foi o mesmo, mas para o eixo  $d$  foi ligeiramente diferente (7%). Esta diferença nos valores encontrados deve-se à diferença entre os métodos de cálculo empregados.

## 5 Métodos para medição de indutâncias

### 5.1 Introdução

Como o desempenho de uma máquina depende de seus parâmetros, é importante que estes sejam determinados da forma mais precisa possível. A literatura sobre a determinação dos parâmetros das máquinas síncronas convencionais por métodos clássicos é bastante rica.

Neste capítulo pretende-se estudar os métodos aplicados na determinação experimental das indutâncias de eixo direto e em quadratura dos motores de relutância.

Testes para a determinação das indutâncias síncronas dos motores síncronos foram desenvolvidos para serem realizados com a máquina parada, chamados testes estacionários (*standstill tests*) [12, 13, 26, 32-35, 50, 52, 54-58] e com a máquina girando, chamados testes em funcionamento (*running tests*) [26, 33, 35, 44, 53, 59, 61]. Como exemplo de testes estacionários temos o teste da ponte de indutâncias c.c., o teste de resposta em frequência, o teste c.a., o teste do enlace de fluxo instantâneo e o teste de torque c.c. Como exemplo de teste em funcionamento temos o teste em vazio, o teste de escorregamento, o teste de fator de potência zero, o teste de motor em carga e o método do círculo. Os diferentes métodos foram comparados em [35].

Ao contrário dos testes em funcionamento, os testes estacionários geralmente não requerem equipamentos especiais para sua realização, têm implementação laboratorial relativamente simples e são comumente usados para a medição de  $L_d$  e  $L_q$  de máquinas c.a. de pólos salientes. Também apresentam baixa sensibilidade às perdas no ferro (com exceção do teste c.a.) e, portanto, são mais precisos.

### 5.2 Teste da ponte de indutâncias c.c.

O teste da ponte de indutâncias c.c. [13] (ou simplesmente teste da ponte c.c.) tem como princípio básico a obtenção das indutâncias a partir de medições da variação no enlace de fluxo enquanto a corrente da máquina é aumentada desde zero até um certo

valor, com os enrolamentos da máquinas conectados como na Fig. 4.8a ou b. Para medir diretamente o fluxo, a tensão de fase é integrada usando um galvanômetro balístico ou um fluxímetro.

Em condições balanceadas de operação em regime permanente, a FMM resultante das três fases do estator é constante em módulo e estacionária em relação aos eixos  $d$  e  $q$  do rotor. As indutâncias que governam o desempenho da máquina sob estas condições são indutâncias síncronas de corrente contínua. Elas devem, portanto, ser medidas com corrente contínua. As medições são complicadas pela presença do enrolamento de rotor (gaiola em curto-circuito). Os enrolamentos das fases do estator podem ser vistos como o primário de um transformador, para o qual o enrolamento do rotor representa um secundário inacessível, em curto-circuito. Qualquer tentativa de medir indutâncias síncronas através de testes estacionários usando corrente alternada irá falhar completamente, uma vez que apenas a indutância de curto-circuito será medida, enquanto que o que se quer é a indutância de circuito aberto. Esta dificuldade é eliminada com o uso da ponte de indutâncias c.c.

Este teste pode ser aplicado em motores com gaiola no rotor, pois inicialmente as correntes do rotor são zero, e após os transitórios devido à variação da corrente no estator, as correntes do rotor retornam novamente para zero. Deste modo, a integral da tensão induzida no estator pelas correntes do rotor é zero. Pode ser aplicado em motores de ímãs permanentes. Apresenta a característica de não ser afetado por perdas de correntes parasitas e variações na resistência do estator, a qual é compensada pelo circuito em ponte. Uma limitação deste teste é a susceptibilidade às perdas histeréticas e desbalanceamento da ponte de Wheatstone devido a erros de medição.

Em [54] este método foi utilizado para medir as indutâncias de um motor de relutância chaveado, implementando um sistema computacional de aquisição das formas de onda de tensão e corrente e da posição do rotor, para digitalmente determinar o enlace de fluxo e a indutância do enrolamento em função da corrente e da posição do rotor.

Em [52] foi apresentado um método semelhante para medir a indutância magnetizante de motores de indução. Este método é também deduzido em [13]. Aplica-se um degrau de tensão a uma fase e utiliza-se a tensão de circuito aberto de outra fase para determinar a sua indutância magnetizante, sendo portanto independente da resistência do enrolamento sob teste. Esta tensão é integrada para estimar o enlace de fluxo do enrolamento. Este método mede apenas a indutância magnetizante, e não a indutância



própria, que é a soma da indutância magnetizante e da dispersão de estator. Os efeitos de perdas no ferro são minimizados em comparação com o teste em funcionamento em vazio devido ao uso de excitação c.c.

### 5.2.1 Procedimento para realizar o teste c.c.

A seguir é demonstrado este método. Consideremos um circuito onde temos a associação em paralelo de uma fonte de corrente  $A$ , uma chave  $S$ , um resistor  $R$ , um indutor  $L$  e um integrador de tensão  $\psi$ . Inicialmente a chave está fechada e, idealmente, carrega a corrente total  $I$  da fonte (curto-circuito). Quando a chave é aberta a corrente se redistribui no circuito em uma parcela  $i$  que circula pelo resistor e uma parcela  $i'$  que circula pelo indutor, de tal forma que a corrente total  $I$  é a soma de  $i$  e  $i'$ .

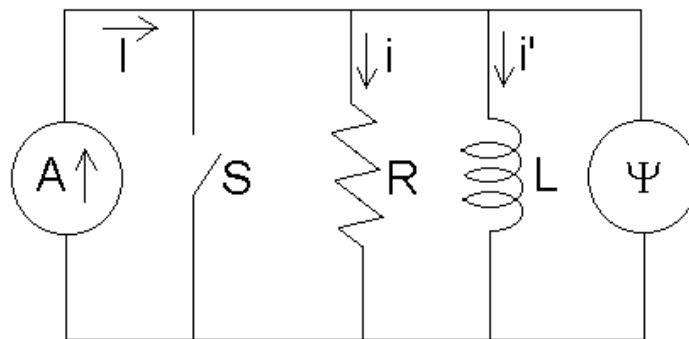


Fig. 5.1 Circuito RLC paralelo.

A tensão sobre o integrador é então:

$$v = L \frac{di}{dt} = Ri' = R(I - i) \quad (5.1)$$

$$R.I = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (5.2)$$

Considerando que a condição inicial para  $t = 0$  seja  $i = 0$ , a solução para a equação é

$$i = I(1 - e^{-(R/L)t}) \quad (5.3)$$

A tensão sobre o integrador é dada por

$$v = L \frac{di}{dt} = RIe^{-(R/L)t} \quad (5.4)$$

e a integral de tensão é

$$\Psi = \int_0^{\infty} v \cdot dt = L \cdot I \quad (5.5)$$

O integrador, então, lê  $\Psi$  e a indutância é dada por

$$L = \frac{\Psi}{I} \quad (5.6)$$

Fisicamente, o integrador pode ser tanto um galvanômetro balístico com um resistor em série quanto um fluxímetro. Um aspecto interessante do fluxímetro é que ele pode ser calibrado aplicando-se uma tensão constante  $V$  durante um tempo conhecido  $T$ . A leitura do instrumento é então diretamente proporcional ao produto  $V \cdot T$ . Se a tensão é variante no tempo, então a leitura é proporcional a  $\int v \cdot dt$ . O fluxímetro então lê  $\Psi$  em volt-segundos, comumente chamado de enlace de fluxo.

Este procedimento falha na prática, uma vez que é impossível termos um indutor puro. Todo indutor possui uma resistência  $R'$ , e por menor que seja esta resistência, sempre haverá uma tensão  $R'I$  através da bobina. Uma vez que o integrador está integrando esta tensão, a sua leitura não é mais a grandeza desejada. Como no caso de máquinas pequenas o valor da resistência da bobina não pode ser desprezado, a solução é compensar a resistência do enrolamento em teste.

Isto leva ao uso de um circuito em ponte, como o mostrado na Fig. 5.2. Este circuito foi desenvolvido por Jones [13] em 1958. De maneira independente, o mesmo circuito foi desenvolvido por Prescott e El-Karashi em 1959. A diferença é que o primeiro usou um galvanômetro balístico como detector, e o segundo usou um fluxímetro.

Neste circuito temos uma fonte de tensão c.c. representada por  $V$ , um resistor variável para controlar a corrente, resistores  $R2$ ,  $R3$  e  $R4$  não indutivos, uma chave geral  $S1$ , duas chaves  $S2$  e  $S3$  para fazer as leituras nos instrumentos, um amperímetro representado por  $I$ , um voltímetro  $v$  para verificar o balanceamento da ponte e um fluxímetro representado por  $\Psi$  para fazer a medição do enlace de fluxo.

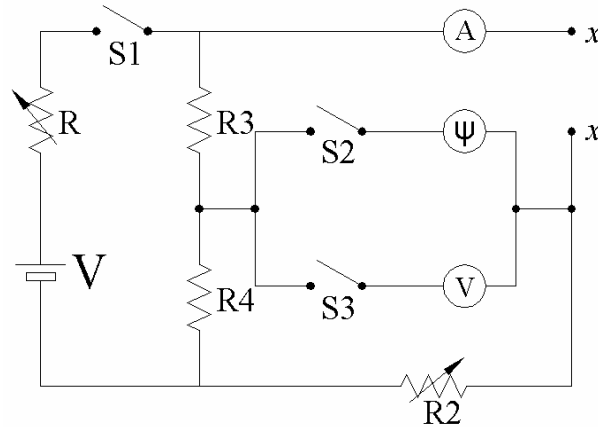


Fig. 5.2. Ponte c.c. para medição da indutância síncrona própria.

O enrolamento a ser acoplado nos terminais  $xx$  da ponte de indutâncias possui indutância própria  $L$  e resistência  $R1$ . A ponte é então balanceada através de  $R2$ , e faz-se circular uma corrente  $I$  pelo enrolamento. A ponte está balanceada quando a leitura do voltímetro for zero.

Quando a chave  $S1$  é aberta, a corrente no circuito indutivo permanecerá instantaneamente no valor  $I$  e depois cairá exponencialmente até zero. Seja  $v$  a tensão instantânea através da ponte durante este período transitório. Deste modo, a corrente que atravessa os resistores  $R3$  e  $R4$  é:

$$i_{R3,R4} = \frac{v}{R3 + R4} \quad (5.7)$$

e a tensão instantânea sobre o resistor  $R3$  será:

$$v_{R3} = \left( \frac{R3}{R3 + R4} \right) v \quad (5.8)$$

Do mesmo modo, a tensão sobre o resistor  $R2$  e o enrolamento em teste ( $R1$ ) é:

$$v = (R1 + R2)i + L \frac{di}{dt} \quad (5.9)$$

de modo que a corrente será:

$$i = \frac{v}{R1 + R2} - \frac{1}{R1 + R2} L \frac{di}{dt} \quad (5.10)$$

e a tensão instantânea sobre  $R2$  será:

$$v_{R2} = \frac{R2}{R1 + R2} v - \frac{R2}{R1 + R2} L \frac{di}{dt} \quad (5.11)$$

Uma vez que a ponte esteja balanceada, temos a relação

$$\frac{R3}{R4} = \frac{R2}{R1} \quad (5.12)$$

de modo que a tensão instantânea  $v_g$  sobre o fluxímetro  $\Psi$  é a diferença entre as tensões sobre  $R2$  e  $R3$ , e é dada por:

$$v_g = -\frac{R2}{R1 + R2} L \frac{di}{dt} \quad (5.13)$$

A deflexão do fluxímetro é proporcional à integral no tempo da tensão  $v_g$  sobre ele, de modo que:

$$\Psi = \int_0^{\infty} v_g .dt = -\frac{R2}{R1 + R2} L \int_0^{\infty} \frac{di}{dt} .dt = -\frac{R2}{R1 + R2} L \int_I^0 di = \frac{R2}{R1 + R2} L.I \quad (5.14)$$

A indutância própria medida é assim dada pela expressão:

$$L = \left( \frac{R1 + R2}{R2} \right) \frac{\Psi}{I} \quad (5.15)$$

Se  $R3$  e  $R4$  forem iguais e a ponte for balanceada variando-se  $R2$  ( $R2 = R1$ ), então temos que:

$$L = 2 \frac{\Psi}{I} \quad (5.16)$$

Se os efeitos de histerese forem significativos, então é preferível reverter a fonte de tensão da ponte ao invés de desligá-la. A mudança da corrente é então  $2.I$  e a fórmula anterior necessita ser dividida por 2.

Quando as fases do motor são ligadas como na Fig. 4.8a e b e são conectadas aos terminais  $xx$  no circuito em ponte da Fig. 5.2, os valores de  $L_d$  e  $L_q$ , respectivamente, podem ser determinados. Para a conexão mostrada na Fig. 4.8a, o valor de indutância de eixo direto é:

$$L_d = \frac{2}{3} L \quad (5.17)$$

Para a conexão mostrada na Fig. 4.8b, o valor de indutância de eixo em quadratura é:

$$L_q = \frac{1}{2} L \quad (5.18)$$

A vantagem da ponte de indutâncias é que ela mede a indutância própria, ou indutância de circuito aberto, mesmo havendo um circuito secundário curto-circuitado. Isto porque os valores inicial e final da corrente transitória de secundário são zero. A integral no tempo da tensão induzida no primário pela corrente do secundário é nula.

### 5.3 Teste c.a.

O teste c.a. [13, 35, 59] é equivalente ao teste em vazio. Devido à sua simplicidade, é bastante utilizado para medir indutância em motores axialmente laminados e motores de pólos salientes sem gaiola no rotor. Ele permite determinar as indutâncias próprias de eixo direto e em quadratura. O teste é conduzido com os enrolamentos da máquina conectados como na Fig. 5.3, com o neutro acessível. Aplica-se uma tensão senoidal ao circuito e mede-se a tensão  $V$  e a corrente  $I$  na fase  $a$ . Após cada medição, mede-se o valor da resistência de fase  $R$  para levar em conta variações devido ao aquecimento do enrolamento.

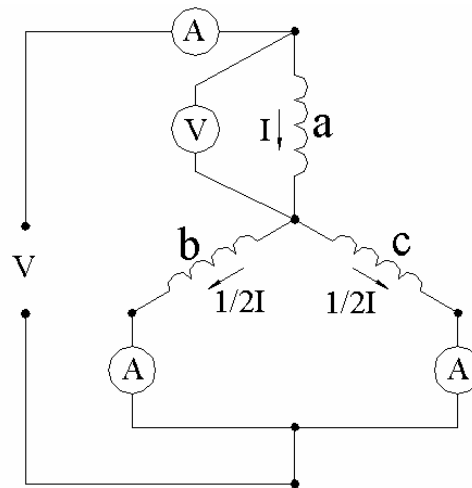


Fig. 5.3. Circuito para medir indutâncias e posicionar o rotor.  
Com os valores medidos, calcula-se a indutância:

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V}{I}\right)^2 - R^2} \quad (5.19)$$

onde  $\omega$  é a velocidade síncrona.

Conforme explicado no parágrafo 4.3, se o rotor estiver com o eixo  $d$  alinhado com o eixo da fase  $a$ , calcula-se  $Ld$ ; se o eixo  $q$  do rotor estiver alinhado com o eixo da fase  $a$ , calcula-se  $Lq$  da seguinte maneira:

$$L_{d,q} = \frac{2}{3}L \quad (5.20)$$

Este teste oferece precisão satisfatória apenas sob condições de operação não saturadas, e é bastante afetado pelas perdas no ferro. Para máquinas pequenas, a fórmula acima é satisfatória. Entretanto, este teste não pode ser aplicado em máquinas que possuam enrolamentos curto-circuitados no secundário (rotor em gaiola ou enrolamentos amortecedores), pois assim a indutância de curto-circuito estará sendo medida, e não a indutância de circuito aberto. Também não é muito útil para testes em motores de ímãs permanentes.

Com o rotor removido do motor, este teste pode ser aplicado para medir a indutância de dispersão do estator  $L_{disp}$ , uma vez que sem o rotor todo o fluxo produzido pelo estator é disperso. Este teste deve ser feito com tensão reduzida para limitar a corrente nos enrolamentos.

### 5.3.1 Procedimento para obtenção da indutância de dispersão do estator

Os enrolamentos do estator são ligados como na Fig. 5.3. Aplica-se tensão para fazer circular corrente nominal, e faz-se a leitura de tensão e corrente. Após cada leitura, mede-se a resistência da ligação. Para evitar erros na medição da resistência devido à variação da temperatura dos enrolamentos, pode-se fazer várias medições de resistência a intervalos cronometrados. Depois, com os pontos plotados em um gráfico, extrapolar a curva obtida para o instante zero, que é o instante em que as leituras de tensão e corrente foram feitas.

Para cada valor de tensão e corrente,  $L_{disp}$  é calculada como segue:

$$L_{disp} = \frac{2}{3} \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V}{I_o}\right)^2 - R^2} \quad (5.21)$$

## 5.4 Teste em vazio

Este teste é bastante simples e é comumente usado para a medição da indutância própria de eixo direto tanto de motores síncronos com partida da rede como de velocidade variável (acionados por inversor de frequência).

O motor síncrono de relutância funcionando em vazio apresenta perdas no ferro, perdas mecânicas e perdas Joule no enrolamento do estator. Estas perdas podem ser representadas por uma pequena carga acoplada ao eixo de um motor ideal, sem perdas. Deste modo, o eixo  $d$  do rotor fica aproximadamente alinhado com o eixo da FMM do estator, havendo na prática um pequeno ângulo de defasagem entre eles (ângulo de carga). A precisão da determinação de  $L_d$  é portanto afetada por estas perdas.

Neste teste, a máquina é alimentada com tensão e frequência nominais, em vazio [35, 44, 51]. Nesta condição o eixo direto do rotor está alinhado com os pólos do estator. Através da medição da corrente e da resistência do enrolamento, a indutância de eixo direto pode ser calculada:

$$L_d = L_{m_d} + L_{disp} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V}{I_o}\right)^2 - R^2} \quad (5.22)$$

onde  $V$  é a tensão de fase em vazio,  $I_o$  é a corrente de fase vazio,  $R$  é a resistência de fase do enrolamento,  $\omega$  é a velocidade síncrona e  $L_{disp}$  é a indutância de dispersão do estator.

Um teste similar, conhecido como teste de torque zero, pode ser usado para determinar a indutância de eixo  $q$ , desde que se garanta que o eixo  $q$  esteja alinhado com os pólos do estator. Isto não acontece espontaneamente, mas pode ser conseguido com um arranjo laboratorial um tanto complicado. Usando outro motor síncrono ou c.c. como máquina primária acoplado ao motor em teste, faz-se os dois girarem no mesmo sentido. O motor de relutância deve estar acoplado à máquina primária com o seu eixo  $q$  alinhado com os pólos do estator, sendo mantido nesta condição pela máquina primária, que deve ter torque suficiente para não permitir que o rotor do motor em teste entre em alinhamento com o eixo direto. Procede-se então da mesma maneira que no teste para a determinação de  $L_d$ . Este teste é um tanto difícil de ser realizado, porque o torque zero no eixo  $q$  é instável, e pequenas oscilações neste eixo introduzem erro nas medições [44].

