

PEDRO PEREIRA DE PAULA
Engenheiro Eletricista , EPUSP, 1981

**ANÁLISE E PROJETO DE UM MOTOR DE RELUTÂNCIA
CHAVEADO COM O AUXÍLIO DO MÉTODO DOS ELEMENTOS
FINITOS**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia.

São Paulo
1993

PEDRO PEREIRA DE PAULA
Engenheiro Eletricista , EPUSP, 1981

Nº USP 2531753

**ANÁLISE E PROJETO DE UM MOTOR DE RELUTÂNCIA
CHAVEADO COM O AUXÍLIO DO MÉTODO DOS ELEMENTOS
FINITOS**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia. PEA

Área de concentração:
Engenharia Elétrica.

Orientador:
Prof. Dr. José Roberto Cardoso.

Nº Func. 506737

São Paulo
1993

Dedico este trabalho aos meus pais,
irmãos e à minha esposa.

AGRADECIMENTOS

À COPESP que tornou possível a realização deste trabalho, através da colaboração dos inúmeros colegas das Divisões de Equipamentos Elétricos, de Mecânica e de Eletrônica.

Ao meu orientador Prof. Dr. José Roberto Cardoso pelo permanente incentivo durante a realização deste trabalho.

Ao eng. Walter E. F. Scheibig pelo empenho pessoal para viabilizar este trabalho.

Ao eng. Rubens Rossi Ferramenta pelo projeto mecânico do protótipo.

Ao eng. Wanderlei Marinho por viabilizar a montagem do conversor.

Ao técnico Luiz A. Toso e ao eng. Eduardo H. Adati pelo apoio dado durante a montagem do protótipo e a realização dos ensaios.

À eng. Nancy M. Abe pelo suporte nos aspectos computacionais.

Ao eng. Ângelo Passaro pelas fotografias dos resultados obtidos com o programa FLUX2D.

Ao pessoal da Oficina Mecânica da COPESP que fabricou as peças do protótipo.

Ao eng. Marcos César Machado pelo suporte durante a edição do texto.

Ao amigo João Luiz Mutaf pela revisão do texto.

A todos que direta ou indiretamente, colaboraram na realização deste trabalho.

SUMÁRIO

Lista de tabelas	
Lista de figuras	
Lista de símbolos	
Resumo	
"Abstract"	
1 INTRODUÇÃO	1
2 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS E DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO	4
2.1 Generalidades	4
2.2 Aspectos básicos do motor de relutância chaveado	10
2.3 Características de operação do conversor	16
2.4 Fluxos de energia no motor	20
2.5 Características de torque x velocidade do acionamento	27
2.6 Alguns aspectos do sensor de posição do rotor	32
3 PROJETO DE UM MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO	36
3.1 Considerações gerais	36
3.2 Pólos e fases	39
3.3 Determinação das dimensões e do número de espiras	44
3.4 O uso do método dos elementos finitos	56

4 ENSAIOS REALIZADOS.....	75
4.1 Resistências e indutâncias.....	75
4.2 Características de torque estático.....	78
4.3 Verificação do funcionamento do motor.....	83
5 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	92
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Valores calculados para $T = 0,5 \text{ Nm}$	49
Tabela 3.2 - Valores de indutância máxima, corrente e torque	50
Tabela 3.3 - Conteúdo de fotografias.....	58
Tabela 3.4 - Valores calculados com o programa FLUX2D, $I = 2 \text{ A}$	64
Tabela 3.5 -Valores calculados com o programa FLUX2D, $I = 2,75 \text{ A}$	65
Tabela 3.6 - Valores calculados com o programa FLUX2D, $I = 4 \text{ A}$	65
Tabela 3.7 - Relação entre as indutâncias máxima e mínima	69

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Motor de relutância chaveado com 3 fases, 6 pólos no estator e 4 pólos no rotor	10
Figura 2.2 - Uma possível configuração de conversor para alimentar o motor da figura 2.1.....	11
Figura 2.3 - Indutância da fase x posição angular do rotor.....	14
Figura 2.4 - Torque associado à fase da figura 2.3	14
Figura 2.5 - Formas de onda da corrente e da indutância.....	18
Figura 2.6 - Indutância, fluxo e corrente da fase.....	20
Figura 2.7 - Curvas $\Psi \times i$	25
Figura 2.8 - Característica de torque x velocidade	29
Figura 3.1 - Triângulo ABC: motor com 3 fases, 6 pólos no estator e 4 no rotor.....	42
Figura 3.2 - Dimensões do protótipo.....	54
Figura 4.1 - Representação do posicionamento dos sensores.....	86
Figura 4.2 - Formas de onda de tensão e de corrente	88