#### 5.4.1 Procedimento para a realização do teste em vazio

Este teste pode ser feito para diferentes valores de corrente do motor, além da corrente nominal. Em cada teste mede-se o valor da tensão e corrente de fase. Logo após desligar o motor, é medido o valor da resistência do enrolamento. Para levar em consideração variações em função do aquecimento dos enrolamentos, as medições de resistência são feitas como descrito para o teste c.a. sem rotor. É recomendável deixar o

motor funcionando em vazio por algum tempo antes de iniciar o teste para que ele já fique aquecido, minimizando assim as variações devido à temperatura. A partir destes dados, a indutância é facilmente obtida como segue:

$$Z_d = \frac{V}{I_o} \quad (5.23)$$

$$Z_d = \sqrt{X_d^2 + R^2} \quad (5.24)$$

$$X_d = \sqrt{Z_d^2 - R^2} \quad (5.25)$$

$$X_d = \sqrt{\left(\frac{V}{I_o}\right)^2 - R^2} \quad (5.26)$$

$$L_d = \frac{X_d}{\omega} \quad (5.27)$$

$$L_d = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V}{I_o}\right)^2 - R^2} \quad (5.28)$$

$$L_d = L_{md} + L_{disp} \quad (5.29)$$

onde  $Z_d$  é a impedância de eixo  $d$  e os demais termos já foram mencionados anteriormente.



## 6 Resultados das simulações

Os resultados das simulações estáticas para a determinação das indutâncias próprias dos enrolamentos do motor de indução normal estão mostrados no parágrafo 4.4. A seguir são mostrados os resultados das simulações estáticas e dinâmicas para os diferentes projetos de motor de relutância.

### 6.1 Simulações estáticas para os motores de relutância estudados

Para todas as geometrias analisadas é mostrada a carta de fluxo para o eixo em quadratura e as curvas de indutância e de torque estático. O cálculo estático dos campos é feito para 50 diferentes posições do rotor em relação ao estator, desde 0 até 50°, com passo de 1°, onde o ângulo 0 corresponde à posição do rotor mostrada na Fig. 4.10. Ou seja, os pólos magnéticos permanecem estacionários e faz-se girar o rotor desde a posição de alinhamento com o eixo em quadratura até a posição de alinhamento como eixo direto (Fig. 4.12). Os resultados das simulações para os oito projetos são mostrados no Anexo A.

#### 6.1.1 Comparação entre os projetos

A Tabela 6.1 mostra os valores de indutância obtidos para cada projeto, na condição de corrente nominal do motor de indução (2.8A), bem como a relação de saliência e a diferença  $L_d-L_q$ , e a Fig. 6.1 apresenta estes dados graficamente. Nesta figura pode-se observar que para todos os projetos o valor de  $L_d$  não varia muito.

Na verdade, as barreiras de fluxo têm a função de diminuir a  $L_q$ , sem no entanto saturar o eixo direto, o que poderia diminuir o valor de  $L_d$ . Na Fig. A.1.1. e Fig. A.2.1, projetos 1 e 2 respectivamente, pode ser observado o grande número de linhas de fluxo que passa pela ponte de ferro entre as barreiras de fluxo e as barras, fazendo com que  $L_q$  fique grande. Percebe-se que os projetos 4 a 7 apresentam os mais baixos valores de  $L_q$  e, portanto, os maiores valores de  $L_d/L_q$  e  $L_d-L_q$ .

Tabela 6.1. Comparação entre os projetos.

Projeto	$L_d$ (mH)	$L_q$ (mH)	$L_d/L_q$	$L_d-L_q$ (mH)
1	286.5	184	1.56	102.5
2	293.4	109	2.69	184.4
3	293.4	69.2	4.24	224.2
4	293	49.5	5.92	243.5
5	289	45.7	6.32	243.3
6	295.4	45.9	6.44	249.5
7	287.8	43.9	6.56	243.9
8	299.7	65.5	4.58	234.2

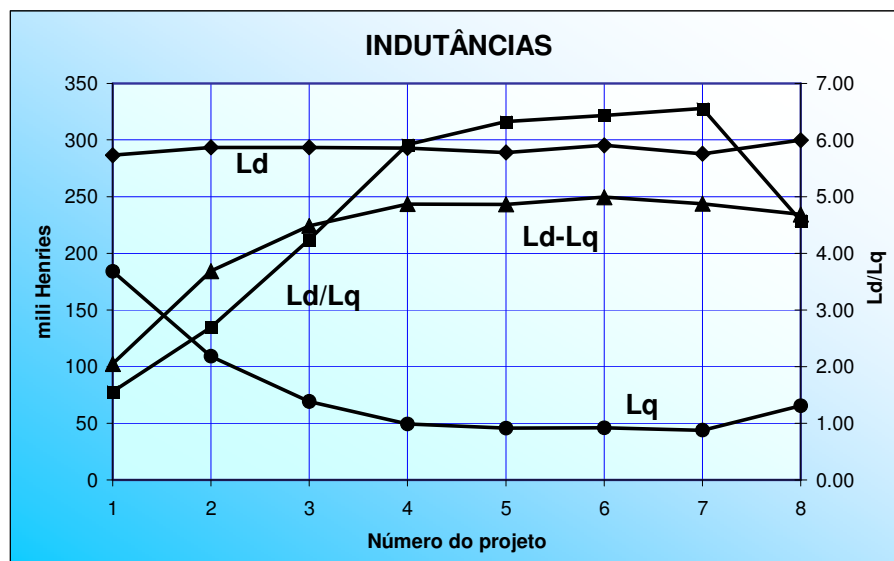


Fig. 6.1. Comparativo entre os vários projetos.

Além disso, os projetos 5 e 6 possuem as ranhuras muito pequenas, o que dificulta a injeção do alumínio, o que pode ocasionar barras interrompidas ou com grande porosidade, prejudicando o desempenho do motor.

O projeto 8 apresenta a vantagem de ter o diâmetro externo liso (sem pólos salientes), o que facilita a fabricação, eliminando os problemas durante a usinagem do rotor. Assim, os projetos 4, 7 e 8 são os mais adequados para a fabricação dos protótipos para avaliação prática de desempenho.

Os gráficos da Fig. 6.2 à Fig. 6.5 mostram uma comparação dos valores de indutâncias simuladas para vários valores de corrente, para os projetos 4, 7 e 8. A Fig. 6.2 mostra a grande variação da indutância de eixo direto com a corrente, evidenciando a

influência da saturação magnética nesta indutância. A Fig. 6.3 mostra que, ao contrário do que ocorre com a indutância de eixo direto, a indutância de eixo em quadratura não sofre muita influência da saturação, como era de se esperar, uma vez que o fluxo de eixo em quadratura é bastante disperso. A Fig. 6.4 mostra a variação da relação de saliência  $k$  com a saturação, uma vez que  $k$  é a relação entre  $L_d$  e  $L_q$ , e  $L_d$  é bastante influenciada pela saturação. O mesmo acontece com a diferença  $L_d - L_q$ , mostrada na Fig. 6.5.

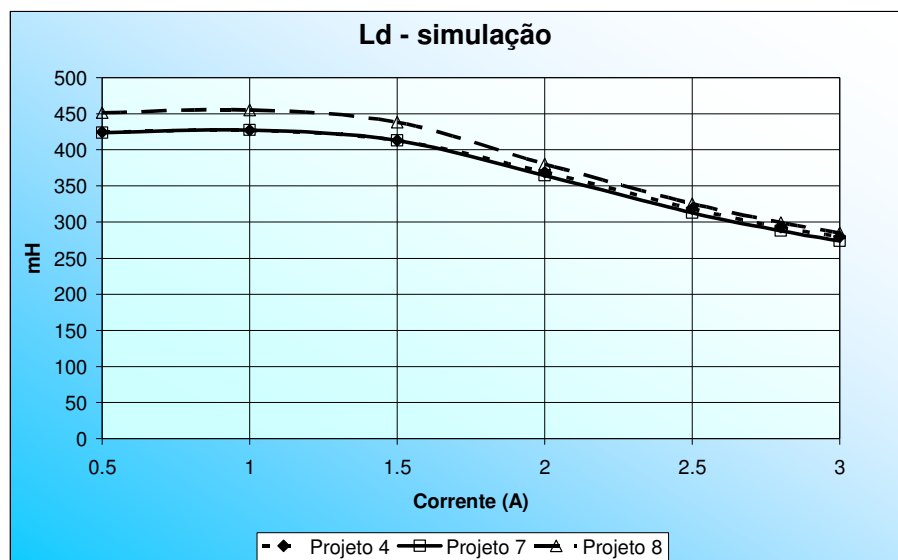


Fig. 6.2. Comparativo de  $L_d$  para vários valores de corrente

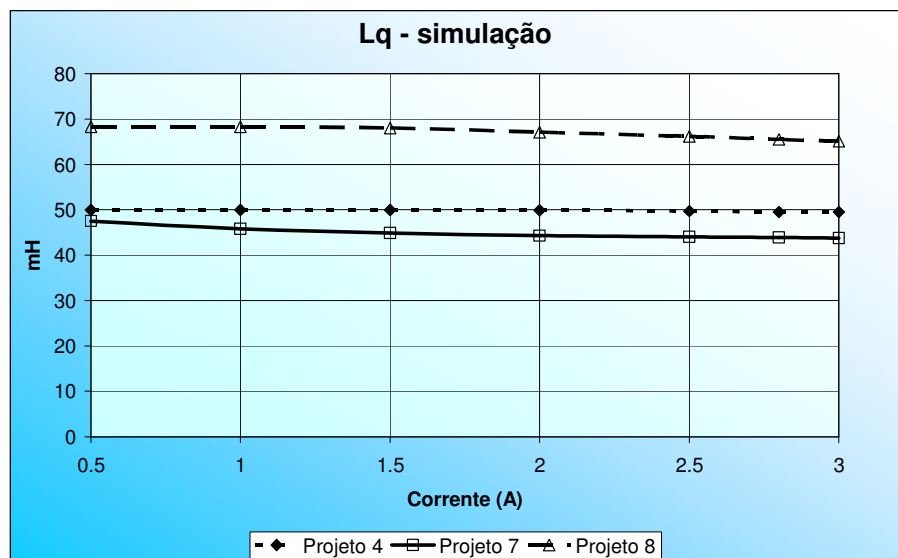


Fig. 6.3. Comparativo de  $L_q$  para vários valores de corrente

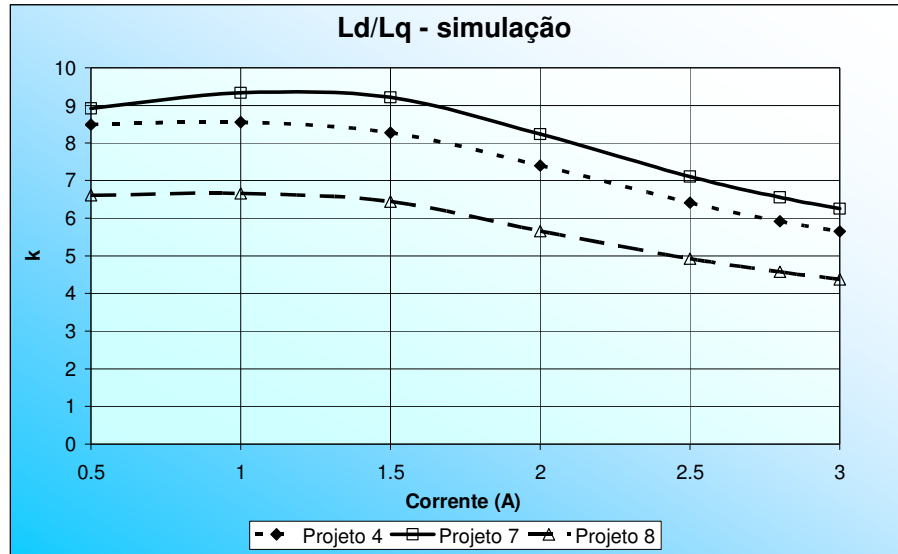


Fig. 6.4. Comparativo de  $Ld/Lq$  para vários valores de corrente

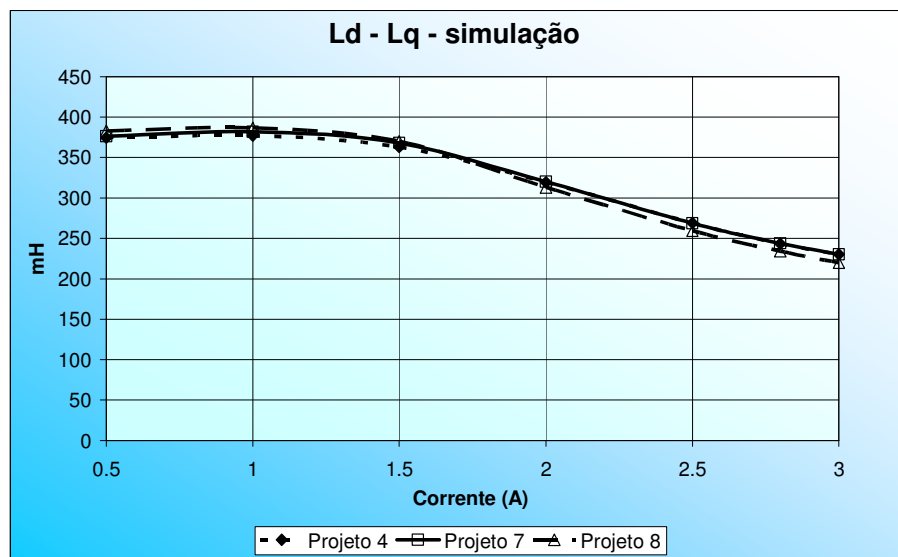


Fig. 6.5. Comparativo de  $Ld - Lq$  para vários valores de corrente

## 6.2 Simulações dinâmicas para o motor de relutância

As simulações dinâmicas do motor de relutância com os rotores dos projetos 4, 7 e 8 são feitas usando o módulo EFCM do EFCAD, para um tempo de 0.4s, com passos no tempo de 0.0001s. Foi usado o valor da resistência do motor de 6.7 ohms, com indutância de cabeça de bobina de 0.006 H e inércia do rotor de 0.0027 kgm<sup>2</sup>. O número de condutores em cada ranhura é 53, totalizando 159 condutores por fase no domínio de estudo.

Os motores são alimentados a partir de três fontes senoidais com valor eficaz de 220 V, frequência 60 Hz e defasadas de 120°. Os valores da resistência do motor e da indutância de cabeça de bobina são obtidos do programa de cálculo analítico de motores de indução trifásicos M2E [60] utilizado pela Weg Indústrias S.A., e a inércia do rotor é obtida de catálogo. As simulações são feitas para os motores em vazio, e para cada um deles são mostradas as curvas de corrente, velocidade e torque.

### 6.2.1 Projeto 4

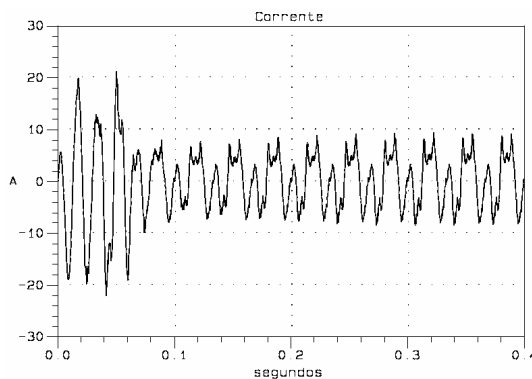


Fig. 6.6. Corrente em vazio.

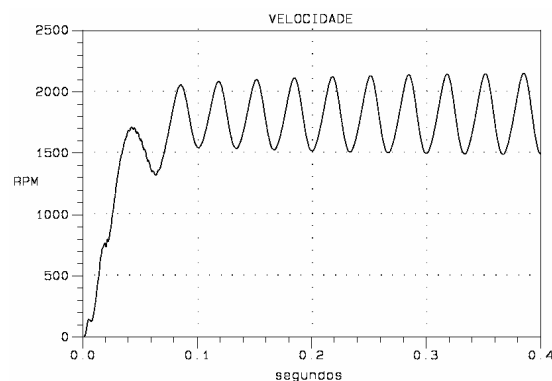


Fig. 6.7. Velocidade.

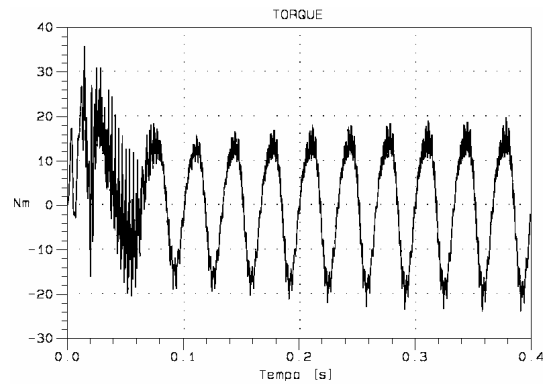


Fig. 6.8. Torque.

A Fig. 6.7 mostra que, apesar da grande oscilação na velocidade, o seu valor médio é de 1800 rpm.

### 6.2.2 Projeto 7

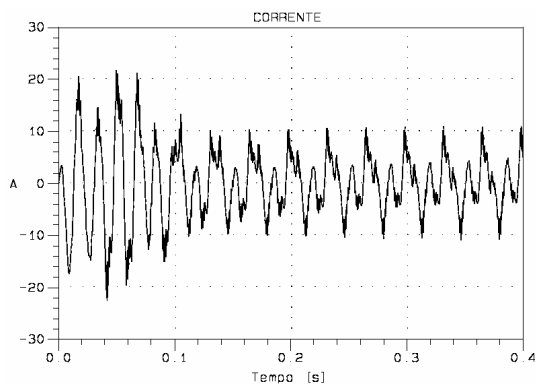


Fig. 6.9. Corrente em vazio.

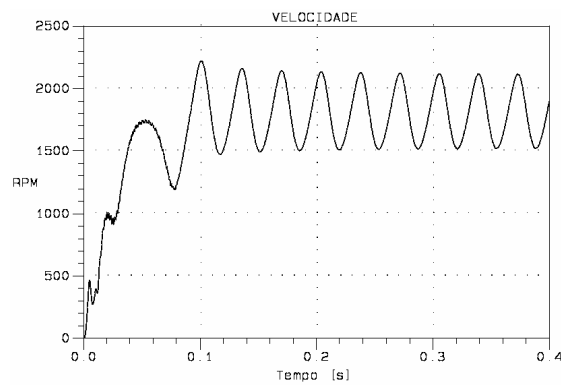


Fig. 6.10. Velocidade.

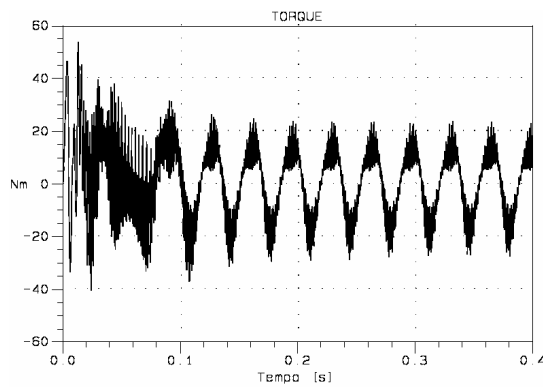


Fig. 6.11. Torque.

A Fig. 6.10 mostra que, apesar da oscilação, a velocidade média é de 1800 rpm.

### 6.2.3 Projeto 8

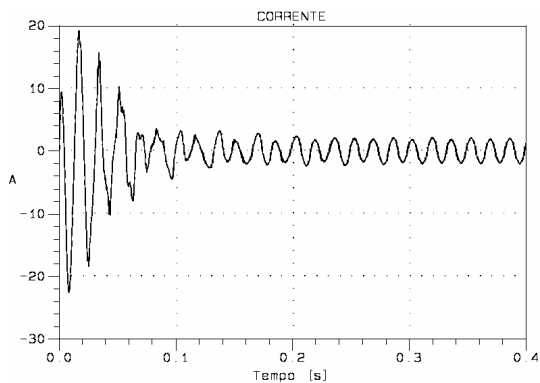


Fig. 6.12. Corrente em vazio.

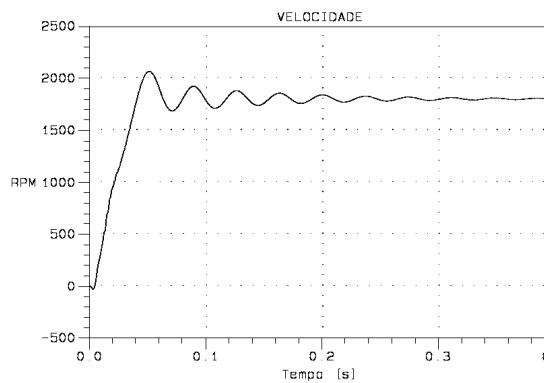


Fig. 6.13. Velocidade.

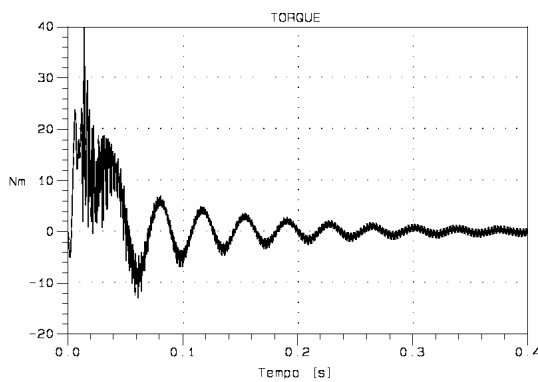


Fig. 6.14. Torque.

A Fig. 6.13 mostra uma curva de velocidade com oscilações menores para o projeto 8, onde pode-se ver mais claramente que a velocidade final é de 1800 rpm. Este projeto apresenta a vantagem de sincronizar mais rapidamente do que os outros, além de ser mais fácil de fabricar, pois o rotor é totalmente cilíndrico.

## 7 Fabricação dos protótipos

Foram construídos protótipos (rotores) dos projetos 4, 7 e 8 para avaliação de desempenho em comparação com o motor de indução normal e para medição prática das indutâncias de eixo direto e em quadratura. Todos estes protótipos foram testados utilizando o mesmo estator. Este estator é um estator de um motor de indução normal (usado nas simulações).

As lâminas dos protótipos são de aço carbono 1006 com tratamento térmico (descarbonetação) e espessura de 0.6 mm, pois é o mesmo tipo de material utilizado no motor normal. Estas lâminas foram cortadas a laser. O processo de montagem do pacote de chapas dos rotores e injeção do alumínio nas ranhuras foi feito de acordo com o processo de fabricação dos rotores normais. A seguir são mostradas as fotos das chapas dos projetos 4, 7 e 8.

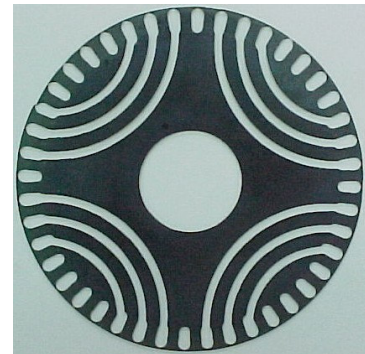


Fig. 7.1. Lâmina projeto 4

Fig. 7.2. Lâmina projeto 7

Fig. 7.3. Lâmina projeto 8

As lâminas dos projetos 4 e 7 possuem pólos salientes físicos no diâmetro externo. O espaço entre os pólos salientes não pode ser preenchido com alumínio, para não vazarem fora da injetora. Para evitar o vazamento, é necessário colocar nas extremidades do pacote de chapas algumas lâminas especiais que bloqueiem a passagem do alumínio para estas áreas. Estas lâminas são mostradas na Fig. 7.4 e na Fig. 7.5.



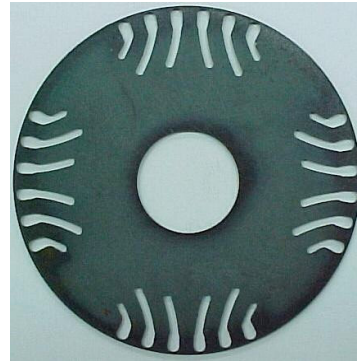
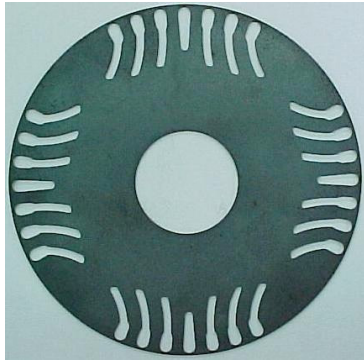


Fig. 7.4. Lâmina auxiliar proj. 4      Fig. 7.5. Lâmina auxiliar proj. 7

Após a injeção do alumínio nos rotores, são inseridos os eixos. Na seqüência os rotores são usinados no torno para garantir o entreferro correto e eliminar excentricidades. Esta etapa do processo de fabricação se mostrou bastante delicada, pois as cavidades entre os pólos salientes nos projeto 4 e 7 dificultam a usinagem.

Como pode ser visto na Fig. 7.6 e na Fig. 7.7, o rotor do projeto 4 sofreu alguns danos durante este processo. Ao longo do pacote de chapas algumas porções de chapa acima da barreira de fluxo mais externa foram arrancadas, ficando exposto o alumínio da barreira de fluxo. Isto afetou o caminho do fluxo de eixo direto, prejudicando o desempenho do motor, como foi verificado experimentalmente.

Na Fig. 7.8 está mostrado o rotor do projeto 7, e na Fig. 7.9 o rotor do projeto 8. Os rotores dos projetos 4 e 8 possuem inclinação nas ranhuras, enquanto que o rotor do projeto 7 não possui inclinação. A inclinação nos rotores serve para reduzir os harmônicos de ranhura do estator, não exercendo influência significativa sobre a onda fundamental do fluxo e, portanto, sobre o torque de relutância.

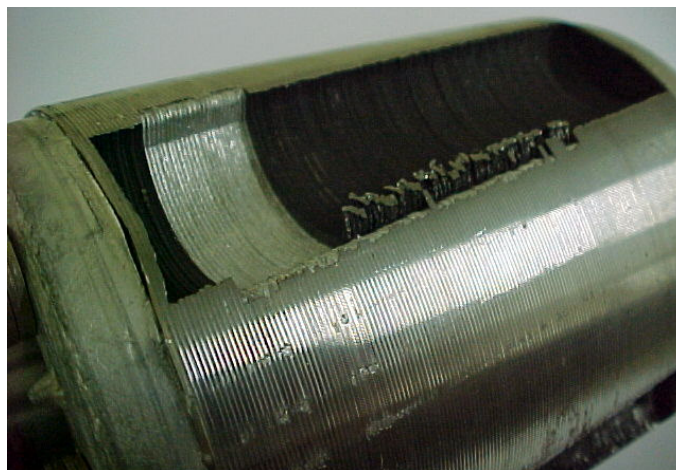


Fig. 7.6. Rotor do projeto 4 – falhas na usinagem

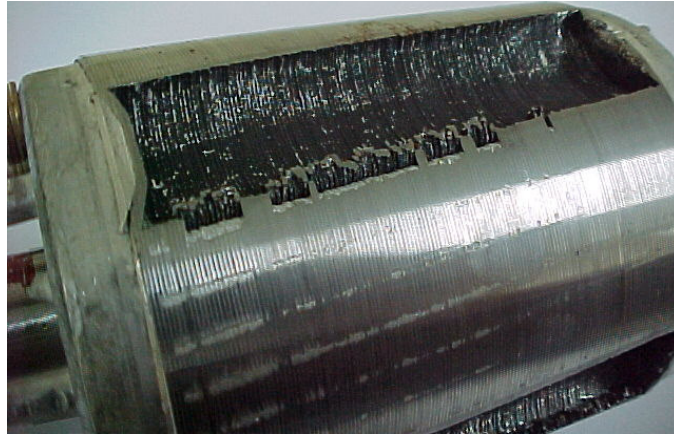


Fig. 7.7. Rotor do projeto 4 – falhas na usinagem



Fig. 7.8. Rotor projeto 7



Fig. 7.9. Rotor projeto 8

A figura abaixo mostra o motor completo.



Fig. 7.10. Motor completo

A seguir são mostrados os procedimentos e resultados dos ensaios realizados para avaliação do desempenho dos protótipos, em comparação com o motor de indução normal.

## 8 Ensaaios

Neste capítulo são analisados em maiores detalhes os procedimentos, equipamentos necessários e resultados dos testes para medição de indutâncias: o teste estacionário da ponte de indutâncias c.c., o teste c.a. e o teste de funcionamento em vazio. Também são analisados os ensaios para determinação do desempenho dos motores em funcionamento em regime permanente com várias cargas, comparando-os com o motor de indução normal.

### 8.1 Determinação das posições de alinhamento do rotor

Para determinar  $L_d$  e  $L_q$  com precisão, através do teste da ponte de indutâncias c.c., é necessário localizar as posições de alinhamento dos eixos  $d$  e  $q$  do rotor em relação ao eixo da fase  $a$  do estator.

A configuração experimental para a determinação das posições de alinhamento dos eixo  $d$  e  $q$  do rotor em relação à fase  $a$  do estator é mostrada na Fig. 5.3. O fasor espacial da FMM de estator é estacionário e coincide com o eixo da fase  $a$ . Porém a sua magnitude é variável com o tempo, uma vez que o circuito é alimentado com uma tensão de frequência 60 Hz. O teste deve ser feito com tensão reduzida para não causar aquecimento excessivo nos enrolamentos.

Quando uma tensão é aplicada nos enrolamentos do motor conectados como na Fig. 5.3, o rotor é levado espontaneamente para a posição de alinhamento do seu eixo  $d$ , mas para garantir uma maior precisão neste alinhamento, e para fazer o alinhamento com o eixo  $q$ , o teste é feito variando-se manualmente a posição do rotor até que os amperímetros nas fases  $b$  e  $c$  indiquem a mesma leitura, que deve ser a metade da leitura do amperímetro da fase  $a$ . As máximas correntes correspondem à posição de alinhamento de baixa permeância (eixo  $q$ ), e vice-versa. Isto é garantido devido ao equilíbrio das fases do motor (impedâncias iguais devido à simetria magnética da máquina).

Esta posição de referência é a posição espacial do eixo da fase  $a$ . As posições espaciais dos eixos das fases  $b$  e  $c$  podem ser determinadas conectando cada uma delas em série com as outras duas em paralelo.

Este método é bastante sensível a variações no ângulo do rotor próximo às posições de alinhamento. Uma vez que a posição desejada de alinhamento é encontrada, o eixo pode ser preso para a realização da medição das indutâncias.

## 8.2 Teste da ponte de indutâncias c.c.

Para a realização deste teste é necessário uma ponte de indutâncias c.c. A ponte c.c. utilizada foi montada segundo o circuito da Fig. 5.2, com os seguintes componentes:

- 2 fontes c.c. chaveadas marca HP de 3A;
- 1 reostato de 10 ohms;
- dois resistores 10 ohms 100 W;
- dois resistores de 150 Kilo ohms;
- 3 interruptores;
- 7 conectores;
- amperímetro c.c.;
- voltímetro c.c.;
- ohmímetro (multiteste);
- fluxímetro-integrador – EF3CC – Magnet-Physik Dr. Steingroever GmbH

Olhando para a Fig. 5.2, o reostato e os resistores de 10 ohms, ligados em série, são o  $R2$  do circuito. Os dois resistores de 150 kilo ohms são os resistores  $R3$  e  $R4$  do circuito. A bateria em série com o resistor variável  $R$  representam as fontes chaveadas.

A Fig. 8.1 mostra a bancada de testes, com a montagem da ponte c.c. e os equipamentos utilizados. Para fixar o rotor nas posições desejadas foi utilizado um disco acoplado no eixo do rotor, o qual pode ser fixado a uma base com flange (em azul na Fig. 8.1).

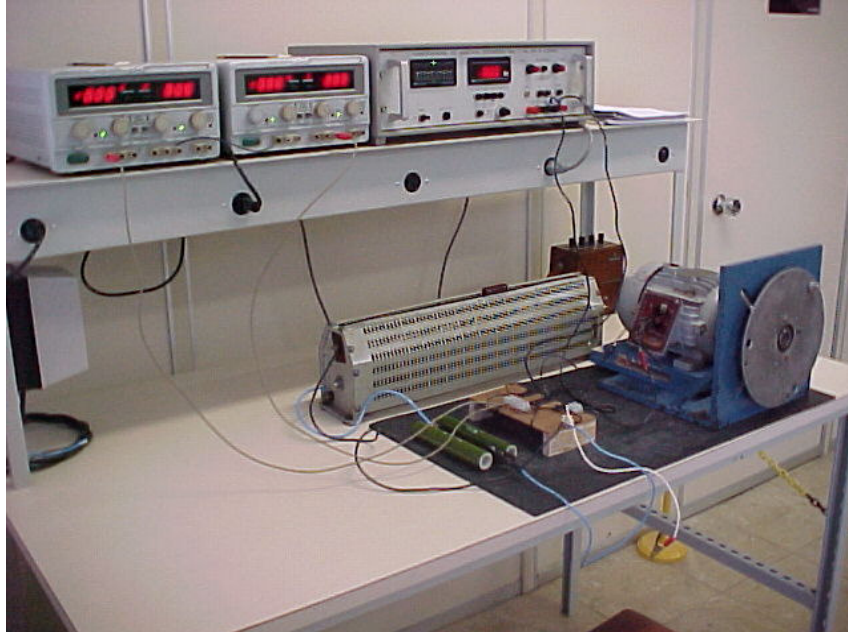


Fig. 8.1. Bancada de teste

### 8.2.1 Resultados experimentais

O teste foi realizado para vários valores de corrente. A Tabela 8.1 mostra os valores calculados de  $L_d$  e  $L_q$  para os projetos 4, 7 e 8 a partir dos valores de indutâncias obtidos do teste para cada valor de corrente. Os valores em destaque foram obtidos para a corrente nominal do motor.

Tabela 8.1. Resultados do teste da ponte c.c.

Corrente (A)	<i>Indutância de eixo direto (mH)</i>			<i>Indutância de eixo em quadratura (mH)</i>		
	<b>Proj. 4</b>	<b>Proj. 7</b>	<b>Proj. 8</b>	<b>Proj. 4</b>	<b>Proj. 7</b>	<b>Proj. 8</b>
0.5	255.98	215.21	287.70	76.46	83.25	96.84
0.8	271.84	223.70	322.81	69.02	77.52	84.95
1	278.64	232.20	330.74	66.26	74.76	83.25
1.5	283.17	243.15	330.74	61.73	66.83	76.46
1.8	281.91	243.52	325.96	59.47	63.71	74.10
2	277.50	244.09	319.98	59.04	62.01	72.63
2.5	263.68	239.22	299.48	57.09	59.13	71.36
2.8	253.23	236.24	285.19	56.43	57.95	69.78
3	245.41	231.82	274.86	54.93	56.35	66.26



Para facilitar a comparação entre os projetos, os resultados dos ensaios foram agrupados nos gráficos das figuras a seguir.

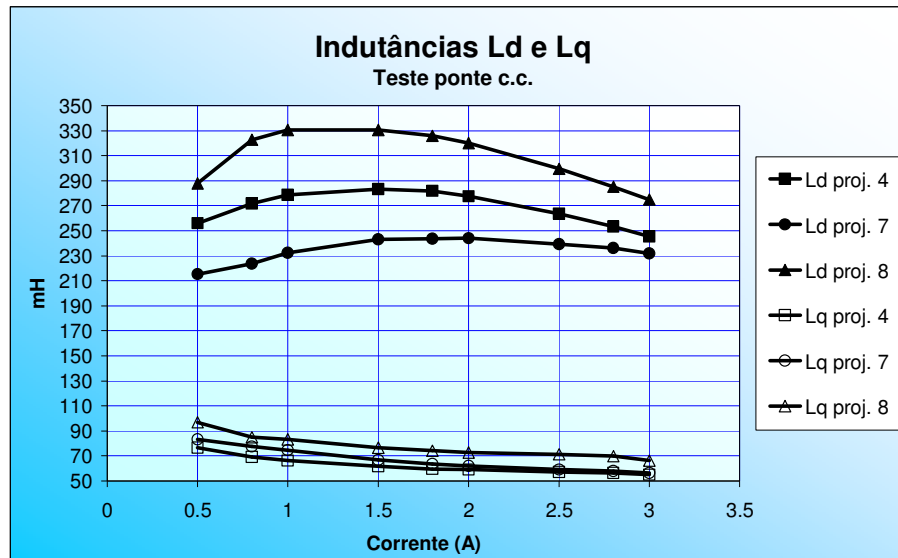


Fig. 8.2. Teste da ponte c.c. - comparação de  $L_d$  e  $L_q$  entre os projetos

O gráfico da Fig. 8.2 mostra o efeito da saturação sobre a indutância de eixo direto, à medida em que a corrente aumenta. O projeto 8 apresenta a maior indutância de eixo direto. A influência da saturação sobre a indutância de eixo em quadratura, à medida em que a corrente aumenta, é bem menor do que no caso da indutância de eixo direto. O gráfico mostra que o projeto 4 apresenta a menor indutância de eixo em quadratura.

O gráfico da Fig. 8.3 mostra o efeito da saturação sobre a relação de saliência, à medida em que a corrente aumenta. Mostra também que o projeto 4 apresenta a maior relação de saliência.

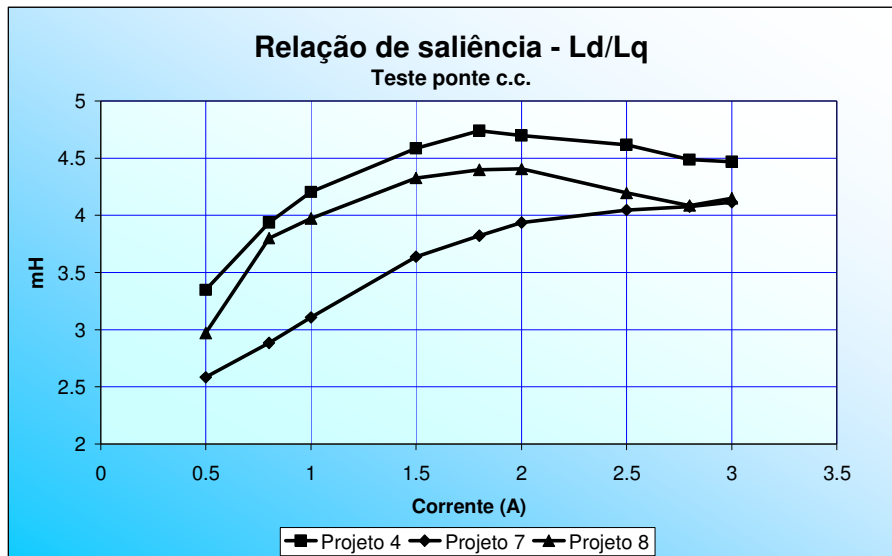


Fig. 8.3. Teste da ponte c.c. - comparação de  $L_d/L_q$  entre os projetos

O gráfico da Fig. 8.4 mostra o efeito da saturação sobre a diferença entre  $L_d$  e  $L_q$ , à medida em que a corrente aumenta. Mostra também que o projeto 8 apresenta a maior diferença.