Fotografia 3.1 - Vista dos componentes do protótipo	55
Fotografia 3.2 - Vista dos componenetes do protótipo	55
Fotografia 3.3 - Discretização do domínio de estudo.....	57
Fotografia 3.4 - Vista amplificada da região central discretizada.....	58
Fotografia 3.5 - Distribuição da indução magnética: $\theta=0^{\circ}$; $I= 2,75$ A.....	60
Fotografia 3.6 - Fluxo magnético: $\theta=0^{\circ}$; $I= 2,75$ A	60
Fotografia 3.7 - Distribuição da indução magnética: $\theta=22,5^{\circ}$; $I= 2,75$ A..	61
Fotografia 3.8 - Fluxo magnético: $\theta=22,5^{\circ}$; $I= 2,75$ A	61
Fotografia 3.9 - Distribuição da indução magnética: $\theta=45^{\circ}$; $I= 2,75$ A.....	62
Fotografia 3.10 - Fluxo magnético: $\theta=45^{\circ}$; $I= 2,75$ A	62
Fotografia 4.1 - Vista da montagem do ensaio	79
Fotografia 4.2 - Vista da montagem do ensaio	84
Gráfico 3.1 - Características de torque estático obtidas com o FLUX2D.	66
Gráfico 3.2 - Indutâncias obtidas com o FLUX2D.....	66
Gráfico 3.3 - Fluxos totais obtidos com o FLUX2D	67
Gráfico 3.4 - Fluxo total concatenado x corrente	71
Gráfico 3.5 - Torque versus o quadrado da corrente.....	71
Gráfico 3.6 - Torque em função do tempo	74
Gráfico 4.1 - Indutância versus posição angular	77
Gráfico 4.2 - Torque estático medido com a corrente de 2,75 A na fase 181	
Gráfico 4.3 - Torque estático medido com a corrente de 2 A na fase 1... 81	
Gráfico 4.4 - Torque estático medido com a corrente de 1,5 A na fase 1 82	
Gráfico 4.5 - Torque estático medido com a corrente de 1 A na fase 1... 82	
Gráfico 4.6 - Torque x quadrado da corrente medido na posição 30° 83	
Gráfico 4.7 - Verificação do funcionamento do motor.....	91

LISTA DE SÍMBOLOS

ε : ângulo de passo

Ψ : fluxo concatenado com a bobina

θ : posição angular do rotor

θ_C : ângulo de condução

θ_i : posição do rotor, onde se inicia a condução da fase

μ_0 : permeabilidade magnética do vácuo

θ_0 : posição do rotor, onde se inicia o crescimento da indutância

β_r : arco polar do rotor

μ_r : permeabilidade relativa do material ferromagnético

β_s : arco polar do estator

θ_x : posição do rotor, onde a chave que está conduzindo é cortada

B : indução magnética

d : diâmetro externo do estator

e : metade do percurso de uma linha de fluxo

ER : relação de energia

f.e.m. : força eletro-motriz

f_1 : frequência de chaveamento da fase

g : entreferro

H : intensidade de campo magnético

i : corrente na fase (valor instantâneo)

k : constante de proporcionalidade

l : comprimento dos pacotes rotórico e estatórico

L : indutância da fase

N : número de espiras

n : velocidade de rotação

N_r : número de pólos do rotor

N_s : número de pólos do estator

P: potência

q : número de fases

r : raio do rotor

R : resistência ôhmica da fase

T: torque

v : valor instantâneo da tensão na fase

V : volume

V_{CC} : tensão do barramento CC

w : velocidade angular

W_C : co-energia

W_f : energia armazenada no campo magnético

w_s : velocidade base

RESUMO

Este trabalho se insere num contexto de desenvolvimento da capacitação para aplicações de motores de relutância chaveados, com ênfase aos aspectos eletromagnéticos do acionamento.

Inicialmente, são apresentados os principais aspectos construtivos do motor e de funcionamento do seu conversor. São discutidos os fluxos de energia do acionamento e são apresentadas as suas características operacionais, bem como as possibilidades para o seu controle.

Foi desenvolvida uma metodologia de projeto embasada numa formulação empírica e no método dos elementos finitos, implementado através do programa FLUX2D. Desta forma, foi projetado um protótipo para desenvolver meio newton-metro a três mil rotações por minuto.

A formulação empírica baseia-se na adoção de diversas hipóteses simplificadoras do circuito ferromagnético. O método dos elementos finitos foi empregado com a finalidade da obtenção de um refinamento do dimensionamento do motor.

O protótipo projetado foi fabricado e testado. Os objetivos dos ensaios foram a confrontação com os diversos valores calculados no projeto e a verificação do seu desempenho em diversas condições de carga.