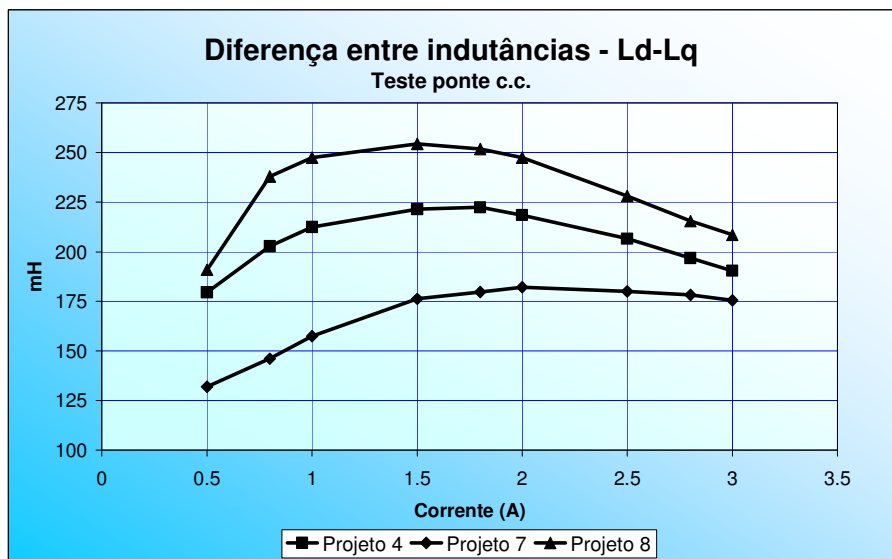


Fig. 8.4. Teste da ponte c.c. - comparação de  $L_d-L_q$  entre os projetos



### 8.3 Teste c.a. sem rotor para determinar a indutância de dispersão de estator

#### 8.3.1 Resultados experimentais

Este teste foi realizado com o estator apenas (o rotor foi retirado). Para a sua realização, foram usados os seguintes instrumentos: micro-ohmímetro digital Valhalla Scientific 4300B; analisador de potência Norma D5255M.

O teste foi feito para vários valores de corrente, inclusive para o valor nominal de 2.8A, para analisar a variação da indutância de dispersão com a corrente. A Tabela 8.2 mostra os valores medidos de corrente, tensão e resistência, e os valores calculados da indutância de dispersão  $L_{disp}$  de acordo com a eq. (5.21).

Tabela 8.2. Teste c.a. sem rotor.

<i>Corrente (A)</i>	<i>Tensão (V)</i>	<i>Resist. (ohms)</i>	<i>Ldisp (mH)</i>
1	15.50	10.385	20.34
1.495	23.29	10.425	20.47
2.03	31.62	10.627	20.13
2.503	39.44	10.627	20.57
2.8	43.97	10.512	20.63
3.055	48.01	10.624	20.47
3.554	56.43	10.803	20.57

O valor da indutância de dispersão sofre pequenas variações com a variação da corrente. O seu valor para a corrente nominal do motor está em destaque na Tabela 8.2.

No parágrafo 4.4 está mostrado o valor de 14 mH para a indutância de dispersão do estator calculado através do MEF-2D, valor este que não leva em consideração a indutância de dispersão das cabeças de bobina. O valor de 20.63 mH mostrado em destaque na Tabela 8.2, obtido para a mesma corrente, engloba a indutância de dispersão nas cabeças de bobina.

Assim, subtraindo o valor obtido do cálculo do MEF-2D do valor obtido do ensaio, obtém-se o valor de 6.63 mH para a indutância de dispersão das cabeças de bobina. Conforme descrito no parágrafo 6.2, para as simulações dinâmicas dos motores foi

utilizado o valor de 6 mH para a indutância de dispersão das cabeças de bobina, valor este obtido do cálculo analítico utilizado pela Weg Indústrias S.A [60].

## 8.4 Teste em vazio para a determinação da indutância de eixo direto

### 8.4.1 Resultados experimentais

O teste em vazio foi feito para cada um dos protótipos construídos (projetos 4, 7 e 8). Os seguintes instrumentos foram usados: micro-ohmímetro digital Valhalla Scientific 4300B; analisador de potência Norma D5255M.

De acordo com os procedimentos estabelecidos, os motores foram testados com vários valores de tensão e corrente, e os resultados são mostrados na Tabela 8.3, na Tabela 8.4, e na Tabela 8.5. Os valores em destaque são as indutâncias de eixo direto calculadas para a corrente nominal.

Tabela 8.3. Teste em vazio – projeto 4

<i>Corrente (A)</i>	<i>Tensão (V)</i>	<i>R (ohms)</i>	<i>X (ohms)</i>	<i>Ld (mH)</i>
3.50	267.37	9.54	75.73	200.87
3.20	259.06	9.06	80.24	212.85
2.81	246.24	8.88	87.12	231.08
2.48	237.58	8.72	95.21	252.54
2.04	218.82	8.55	106.50	282.50
1.81	206.17	8.44	113.03	299.82
1.50	181.00	8.32	120.30	319.10
1.00	131.64	8.2	131.25	348.15
0.80	106.12	8.12	131.24	348.14
0.50	66.28	8.04	131.52	348.88

Tabela 8.4. Teste em vazio – projeto 7

<i>Corrente (A)</i>	<i>Tensão (V)</i>	<i>R (ohms)</i>	<i>X (ohms)</i>	<i>Ld (mH)</i>
3.51	261.25	14.4	73.02	193.70
3.0	244.33	14.2	80.20	212.73
2.8	234.81	14.4	82.61	219.14
2.51	223.61	14.2	87.95	233.29
2.0	194.11	14.2	96.01	254.67
1.79	179.32	14.2	99.17	263.06
1.49	155.13	14.1	103.16	273.63
1.0	109.52	14.1	108.61	288.10
0.8	88.51	14.1	109.73	291.07
0.5	56.23	14.1	111.58	295.98

Tabela 8.5. Teste em vazio – projeto 8

<i>Corrente (A)</i>	<i>Tensão (V)</i>	<i>R (ohms)</i>	<i>X (ohms)</i>	<i>Ld (mH)</i>
3.52	284.63	14.2	79.61	211.16
3.03	271.59	14.2	88.50	234.75
2.8	264.83	14.3	93.50	248.00
2.5	255.07	14.3	101.02	267.97
2.01	235.62	14.3	116.35	308.62
1.8	224.76	14.2	124.06	329.07
1.5	205.65	14.2	136.36	361.72
1	155.88	14.2	155.24	411.78
0.8	129.38	14.1	161.11	427.37
0.5	84.52	14.1	168.46	446.85

Para facilitar a comparação entre os projetos, os resultados dos ensaios estão mostrados graficamente na Fig. 8.5.

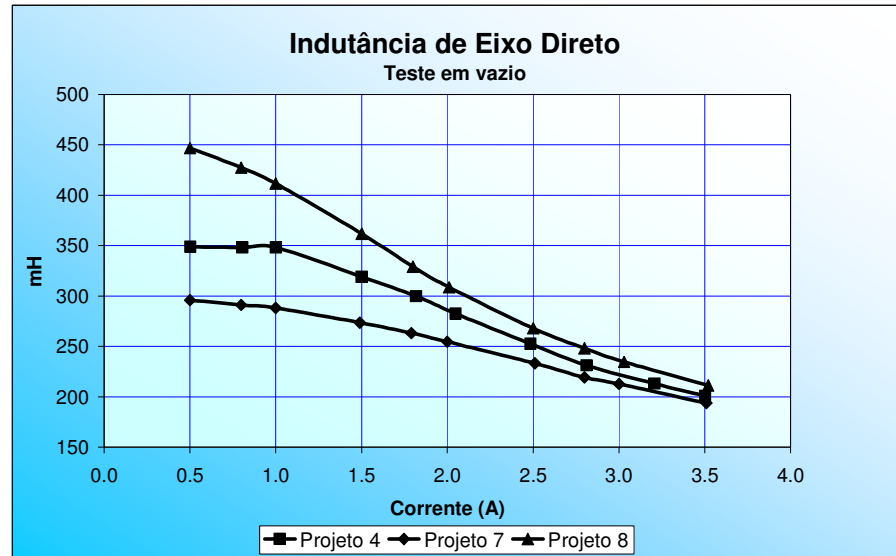


Fig. 8.5. Teste em vazio.

O gráfico da Fig. 8.5 mostra a influência da saturação na indutância de eixo direto, medida pelo teste em vazio. Mostra também que o projeto 8 apresenta a maior indutância de eixo direto.

### 8.5 Comparação entre os valores de indutância medidos e calculados

Os valores medidos e calculados (simulados) das indutâncias dos motores de relutância são comparados nos gráficos das figuras a seguir. Os valores calculados e medidos da indutância de eixo direto apresentam uma grande diferença, especialmente para valores menores de corrente, enquanto que para a indutância de eixo em quadratura a diferença absoluta é menor. Embora os valores medidos englobem a indutância de cabeça de bobina e os simulados não, assim mesmo a diferença é muito acentuada.

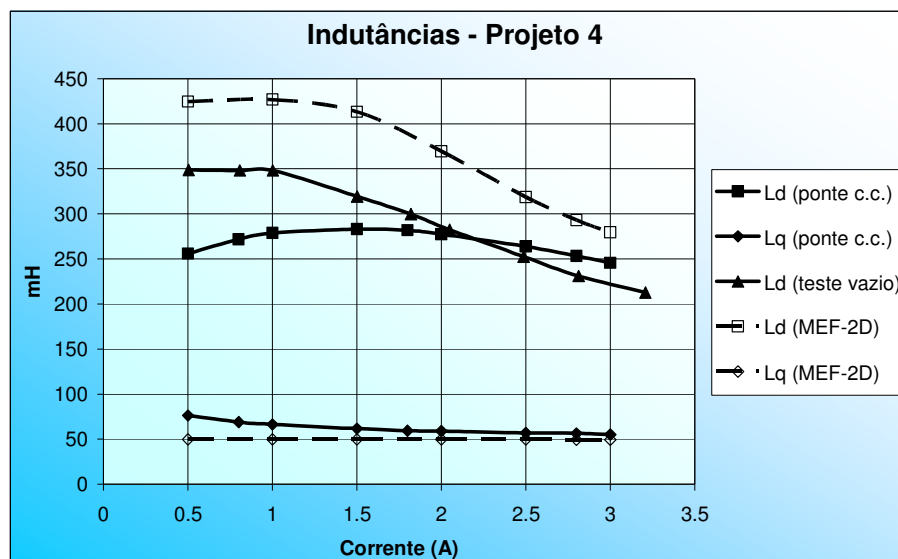


Fig. 8.6. Indutâncias medidas x calculadas para o projeto 4

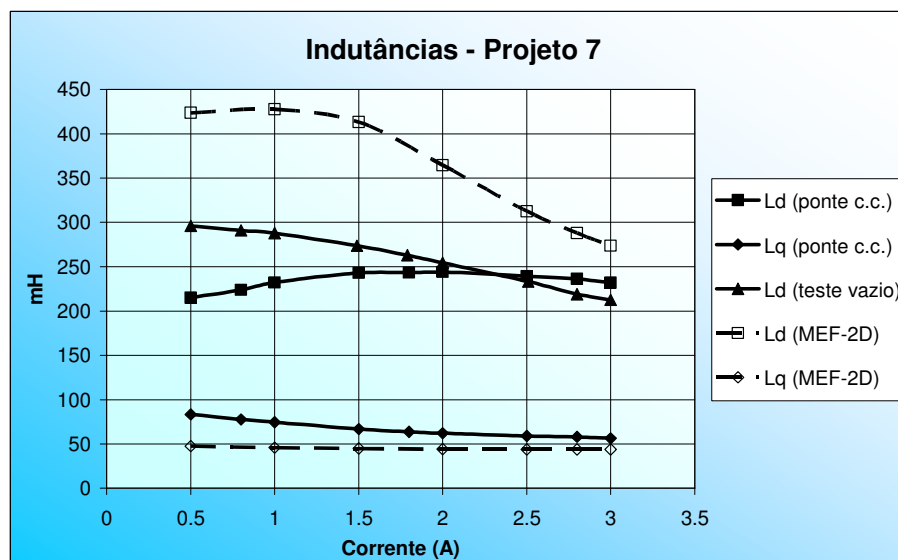


Fig. 8.7. Indutâncias medidas x calculadas para o projeto 7

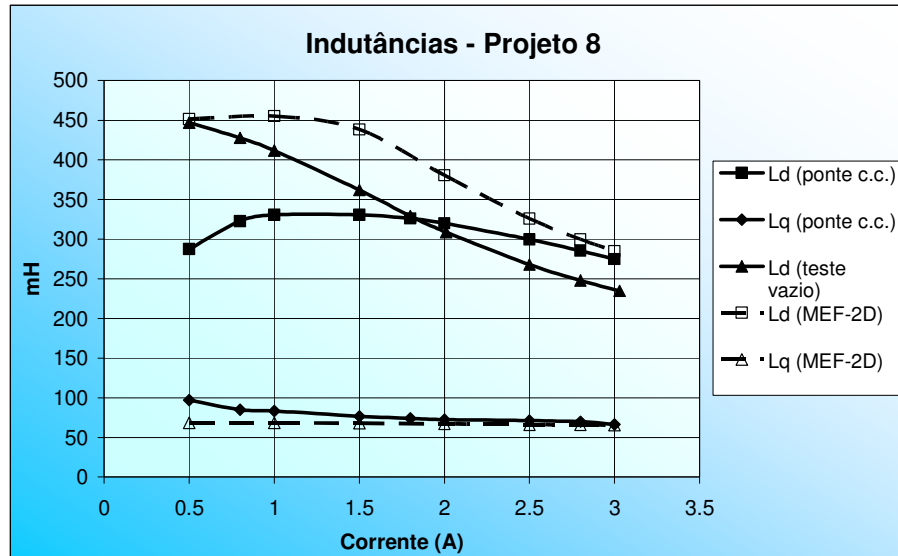


Fig. 8.8. Indutâncias medidas x calculadas para o projeto 8

Os gráficos das figuras seguintes mostram as diferenças entre a relação de saliência  $L_d/L_q$  medida e simulada em função da corrente e também entre a diferença  $L_d-L_q$ , para os projetos 4, 7 e 8. Estes gráficos mostram que os valores medidos são sempre menores do que os valores calculados.

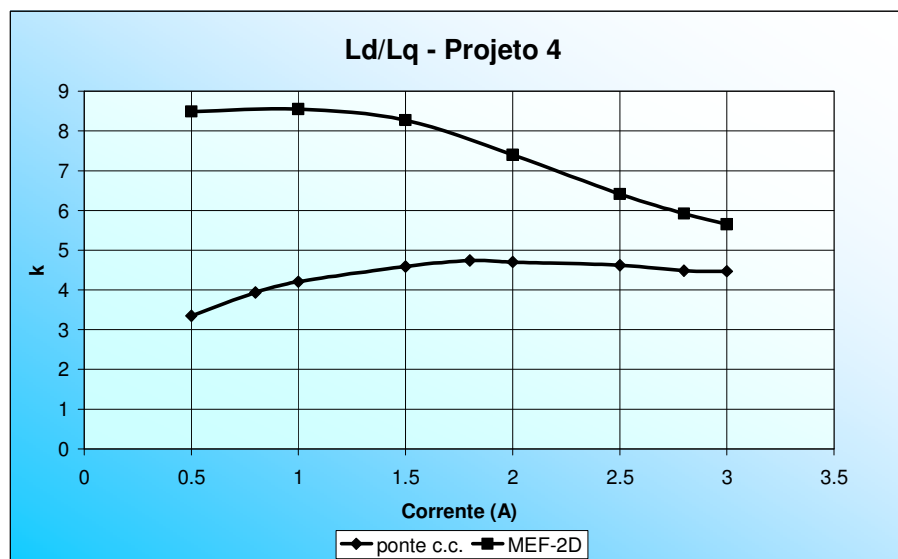


Fig. 8.9.  $L_d/L_q$  medida x calculada para o projeto 4

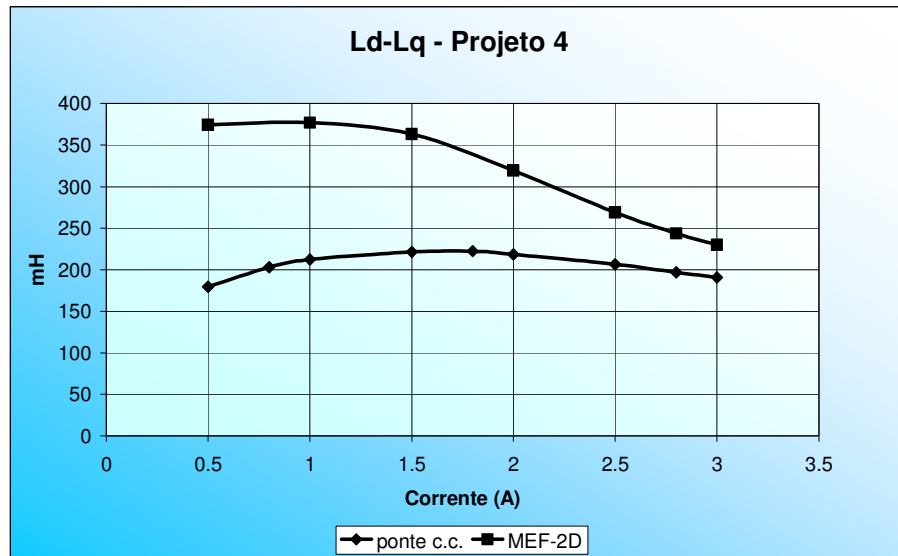


Fig. 8.10.  $L_d - L_q$  medida x calculada para o projeto 4

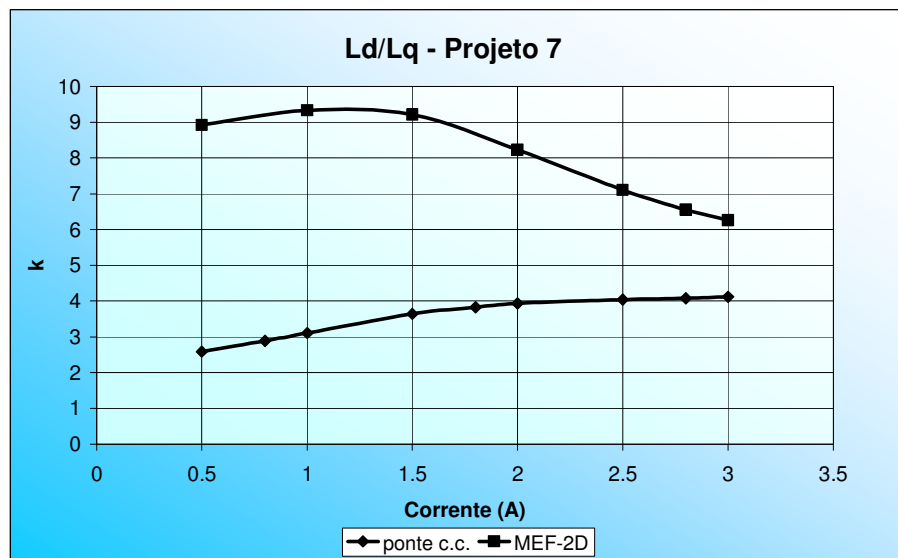


Fig. 8.11.  $L_d / L_q$  medida x calculada para o projeto 7

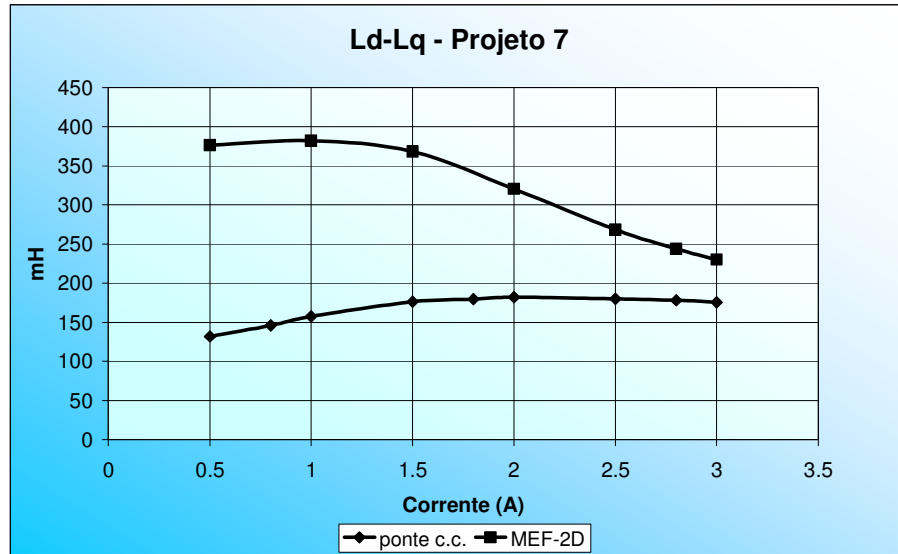


Fig. 8.12.  $L_d-L_q$  medida x calculada para o projeto 7

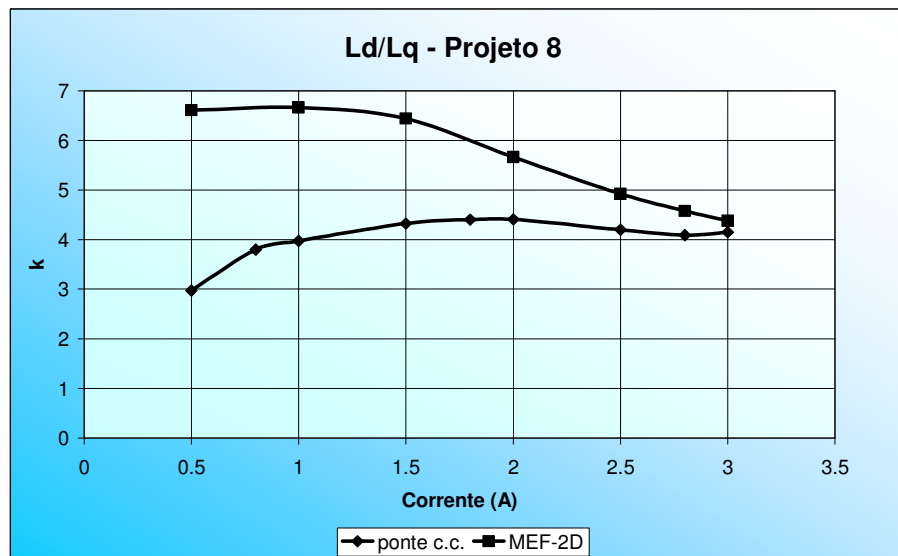


Fig. 8.13.  $L_d/L_q$  medida x calculada para o projeto 8



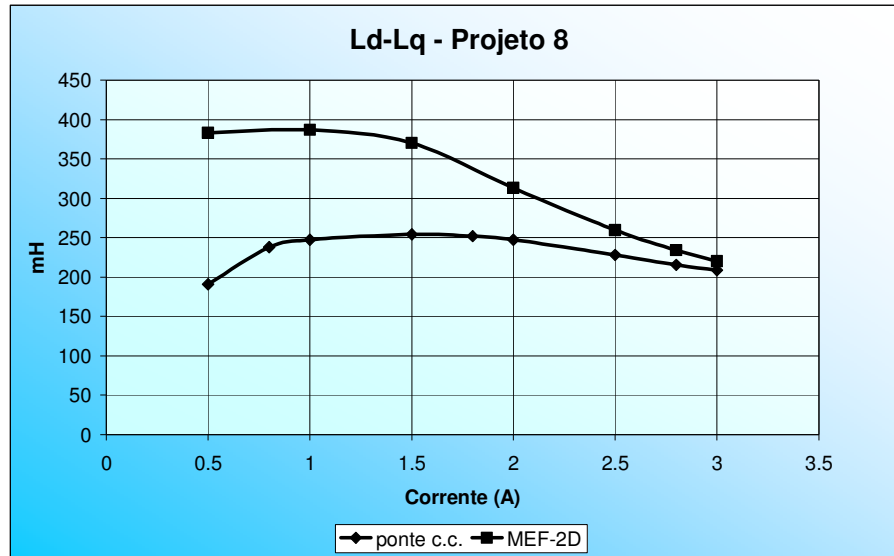


Fig. 8.14.  $L_d-L_q$  medida x calculada para o projeto 8

## 8.6 Ensaios de desempenho

Além dos testes para determinação das indutâncias dos projetos, foram feitos ensaios para determinar o desempenho dos mesmos. Estes ensaios consistem no ensaio de elevação de temperatura e no ensaio em carga.

O ensaio em carga permite calcular as perdas e o rendimento do motor. Outros ensaios realizados foram o ensaio de rotor bloqueado e de torque máximo em sincronismo. Os ensaios foram feitos para o motor de indução normal e para os protótipos dos projetos 7 e 8. No ensaio de elevação de temperatura o motor é posto a funcionar na potência de saída nominal até atingir o equilíbrio térmico, condição na qual a variação da elevação de temperatura na carcaça do motor é inferior a um Kelvin por hora. Considera-se que nesta condição a variação na elevação de temperatura dos enrolamentos é ainda menor, ou seja, a sua temperatura já está estabilizada a mais tempo. A resistência dos enrolamentos é medida antes e após este ensaio, juntamente com a temperatura ambiente, para permitir o cálculo da elevação de temperatura do motor pelo método da variação da resistência, pois a resistência dos enrolamentos é diretamente afetada pela variação da temperatura, o que exerce grande influência nos resultados dos ensaios.

O ensaio de rotor bloqueado é feito para medir o conjugado de partida do motor, e é feito com o motor frio, que é a pior condição para a corrente de partida (que é desejável que seja a menor possível). O ensaio de conjugado máximo em sincronismo é feito com o

motor quente, que é o pior caso para o conjugado (que é desejável que seja o maior possível).

O ensaio de elevação de temperatura é feito na potência de saída (ou potência útil) nominal do motor. O ensaio em carga é feito logo em seguida, com o motor estabilizado termicamente, onde são medidos a tensão, a corrente, a potência absorvida, o fator de potência e a rotação do motor sob teste para vários valores de potência útil.

Os motores de relutância foram ensaiados englobando as condições de corrente, potência e torque nominais do motor de indução, pois como o motor de relutância possui rotação maior do que o motor de indução em carga, para uma mesma potência útil o torque e a corrente são diferentes. Com a carga nominal do motor de indução acoplada ao eixo durante a partida, eles não foram capazes de atingir o sincronismo. Para a realização dos testes com carga, eles partiram em vazio, atingiram o sincronismo, e depois a carga foi aplicada.

O protótipo do projeto 4 falhou ao ser submetido ao ensaio de elevação de temperatura. Antes que ele atingisse o equilíbrio térmico, ele perdeu o sincronismo. Uma possível causa para isso foram os problemas que ocorreram durante a usinagem do rotor, quando houve o desprendimento de algumas porções de ferro acima da barreira de fluxo mais externa. Deste modo, a comparação de desempenho é feita entre o motor de indução normal e os protótipos dos projetos 7 e 8.

### 8.6.1 Resultados experimentais

A Tabela 8.6 mostra a variação percentual de algumas características de desempenho em carga para os protótipos, em relação ao motor de indução normal, nas condições de funcionamento com a corrente, potência de saída e carga nominal do motor de indução, onde *Rend.* é o rendimento, *F.P.* é o fator de potência, *P.S.* é a potência de saída, *T* é o torque, *Cor.* é a corrente e  $\Delta T$  é a elevação de temperatura em Kelvin.

Os valores na condição de funcionamento na elevação de temperatura do motor de indução foram obtidos por ajuste polinomial a partir dos valores medidos nas três condições anteriores.

Como mostrado na Tabela 8.6, os projetos 7 e 8, absorvendo uma corrente igual à corrente nominal do motor de indução, apresentam um menor fator de potência e uma

menor elevação de temperatura, porém o rendimento não sofre alteração para o projeto 7 e é 1% maior para o projeto 8.

Tabela 8.6. Variação percentual das características de desempenho

<i>Corrente nominal do motor de indução</i>					
<i>Projeto</i>	<b>Rend. (%)</b>	<b>F.P. (%)</b>	<b>P.S. (%)</b>	<b>T (%)</b>	<b><math>\Delta T</math> (K)</b>
7	-0.1	-19.1	-19	-24	-8.7
8	+1	-12	-10.7	-15	-7.3
<i>Potência. de saída nominal do motor de indução</i>					
<i>Projeto</i>	<b>Rend. (%)</b>	<b>F.P. (%)</b>	<b>Cor. (%)</b>	<b>T (%)</b>	<b><math>\Delta T</math> (K)</b>
7	+1	-10.9	+10.6	-6	+6
8	-1	-10.2	+12.2	-5	+7
<i>Carga nominal do motor de indução</i>					
<i>Projeto</i>	<b>Rend. (%)</b>	<b>F.P. (%)</b>	<b>Cor. (%)</b>	<b>P.S. (%)</b>	<b><math>\Delta T</math> (K)</b>
7	+1	-8.8	+14.6	+6	+15.2
8	-2	-9.7	+19.4	+5.6	+16.9
<i>Elevação de temperatura do motor de indução</i>					
<i>Projeto</i>	<b>Rend. (%)</b>	<b>F.P. (%)</b>	<b>Cor. (%)</b>	<b>P.S. (%)</b>	<b>T (%)</b>
7	+1	-13.8	+6.5	-7.1	-12
8	+0.3	-10.9	-1.5	-5	-9.9

Vale lembrar que os motores de relutância, por serem síncronos, não apresentam perdas joule no rotor, como acontece com os motores de indução normais, pois em sincronismo a corrente rotórica é zero. A potência útil no eixo para esta condição é menor do que a do motor de indução na mesma corrente, assim como o torque. Ou seja, para fornecer a mesma potência útil, eles absorvem uma corrente maior, sofrem uma maior elevação de temperatura, também com redução no fator de potência e pouca variação no rendimento. Nesta condição, o aumento na elevação de temperatura foi menor do que o aumento na corrente, pois os projetos 7 e 8 funcionam com velocidade maior do que o motor de indução, com uma maior ventilação.

Para fornecer o mesmo torque do motor de indução, eles absorvem uma corrente maior da rede, apresentam uma elevação de temperatura maior, a potência de saída é também maior, com redução no fator de potência e variação no rendimento.

O motor de indução normal utilizado para comparação apresentou uma elevação de temperatura de  $79.25^{\circ}\text{C}$  na condição nominal. Para trabalhar com a mesma elevação de temperatura medida para o motor de indução normal, os projetos 7 e 8 apresentam uma corrente 6.5% maior e 1.5% menor, respectivamente, em relação à corrente nominal do motor de indução, e fornecem uma potência de saída menor (7.1% e 5%, respectivamente) em relação ao motor de indução.

Os gráficos seguintes mostram, de forma comparativa, os resultados dos ensaios para uma gama de valores de potência de saída. O eixo das abscissas é a potência de saída, ou potência útil no eixo do motor, em p.u., onde 1 p.u. é a potência de saída nominal do motor de indução (1104 W). No eixo das ordenadas estão as grandezas medidas para cada valor de potência de saída, em relação ao valor nominal da referida grandeza para o motor de indução (exceto os gráficos de rotação e de elevação de temperatura). Desta forma fica representada no gráfico a variação em p.u. das grandezas em relação ao valor nominal do motor de indução.

Por exemplo, na Fig. 8.15, para o valor nominal de potência de saída do motor de indução (1 p.u.), a corrente do motor de indução é, como não poderia deixar de ser, igual a 1 p.u. (valor nominal de 2.8 A), e para o motor de relutância do projeto 8 este valor é de 1.122 p.u. ou seja, 12.2% superior à corrente nominal do motor de indução (conforme mostrado também na Tabela 8.6).