Finalizando o trabalho, os resultados obtidos são analisados, ressaltando-se os aspectos relevantes ocorridos durante o seu desenvolvimento. São também apresentadas, as atividades subseqüentes previstas.

RESUMO

Este trabalho se insere num contexto de desenvolvimento da capacitação para aplicações de motores de relutância chaveados, com ênfase aos aspectos eletromagnéticos do acionamento.

Inicialmente, são apresentados os principais aspectos construtivos do motor e de funcionamento do seu conversor. São discutidos os fluxos de energia do acionamento e são apresentadas as suas características operacionais, bem como as possibilidades para o seu controle.

Em seguida, são apresentadas as principais considerações que devem ser feitas para a condução de um projeto deste tipo de equipamento. Com isso, foi desenvolvida uma metodologia de projeto embasada numa formulação empírica e no método dos elementos finitos, implementado através do programa FLUX2D. Com esta metodologia, foi projetado um protótipo para desenvolver 0,5 Nm a 3000 rpm.

A formulação empírica baseia-se na experiência dos autores citados com este tipo de motor, e na adoção de diversas hipóteses simplificadoras do circuito ferromagnético.

O método dos elementos finitos foi empregado com a finalidade da obtenção de um refinamento do dimensionamento do motor, e da obtenção das suas características de torque estático, das indutâncias das fases e dos fluxos concatenados em função da posição angular do rotor e da corrente.

O protótipo projetado foi fabricado e testado. Os objetivos dos ensaios foram a confrontação com os diversos valores calculados no projeto e a verificação do seu desempenho em diversas condições de carga.

Finalizando o trabalho, os resultados obtidos são analisados, ressaltando-se os aspectos relevantes ocorridos durante o seu desenvolvimento. São também apresentadas, as atividades subseqüentes previstas.

ABSTRACT

This work is related to the development activities of switched reluctance motors, mainly on their electromagnetic characteristics.

The motor's basic construction features and the converter's operation characteristics are showed, as well as, the energy flows, performance aspects and the effects of the control parameters.

The principal elements of motor design are discussed. A method of design is developed based on empirical formulas and on finite elements method (using the software FLUX2D). Thus, a prototype was designed with ratings of 0,5 Nm at 3000 rpm.

The empirical formulas are developed on a simplified model of the motor and taking into account the referred author's experience.

The finite elements method was used with the aim of getting a design refinement, as well as, the static torque characteristics, inductances and flux as a function of rotor position and current.

The prototype was built and tested. The tests were conducted to compare the actual with the designed parameters and to evaluate the performance characteristics.

Finally, the results are analysed and the main facts observed during the development of the work are reported. The next planned activities are also showed.

1 INTRODUÇÃO

Temos observado nos últimos anos um número cada vez maior de tipos diferentes de acionamentos em velocidade variável destinados a inúmeras aplicações. Em cada aplicação em particular, o engenheiro se defronta com várias opções, e a escolha da melhor, sob os diversos pontos de vista pertinentes, requer uma análise criteriosa, que deve ser embasada num conhecimento profundo das características de cada opção.

A possibilidade da obtenção da melhor solução em cada caso resulta da capacidade do engenheiro de manipular diversos aspectos mutuamente incompatíveis. Estes aspectos são, basicamente, a obtenção de um acionamento com um alto rendimento, baixo custo de projeto, de fabricação e de operação, associados a uma longa vida útil do equipamento.

Este trabalho se insere num contexto de desenvolvimento da capacitação para aplicações de um dos tipos modernos de acionamentos em velocidade variável, que é o motor de relutância chaveado. A idéia para a realização deste trabalho surgiu a partir de uma solicitação feita ao meu orientador pelo Prof. Carlos Thu, do Departamento de Engenharia Mecânica da EPUSP, para o desenvolvimento de um acionamento aplicável em bobinadeiras de indústrias têxteis com uma potência de 1 kW a 20000 rpm e torque de 0,5 Nm. A utilização deste tipo de motor em tais aplicações foi iniciada recentemente na Europa. Naturalmente, este tipo de acionamento pode ser utilizado nas múltiplas aplicações em que se requeira o fornecimento de potência mecânica em velocidade variável.

Devido ao fato de que as referências bibliográficas disponíveis abordam de uma maneira superficial os aspectos concernentes ao projeto do motor e por antevermos as dificuldades de atingir àquela velocidade a potência desejada, resolvemos limitar o escopo deste trabalho ao desenvolvimento de

um motor para acionar cargas mecânicas em velocidade variável até 3000 rpm e torques até 0,5 Nm. Note-se que este projeto é o primeiro deste tipo a ser desenvolvido no Departamento de Energia e Automação Elétrica da EPUSP, e, com isto, esperamos obter as condições necessárias ao estudo das características de tal tipo de acionamento, estabelecendo as bases para desenvolvimentos subsequentes, que permitam atingir o objetivo inicialmente proposto.