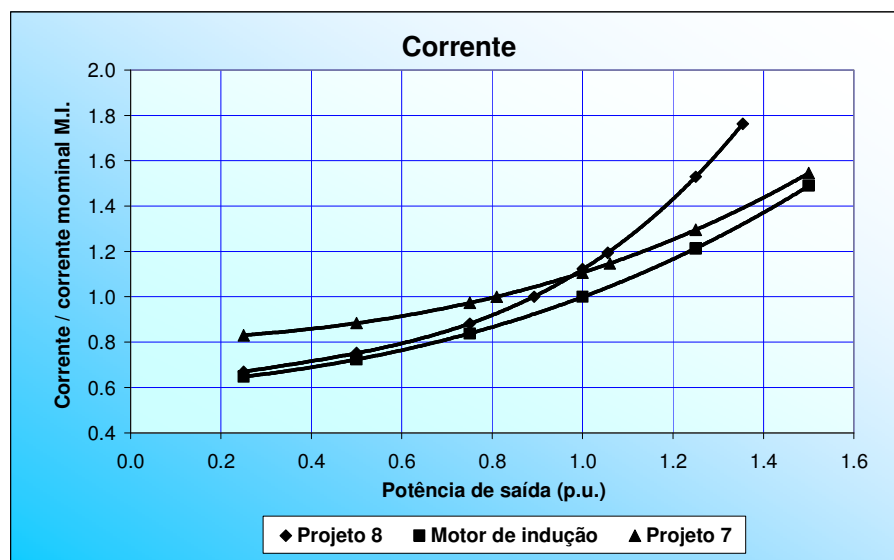


Fig. 8.15. Corrente x potência de saída

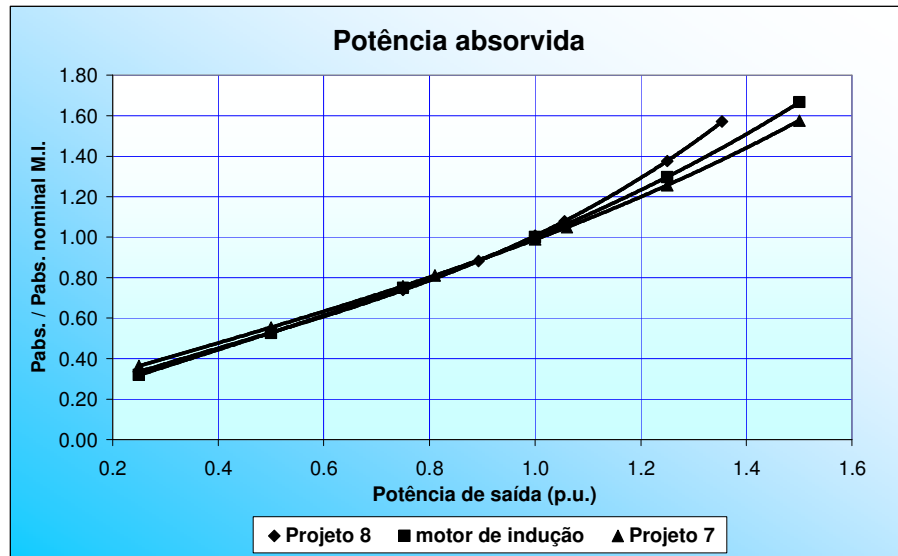


Fig. 8.16. Potência absorvida x potência de saída

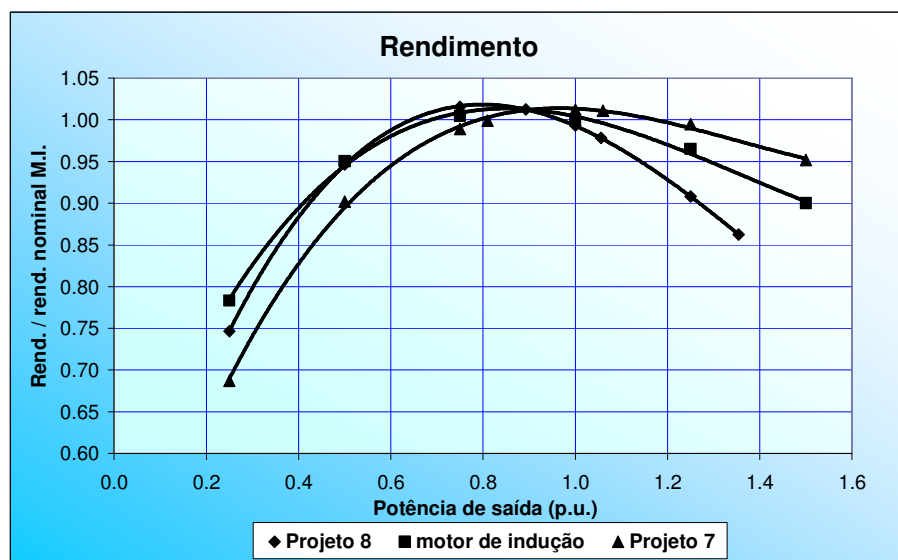


Fig. 8.17. Rendimento x potência de saída

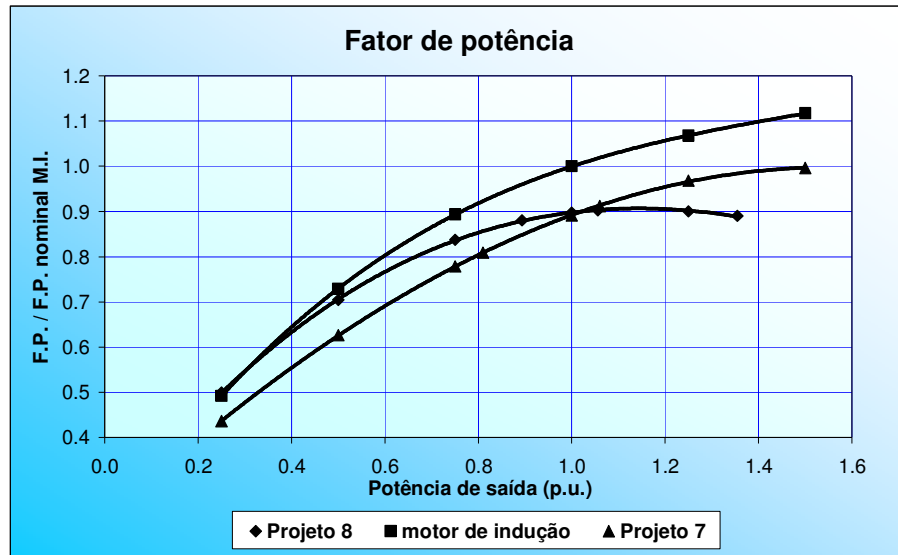


Fig. 8.18. Fator de potência x potência de saída

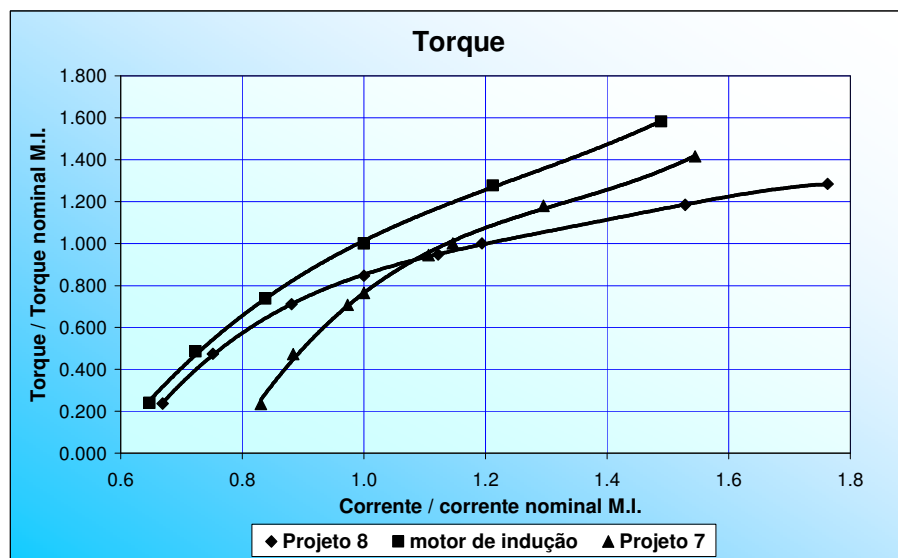


Fig. 8.19. Torque x potência de saída

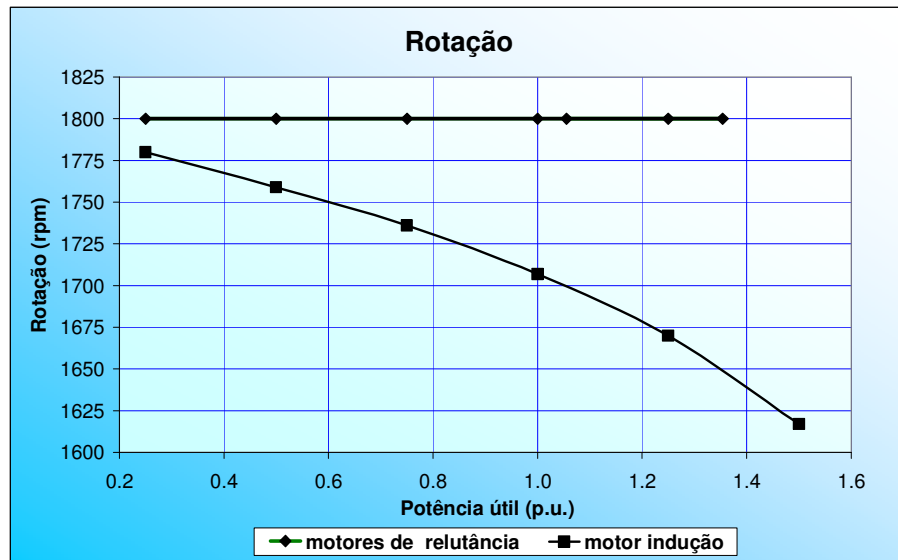


Fig. 8.20. Rotação x potência de saída

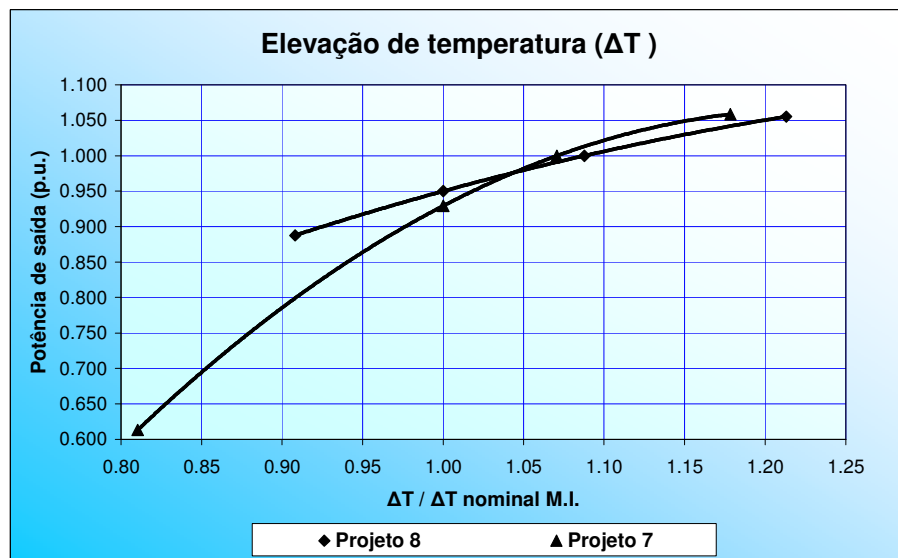


Fig. 8.21. Potência de saída em função da elevação de temperatura

Uma relação de torque  $Tr/Ti$  é definida em [10] como a razão entre o torque do motor de relutância e o torque do motor de indução equivalente. De acordo com as condições da Tabela 8.6, esta relação pode ser vista na Tabela 8.7 para as diferentes condições de funcionamento dos motores de relutância.

Tabela 8.7. Relação de torques  $Tr/Ti$

<i>Projeto</i>	<i>p/ a corrente nominal do m.i.</i>	<i>p/ a potência de saída nominal do m.i.</i>	<i>p/ a elevação de temperatura do m.i.</i>
7	76%	94%	88%
8	85%	95%	90.1%

O projeto 7 apresentou um torque máximo em sincronismo de 168% em relação ao torque nominal do motor de indução e 69% em relação ao torque máximo deste, e um torque de partida de 35% do torque de partida do motor de indução. Para o projeto 8, estes valores foram, respectivamente, 128%, 52.8% e 106.1%. Ou seja, o projeto 7 apresentou torque máximo maior e torque de partida menor do que o projeto 8. Uma possível causa para isso é o fato de que o projeto 7 possui um maior efeito de pólos salientes do que o projeto 8 (o que ajuda no torque máximo), e o projeto 8 possui maior número de barras de alumínio (o que ajuda no torque de partida).



## 9 Conclusões gerais

Neste trabalho foram estudadas diversas geometrias de rotores com barreiras de fluxo e gaiola de esquilo em alumínio para motores síncronos de relutância com partida assíncrona.

De todos os projetos estudados, os projetos 4, 7 e 8 (Fig. 3.4, Fig. 3.7 e Fig. 3.8, respectivamente) apresentaram as melhores características de relação de saliência  $L_d/L_q$  e diferença de indutâncias  $L_d-L_q$ . Estes projetos foram selecionados para a fabricação de protótipos para comparação com o motor de indução normal.

O protótipo do projeto 4 apresentou problemas de fabricação e não manteve o sincronismo até a estabilização da temperatura em carga. Isto impediu que o ensaio em carga fosse realizado com este motor. Os protótipos dos projetos 7 e 8 foram fabricados normalmente e ensaiados em várias condições de carga. Foram também feitas medições de indutância para comparação com os valores calculados.

Os valores medidos e calculados da indutância de eixo direto apresentaram diferenças maiores do que os valores medidos e calculados da indutância de eixo em quadratura. Houve diferença também entre os valores de indutância de eixo direto medidos pelo método da ponte c.c. e pelo método de funcionamento em vazio. Como comentado no capítulo 5, estas diferenças possivelmente ocorreram devido a imprecisões no processo de medição, o qual é bastante sensível à posição do rotor e, principalmente, à sensibilidade do fluxímetro a variações na tensão de entrada, ocasionadas por um balanceamento não preciso da ponte de indutâncias c.c. Mesmo no teste em vazio, o eixo direto do rotor não está precisamente alinhado com o fluxo do estator, pois há perdas mecânicas por atrito e ventilação, que agem com uma carga sempre acoplada ao eixo do motor. Enfim, o processo de medição de indutâncias não é um processo trivial, e requer equipamento perfeitamente calibrado para a sua realização.

Os testes realizados nos dois protótipos de motor de relutância mostraram que eles não são capazes de partir e sincronizar com a carga nominal do motor de indução acoplada ao seu eixo. Eles partem e sincronizam sem carga, e depois a carga pode ser aplicada a eles.

Os motores foram ensaiados em várias condições de carga e os resultados mostraram que, para potências de saída entre 80% e 100% da potência de saída do motor de indução normal, o rendimento dos motores de relutância ensaiados não varia muito. Para uma mesma potência de saída, os motores de relutância apresentam corrente maior do que o motor de indução. Para a mesma elevação de temperatura do motor de indução, os projetos 7 e 8 fornecem, respectivamente, 93% e 95% da potência nominal do motor de indução, o que corresponde a 88% e 90% do torque nominal deste, com rendimento ligeiramente maior, e diminuição no fator de potência.

Estes motores podem ser empregados em aplicações que necessitem sincronismo dentro um processo produtivo (como sincronismo entre eixos, por exemplo), desde que possam partir sem carga ou, no caso de uma pequena carga na partida, que sejam sobredimensionados. Para aplicações que, além de sincronismo, necessitem de variação de velocidade, eles podem ser acionados por um inversor de frequência, sem a necessidade de sensores de velocidade (que adiciona custo), nem compensação de escorregamento (que adiciona complexidade), como é necessário no caso de serem empregados motores de indução normais, pois os motores síncronos de relutância possuem sua velocidade diretamente proporcional à frequência.

Atualmente os motores a ímãs permanentes estão começando a ser empregados em muitas aplicações onde se necessita controle de velocidade e/ou de posição, com grande eficiência energética e volume reduzido em relação aos motores de indução e de relutância. Estes motores apresentam custos mais elevados devido aos ímãs permanentes. Além disso, no caso dos motores do tipo *brushless DC*, há a necessidade de se utilizar um sensor de posição para o correto comando das fases a serem energizadas, o que também acrescenta custo ao acionamento.

Outra alternativa são os motores de relutância chaveados (ou de relutância variável), que apresentam uma boa relação entre torque produzido e volume de material ativo em relação aos motores de indução. Apesar de não utilizarem ímãs permanentes, também necessitam um sensor de posição, e seu torque é de natureza pulsante, o que acentua a vibração e o ruído.

# ANEXO A - Resultados das simulações estáticas para os motores de relutância estudados

## A.1 Projeto 1

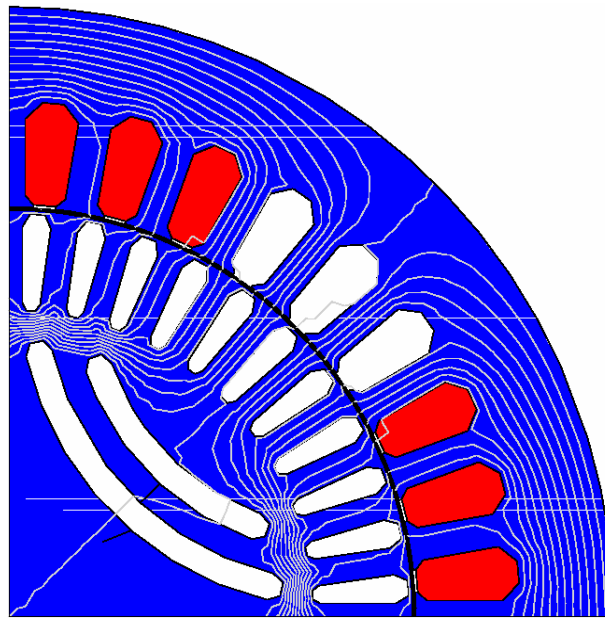


Fig. A.1.1. Fluxo de eixo q.

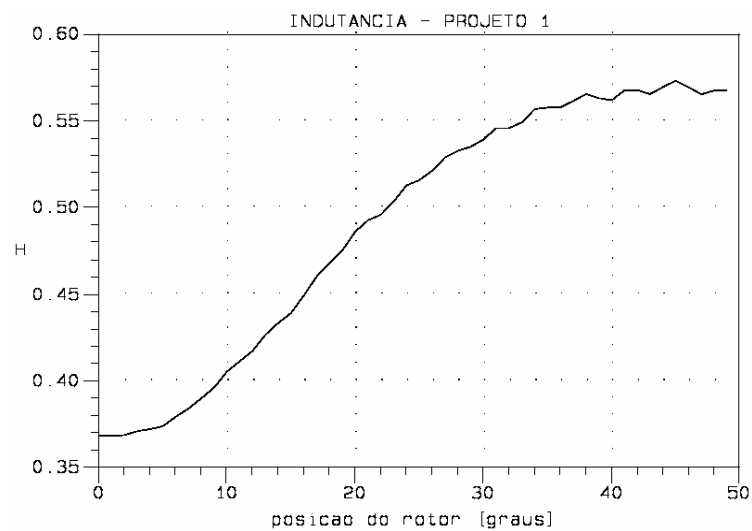


Fig. A.1.2. Curva de indutância

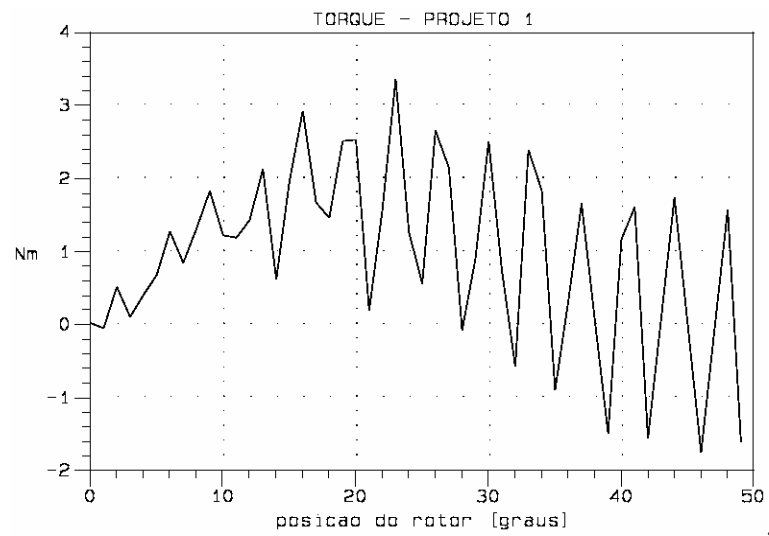


Fig. A.1.3. Curva de torque.

## A.2 Projeto 2

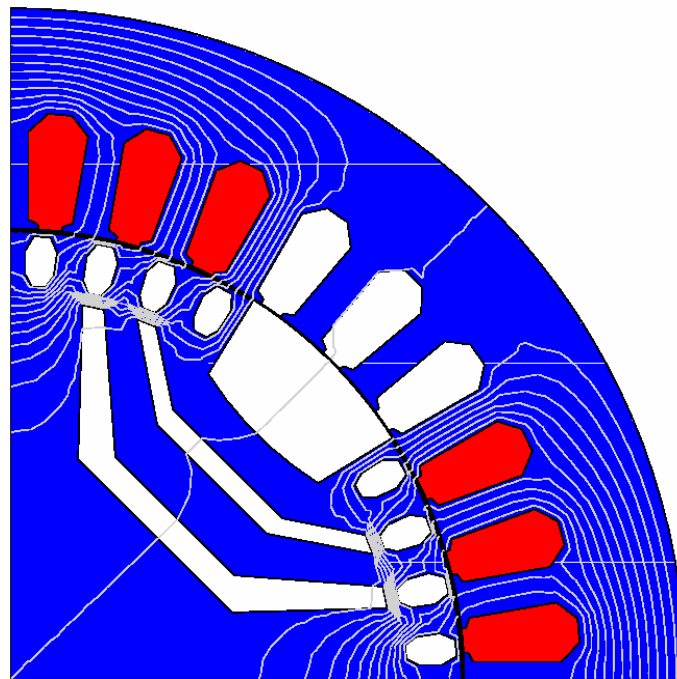


Fig. A.2.1. Fluxo de eixo q.

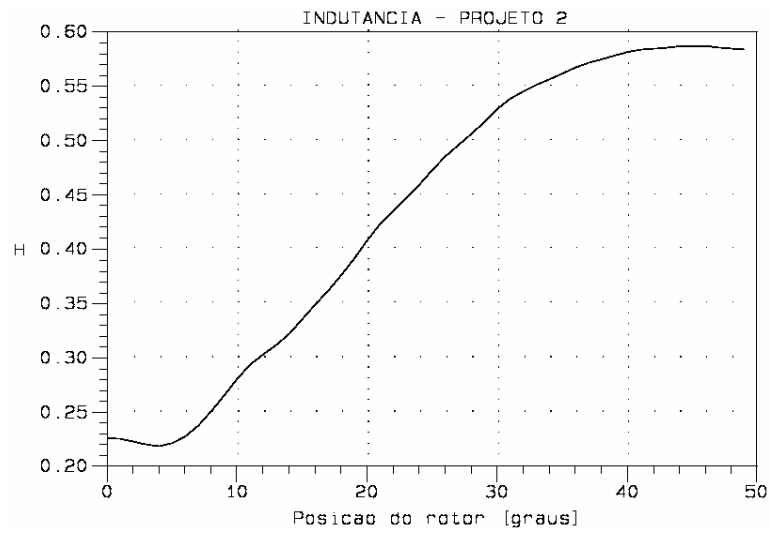


Fig. A.2.2. Curva de indutância.

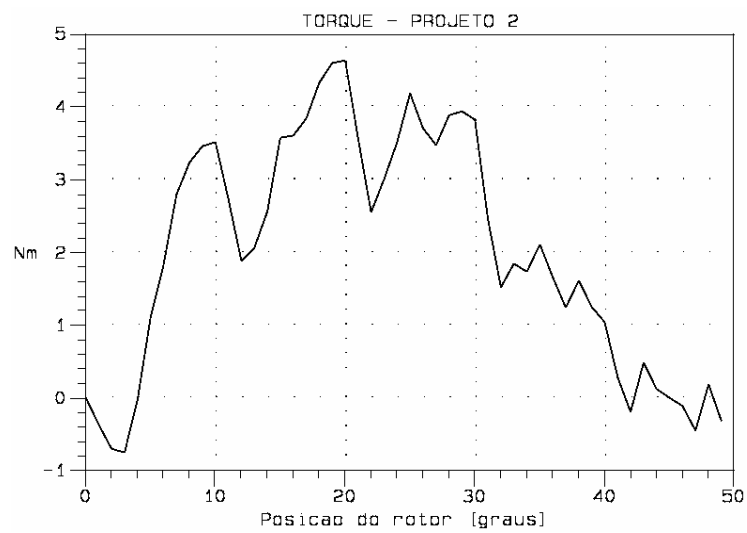


Fig. A.2.3. Curva de torque.

### A.3 Projeto 3

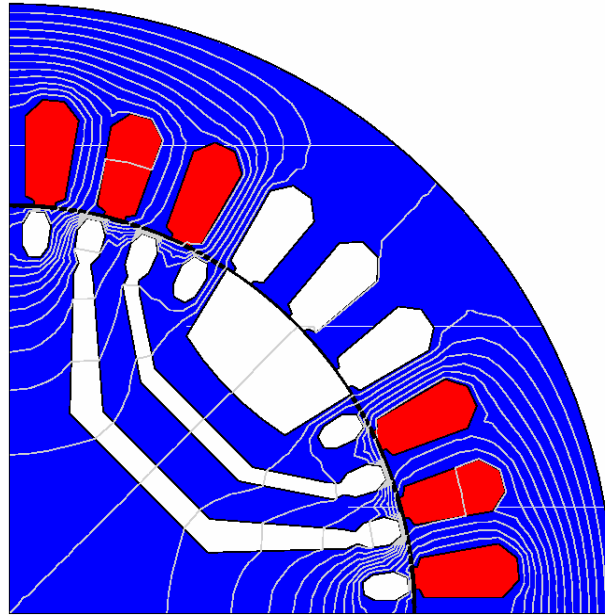


Fig. A.3.1. Fluxo de eixo q.

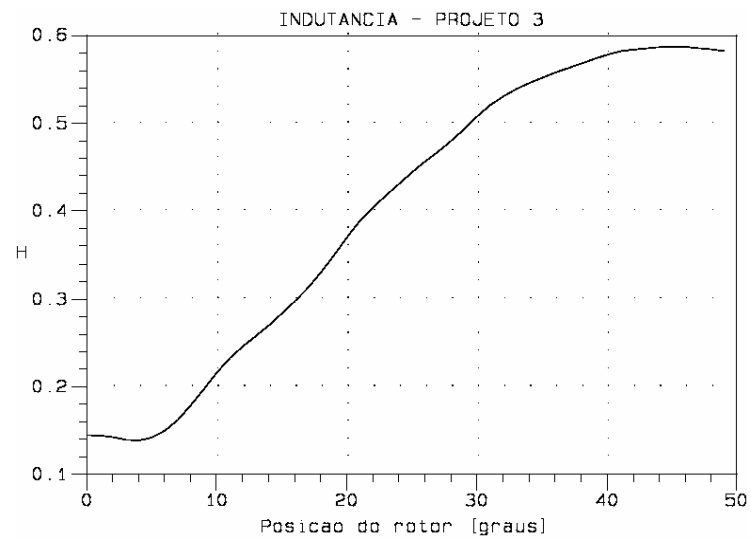


Fig. A.3.2. Curva de indutância.

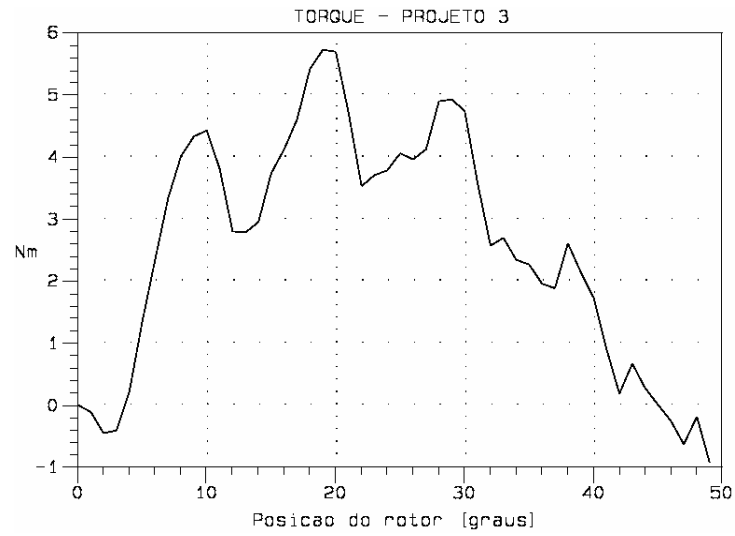


Fig. A.3.3. Curva de torque.

#### A.4 Projeto 4

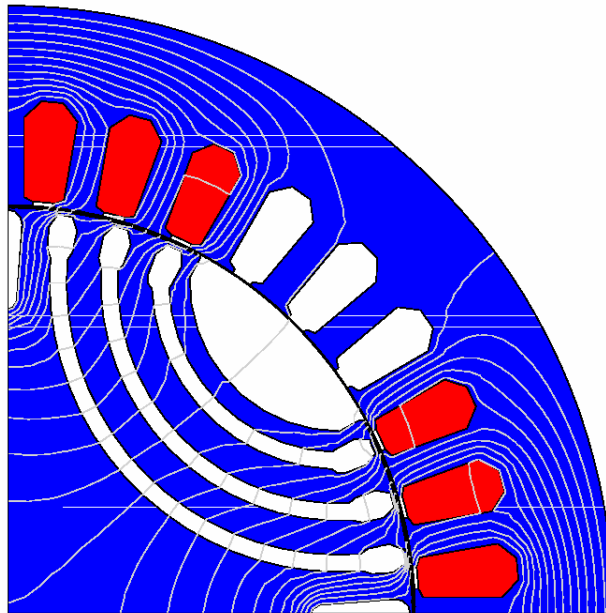


Fig. A.4.1. Fluxo de eixo q

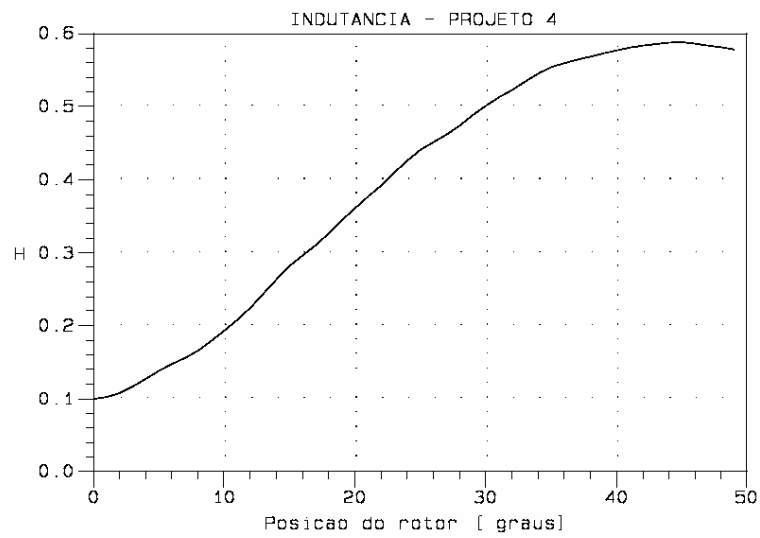


Fig. A.4.2. Curva de indutância.

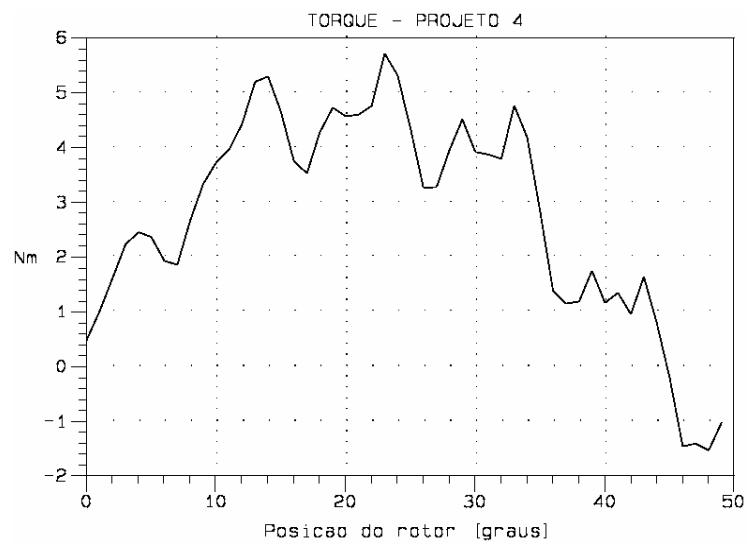


Fig. A.4.3. Curva de torque.



## A.5 Projeto 5

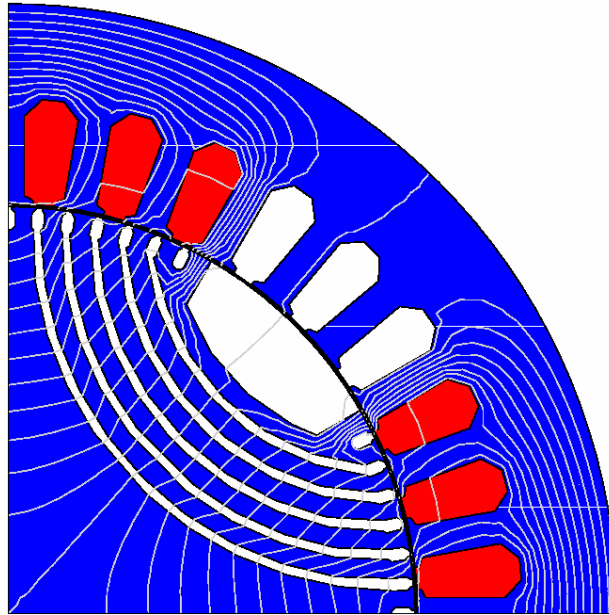


Fig. A.5.1. Fluxo de eixo q

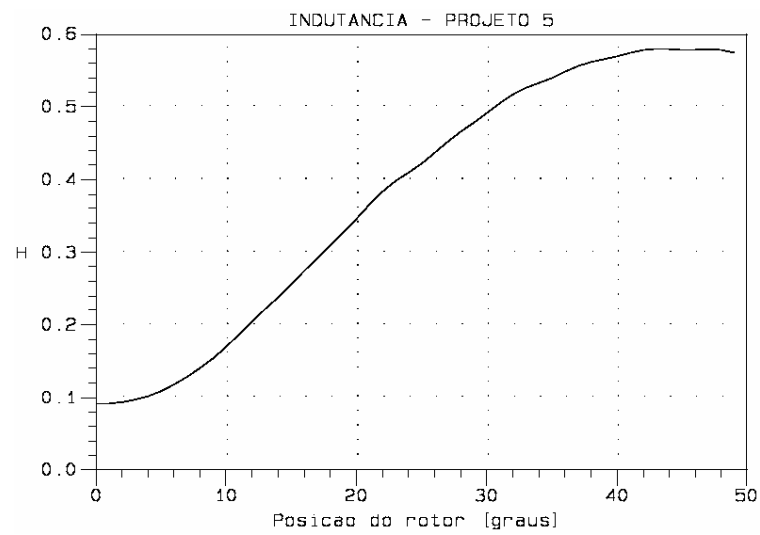


Fig. A.5.2. Curva de indutância.

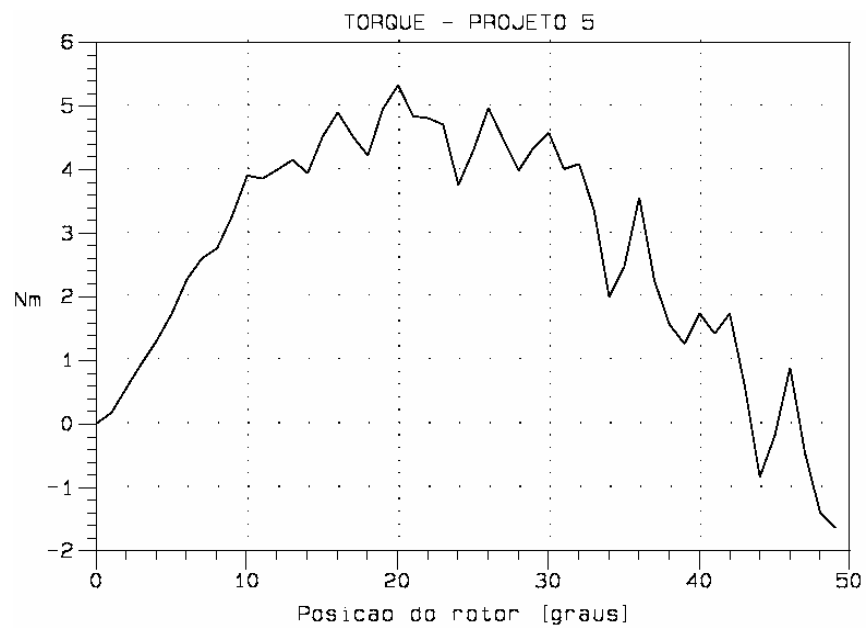


Fig. A.5.3. Curva de torque

## A.6 Projeto 6

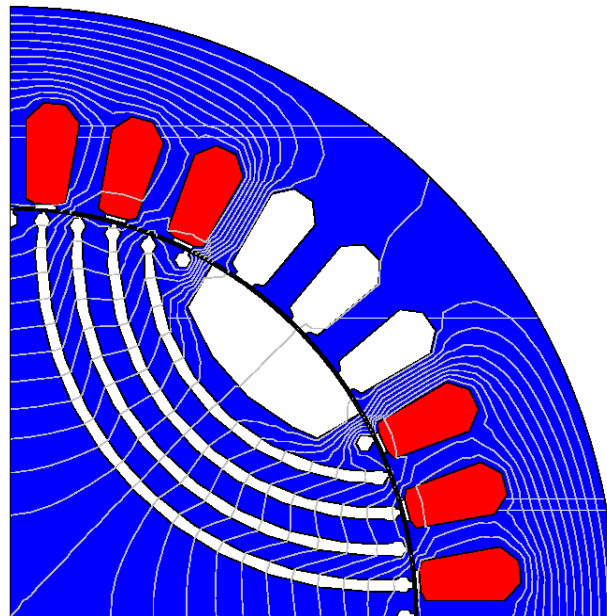


Fig. A.6.1. Fluxo de eixo q

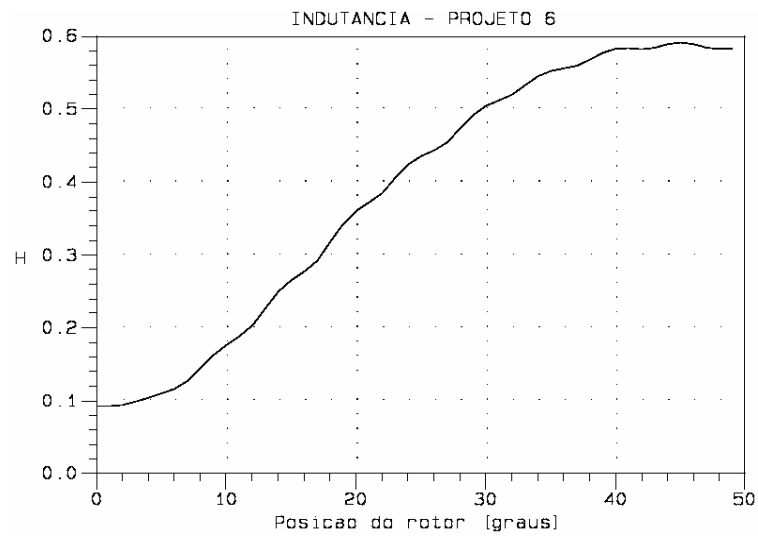


Fig. A.6.2. Curva de indutância.

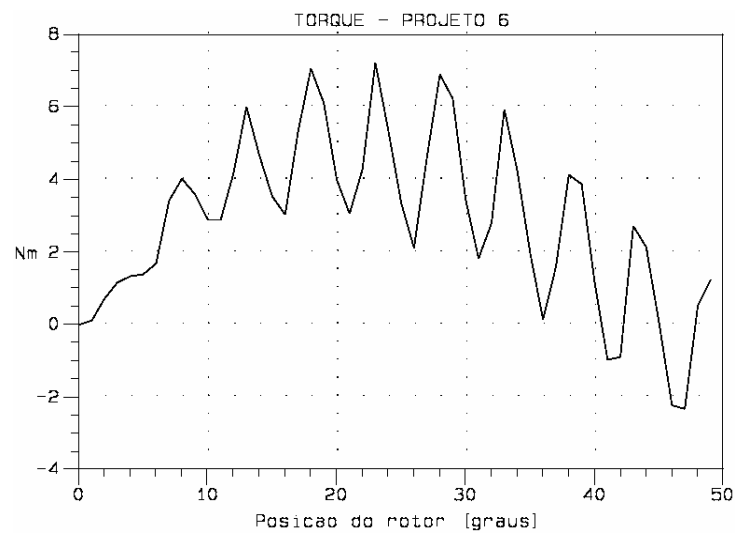


Fig. A.6.3. Curva de torque

## A.7 Projeto 7

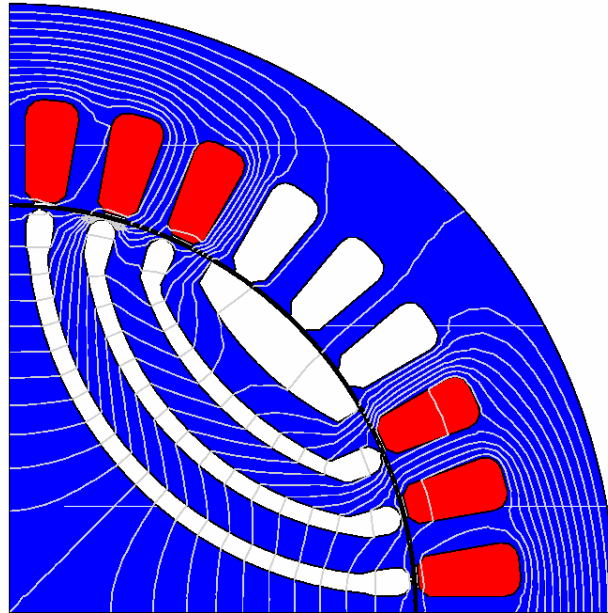


Fig. A.7.1. Fluxo de eixo q.

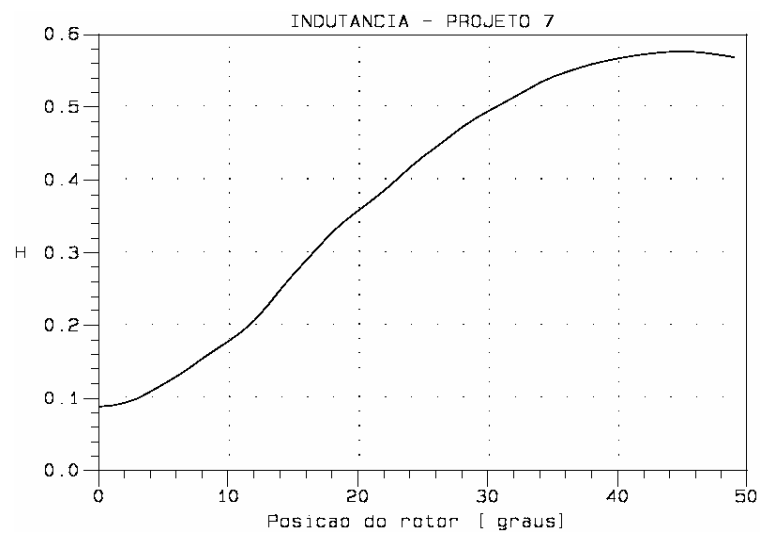


Fig. A.7.2. Curva de indutância

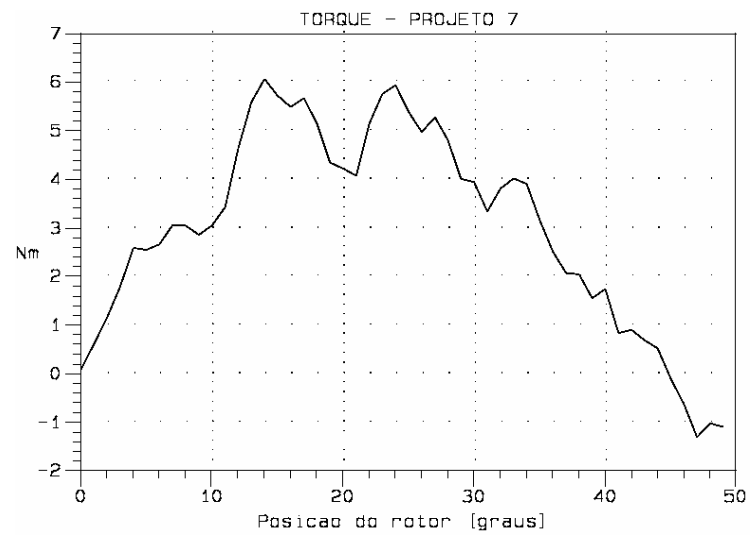


Fig. A.7.3. Curva de torque

## A.8 Projeto 8

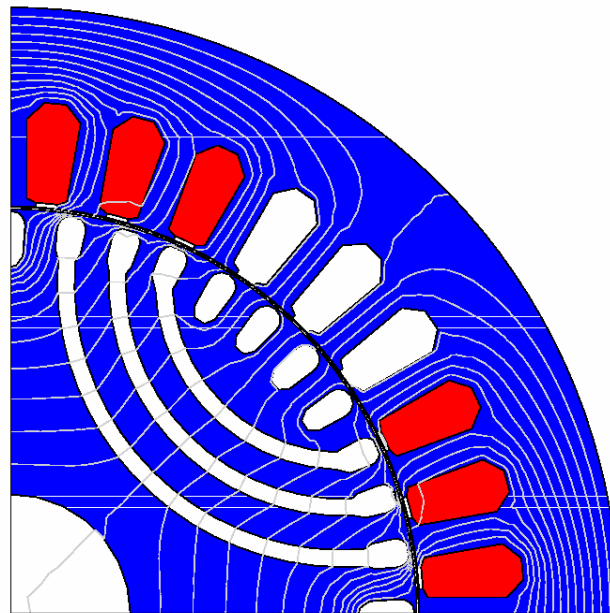


Fig. A.8.1. Fluxo de eixo q

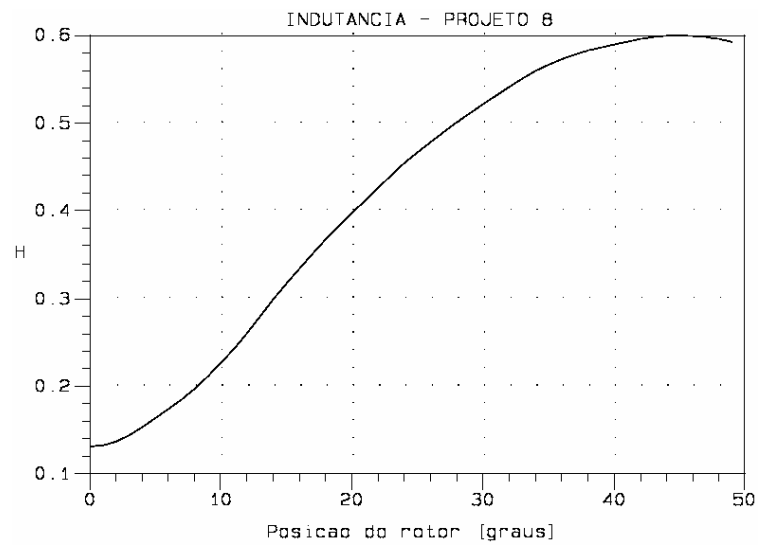


Fig. A.8.2. Curva de indutância

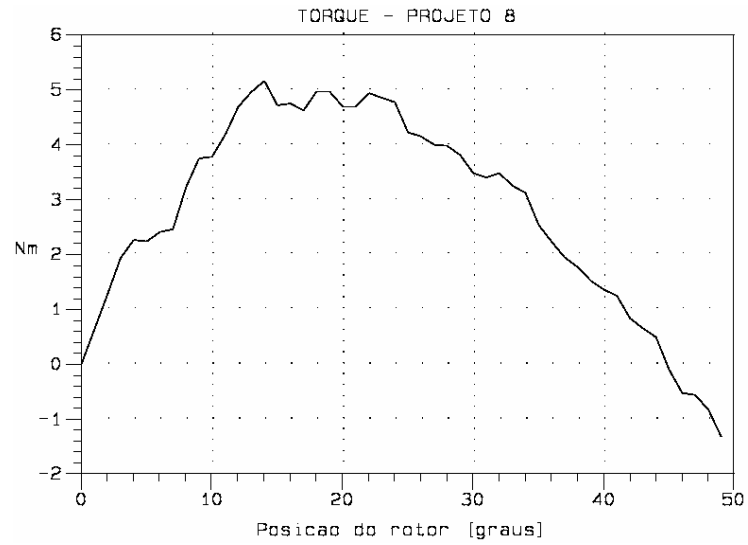


Fig. A.8.3. Curva de torque

## ANEXO B – Publicações nacionais e internacionais geradas durante o desenvolvimento deste trabalho

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foram publicados dois artigos, um em um evento nacional e outro em um evento internacional, como segue:

- **Projeto de Motores Síncronos de Relutância com Barreiras de Fluxo Utilizando o MEF-2D** [62], apresentado no V Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMag), de 4 a 6 de novembro de 2002, em Gramado, RS.

- **Design of Synchronous Reluctance Motors With Flux Barriers Using 2D-FEM** [63], apresentado no IEMDC 2003 (IEEE International Electric Machines and Drives Conference), realizado no período de 01 a 04 de junho de 2003 em Madison, no estado de Wisconsin, EUA.

## Referências bibliográficas

- [1] FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY, C. Jr.; KUSKO, A. *Máquinas Elétricas*. McGraw-Hill do Brasil Ltda, 1975.
- [2] NASAR, S.A.; BOLDEA, I.; UNNEWEHR, L.E. *Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motor*. CRC Press, 1993.
- [3] GIERAS, J.F.; WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology*. Marcel Dekker Inc., 1997.
- [4] KOSTENKO, M.; PIOTROVSKI, L. *Máquinas Elétricas*. Lopes da Silva Editora, 1979.
- [5] MILLER, T.J.E. *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. Clarendon Press – Oxford, 1989.
- [6] BARBI, I. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. Editora da UFSC, 1985.
- [7] KRAUSE, P.C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S.K. *Analysis of Electric Machinery*. IEEE Press, 1995.
- [8] MURPHY, J.M.D.; TURNBULL, F.G. *Power Electronic Control of AC Motors*. Pergamon Press, 1988.
- [9] ARMENSKY, E.V.; FALK, G.B. *Fractional-Horsepower Electrical Machines*. Mir Publishers, 1978.
- [10] VEINOTT, C.G.; MARTIN, J.E. *Fractional and Subfractional Horsepower Electric Motor*. McGraw-Hill Book Company, 1986.
- [11] SAY, M.G. *Alternating Current Machines*. Halsted Press, 1983.
- [12] BOLDEA, I.; NASAR, S.A. *Electric Machine Dynamics*. Macmillan Publishing Company, 1986.
- [13] JONES, C.V. *The Unified Theory of Electric Machines*. London : Butterworths, 1967.
- [14] CHALMERS, B.J. *Electric Motor Handbook*. Butterworths, 1988.
- [15] FRATTA, A.; VAGATI, A.; VILLATA, F. Design Comparison Between Induction and Synchronous Reluctance Motors. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES (ICEM) (Sept. 1994 : Paris, France). *Proceedings*. Paris, 1994. p. 329-334.



- [16] HAATAJA, J.; PYRHÖNEN, J. Synchronous Reluctance Motor: an Alternative to Induction Motor. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES (ICEM) (Aug. 2000 : Espoo, Finland). *Proceedings*. Espoo, 2000, p. 1762-1766.
- [17] LOVATT, H.C.; CLELLAND, M.L.M.; STEPHENSON, J.M. Comparative Performance of Singly Salient Reluctance, Switched Reluctance, and Induction Motors. In: ENGLISH INT. CONF. ON ELECT. MACHINES AND DRIVES (1997), p. 361-365.
- [18] LEE, J.H.; KIM, J.C.; HYUN, D.S. Vector Control Characteristics Analysis in Synchronous Reluctance Motor by Using Coupled FEM & Preisach Modelling and Experiments. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC) (May 1999 : Seattle, USA). *Proceedings*. Seattle, 1999, p. 269-271.
- [19] KIM, J.C.; LEE, J.H.; JUNG, I.S. et al. Vector Control Scheme of Synchronous Reluctance Motor Considering Iron Core Loss. In: CONFERENCE ON THE COMPUTATION OF ELECTROMAGNETIC FIELDS (COMPUMAG) (11 : Nov. 1997 : Rio de Janeiro, Brasil). *Proceedings*. Rio de Janeiro, 1997. p. 135-136.
- [20] LIPO, T.A. Synchronous Reluctance Machines – A Viable Alternative for AC Drives?. *Electric Machines and Power Systems*, p. 659-670, 1991.
- [21] MATSUO, T.; LIPO, T.A. Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine. *IEEE transactions on Energy Conversion*, v. 9, n. 2, p. 359-365, 1994.
- [22] HOFMANN, H.; SANDERS, S.R. Synchronous Reluctance Motor/Alternator for Flywheel Energy Storage Systems. University of California, Berkeley, [Http://wind.eecs.berkeley.edu/heath/papers/fwmotor2](http://wind.eecs.berkeley.edu/heath/papers/fwmotor2). (current 1999).
- [23] SADRI, S.M.R. Variable Speed Reluctance Motors with Three and Six Flux Guided Rotors. In: ELECTRIMACS (Sept. 1996 : Saint-Nazaire, France). *Proceedings*. Saint-Nazaire, 3/3, 1996, p. 1113-1118.
- [24] DEL PIZZO, A.; MARIGNETTI, F. Axially-Laminated VR Motors: Mathematical Models and Experimental Investigations on Prototypes. In: CHINESE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES (2 : 1995 : Hangzhou, China). *Proceedings*. Hangzhou, China, 1995, p. 946-951.

- [25] FENG, X.; HAMEYER, K.; BELMANS, R. Efficient Modelling of Synchronous Reluctance Motor With Axially-Laminated Rotor. In: ELECTRIMACS (Sept. 1996 : Saint-Nazaire, France). *Proceedings*. Saint-Nazaire, v. 2/3, 1996, p. 807-812.
- [26] HRABOVCOVÁ, V.; LICKO, M.; RAFAJDUS, P. et al. An Improvement of Reluctance Synchronous Motor Quality Parameters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES (ICEM) (Aug. 2000 : Espoo, Finland). *Proceedings*. Espoo, 2000, p. 1590-1594.
- [27] ISAAC, F.N.; ARKADAN, A.A.; EL-ANTABLY, A. Characterization of Axially Laminated Anisotropic-Rotor Synchronous Reluctance Motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, Sept. 1999.
- [28] SHIMA, K.; IDE, K.; TAKAHASHI, M.; OKA, K. Steady-State Magnetic Circuit Analysis of Salient-Pole Synchronous Machines Considering Cross-Magnetization. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC) (June 2001 : MIT, Cambridge, USA). *Proceedings*. Cambridge, 2001, p. 853-855.
- [29] HAMOUDA, R.M.; BADR, M.A.; ALOLAH, A.I. Starting Transients of Three Phase Reluctance Motors as Affected by Torsional Dynamics. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, p. 354-360, Sept. 1999.
- [30] SCHIMIDT, E.; BRANDL, W. Comparative Finite Element Analysis of Synchronous Reluctance Machines with Internal Rotor Flux Barriers. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC) (June 2001 : MIT, Cambridge, USA). *Proceedings*. Cambridge, 2001, p. 831-837.
- [31] TIA, P.; MATT, D.; POULOT, P. et al. Predetermination of Permanent Magnet Reluctant Machine with Flux Concentration. In: ELECTRIMACS (Sept. 1996 : Saint-Nazaire, France). *Proceedings*. Saint-Nazaire, v. 3/3, 1996, p. 1131-1136.
- [32] STUMBERGER, B.; HRIBERNIK, B. Calculation of Two-Axis Parameters of Synchronous Motor with Permanent Magnets Using Finite Elements. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC) (May 1999 : Seattle, USA). *Proceedings*. Seattle, 1999, p. 98-100.
- [33] SENJYU, T.; OMODA, A.; UEZATO, K. Parameter Measurement for Synchronous Reluctance Motors Considering Stator and Rotor Iron Loss. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC) (May 1999 : Seattle, USA). *Proceedings*. Seattle, 1999, p. 126-128.

- [34] GROZA, V.Z.; BIRIESCU, M; LIUBA, G. Measurement of Reactance of Synchronous Machines at Standstill. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC) (May 1999 : Seattle, USA). *Proceedings*. Seattle, 1999. p. 171-173.
- [35] JOVANOVIC, M.G.; BETZ, R.E. Off-Line Testing of Reluctance Machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, Sept. 1999.
- [36] LUO, Y.J.; HWANG, G.J.; LIU, K.T. Design of Synchronous Reluctance Motor. In: ELECTRICAL MANUFACTURING & COIL WINDING CONFERENCE (22 : Sept. 1995 : Chicago). *Proceedings*. New Jersey : 1995. p. 373 –379.
- [37] VAGATI,A.; CANOVA,A.; CHIAMPI, M. et al. Design Refinement of Synchronous Reluctance Motors Through Finite-Element Analysis. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 4, Jul./Aug. 2000, p. 1094-1102.
- [38] KAMPER,M.J.; VAN DER MERWE, F.S.; WILLIAMSON, S. Direct Finite Element Design Optimisation of the Cageless Reluctance Synchronous Machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 11, n. 3, Sept. 1996, p. 547-555.
- [39] PARASILITI, F.; VILLANI, M. Optimization Analysis of Synchronous Reluctance Motor Design. *IEE proc. Electrical Machines and Drives*, p. 276-280, 1995.
- [40] LEE, J.H.; HYUN, D.S.; KIM, J.C. Dynamic Characteristic Analysis of Synchronous Reluctance Motor Considering Saturation and Iron Loss by FEM. CONFERENCE ON THE COMPUTATION OF ELECTROMAGNETIC FIELDS (COMPUMAG) (11 : Nov. 1997 : Rio de Janeiro, Brasil). *Proceedings*. Rio de Janeiro, 1997. p. 649-650.
- [41] ZAIM, M.E. Application of a Non Linear Complex Finite Element Method to the Design of Solid Rotor Reluctance Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 34, n. 5, p. 3592-3595, Sept. 1998.
- [42] LEE, J.H.; SON, Y.H.; HYUN,D.S. et al. Analysis of Synchronous Reluctance Motor Using Finite Element Method Combined Preisach's Modeling. In: CONFERENCE ON THE COMPUTATION OF ELECTROMAGNETIC FIELDS (COMPUMAG) (11 : Nov. 1997 : Rio de Janeiro, Brasil). *Proceedings*. Rio de Janeiro, 1997. p. 759-760.
- [43] CHABU, I.E.; CARDOSO, J.R.; SILVA, V.C. et al. A New Design Technique Based on a Suitable Choice of Rotor Geometrical Parameters to Maximize Torque and

- Power Factor in Synchronous Reluctance Motors: Part I – Theory. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, p. 599-604, Sept. 1999.
- [44] CHABU, I.E.; CARDOSO, J.R.; SILVA, V.C. et al. A New Design Technique Based on a Suitable Choice of Rotor Geometrical Parameters to Maximize Torque and Power Factor in Synchronous Reluctance Motors: Part II – Finite-Element Analysis and Measurements. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, p. 605-609, Sept. 1999.
- [45] CHABU, I.E. *Contribuição ao Estudo e Projeto dos Motores Síncronos de Relutância*. São Paulo, 1997. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo.
- [46] AGUIAR, M.C.C. *Contribuição à Análise do Motor Síncrono de Relutância*. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [47] BASTOS, J.P.A. *Eletromagnetismo e Cálculo de Campos*. Florianópolis : Editora Da UFSC, 1992.
- [48] Manual do EFCAD. GRUCAD – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [49] BRICE, C.W.; SANTI, E.; KANG, X.; GÖKDERE, L.U. Reference frames for simulation of electric motors and drives. In: ICEM 2000 (August 2000 : Espoo, Finland). *Proceedings*. Espoo, 2000. p. 505-509.
- [50] NABETA, S.I., CARDOSO, J.R. et al. Determinação dos Parâmetros de Máquinas Síncronas pela Simulação por Elementos Finitos do Ensaio de Resposta em Frequência. *SBA Controle & Automação*, v. 9, n. 3, p. 165-170, Set, Out, Nov e Dez de 1998.
- [51] 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)*. Toulouse, 1993. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – LEEI/ENSEEIH.
- [52] STANKOVIĆ, A.; BENEDICT, E.R.; JOHN V; LIPO, T.A. A Novel Method for Measuring Induction Machine Magnetizing Inductance. In: ANNUAL MEETING (October 1997 : New Orleans, USA). *IEEE Industry Applications Society*. New Orleans : 1997.
- [53] HONSINGER, V.B.; The inductances  $l_d$  and  $l_q$  of reluctance machines, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-90, n. 1, p. 298–304, 1971.

- [54] ANDRADA, P.; MARTÍNEZ, E.; PERAT, J.I; SÁNCHEZ, J.A.; TORRENT, M. Experimental determination of magnetization curves of switched reluctance motors. In: : INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES (ICEM) (Aug. 2000 : Espoo, Finland). *Proceedings*. Espoo, 2000, p. 761-765.
- [55] IEEE. *Standard procedure for obtaining synchronous machine parameters by standstill frequency response testing*, IEEE Std. 115A. 1987.
- [56] MOON, S.I.; KEYHANI, A. Estimation of induction machine parameters from standstill time-domain data. In: ANNUAL MEETING. (Nov./Dec. 1994 : Toronto, Canada). *IEEE Industry Applications Society*. Toronto : 1994.
- [57] FERREIRA, A.C.; ZAMBRANO, M.V. Ensaio de Resposta em Freqüência em Máquina Síncrona de Pólos Salientes Utilizando o Método dos Elementos Finitos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (5 : Nov. 2002 : Gramado, Rio Grande do Sul). *Anais*. Gramado, 2002.
- [58] KLINGSHIRN, E.A. Dc standstill torque used to measure  $L_q$  of reluctance and synchronous machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-97, n. 5, p. 1862–1869, 1978.
- [59] HAATAJA, J.; PYRHÖNEN, J. Synchronous Reluctance Motor: An Alternative to Induction Motor. In: ICEM 2000 (August 2000 : Espoo, Finland). *Proceedings*. Espoo, 2000. p. 1762-1766.
- [60] M2E.EXE. Versão 5.0. Programa para cálculo de motores elétricos de indução. João Evangelista Pacheco. Weg Indústrias S.A, Divisão Motores. Jaraguá do Sul, 2001. Visual Basic 5.
- [61] FOCK, A.A.; HART, P.M. New method for measuring  $x_d$  and  $x_q$  based on the p-q diagram of the lossy salient-pole machine. *IEE Proceedings*, Pt. B, v. 131, p.259–262, 1984.
- [62] MARTINS, C.E.G.; KUO-PENG, P.; SADOWSKI, N. Projeto de Motores Síncronos de Relutância com Barreiras de Fluxo Utilizando o MEF-2D. In: V CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (CBMag) (Novembro 2002 : Gramado, Brasil). Gramado, 2002.
- [63] MARTINS, C.E.G.; KUO-PENG, P.; SADOWSKI, N. Design of Synchronous Reluctance Motors With Flux Barriers Using 2D-FEM. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC) (June 2003 : Madison, USA). *Proceedings*. Madison, 2003, p. 1669-1674.