Feitas estas considerações, podemos apresentar, de maneira sucinta, os aspectos que serão abordados neste trabalho:

a) inicialmente serão apresentadas as características construtivas e de funcionamento deste tipo de acionamento, com base nas referências bibliográficas apontadas;

b) será apresentado o projeto de um protótipo construído para desenvolver até 0,5 Nm em rotações até 3000 rpm. Foi feita uma primeira aproximação ao dimensionamento deste protótipo com base nas mesmas referências bibliográficas. Em seguida foi feito um refinamento do dimensionamento com o auxílio do Método dos Elementos Finitos (programa FLUX2D, disponível na EPUSP), através do qual foram geradas as curvas de torque estático e de indutância em função da posição angular e da corrente;

c) o protótipo projetado foi construído e submetido a diversos ensaios para a comparação dos resultados obtidos com os previstos no projeto. Os ensaios que realizamos, visaram basicamente o levantamento das curvas acima apontadas e a verificação da possibilidade do desenvolvimento de torques até 0,5 Nm em rotações até 3000 rpm;

d) finalmente faremos uma avaliação global do trabalho, apontando as conclusões obtidas e as atividades subsequentes para o aprimoramento deste acionamento.

Devemos enfatizar que o enfoque principal deste trabalho concentra-se no motor e não no acionamento como um todo. O conversor utilizado durante os ensaios não foi especialmente projetado para esta finalidade, e adotamos a configuração mais simples possível para a alimentação do motor.

2 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS E DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO

2.1 Generalidades

O motor de relutância chaveado consiste basicamente de um estator e de um rotor com pólos salientes, construídos normalmente com chapas de ferro silício e algum tipo de sensor de posição angular do rotor para gerar os sinais de chaveamento das fases do estator. O motor desenvolve unicamente torque de relutância, e o rotor não tem nenhum tipo de enrolamento ou ímãs permanentes. Devido a este fato, o sentido da corrente contínua injetada em suas fases é indiferente e, desta maneira, possibilita a minimização do número de chaves necessárias por fase.

Lawrenson et al [01] e Miller[02] citam que os conceitos básicos relativos aos motores de relutância foram estabelecidos em meados do século passado. No entanto, sua utilização prática era quase impossível devido às limitações tecnológicas da época, e suas aplicações praticamente se limitavam ao rol das curiosidades científicas.

Kenjo [03] cita que, numa publicação japonesa de 1927 consta um artigo que trata da aplicação da eletricidade em navios de guerra. Este artigo traz a descrição de um motor de relutância para o controle remoto de lançadores de torpedos e de canhões. O controle da alimentação das fases deste motor era feito através de uma chave rotativa manual.

Devido à sua forma construtiva, a história do desenvolvimento do motor de relutância chaveado se confunde enormemente com a do motor de passo de relutância variável. Suas formas construtivas são idênticas à primeira vista. No entanto, Miller [02] cita duas diferenças básicas entre estes motores.

A primeira é que no motor de relutância chaveado o ângulo de condução de corrente nas fases é controlado e sincronizado com a posição angular do rotor. Por outro lado, no motor de passo de relutância variável as fases são alimentadas com ondas quadradas de corrente, numa seqüência determinada para girar numa direção desejada, sem realimentação da posição do rotor e com uma taxa de variação de aceleração suficientemente controlada para não provocar a perda de passos. A segunda diferença é que o motor de relutância chaveado, graças à sua realimentação da posição angular do rotor, permite uma eficiente conversão de energia numa ampla faixa de velocidade. Já o motor de passo de relutância variável é projetado para desenvolver torque numa faixa restrita de velocidade, pois o objetivo principal do motor de passo é a precisão do posicionamento angular, ficando a eficiência na conversão de energia em um plano menos importante.

Muitos autores ainda classificam o motor de relutância chaveado como um motor de passo, e o próprio Miller, num artigo anterior [04] ao seu livro (referido no parágrafo acima), diz o seguinte: "o motor de relutância chaveado é um motor de passo de relutância variável projetado para uma eficiente conversão de energia". Outras denominações utilizadas para o motor de relutância chaveado normalmente aceitas, segundo Miller [02], são: motor de relutância sem escovas, motor de relutância variável e motor de relutância comutado.

Uma das principais características que tornam o motor de relutância chaveado competitivo com os demais tipos de acionamentos em velocidade variável é a realimentação de posição angular do rotor. Esta realimentação possibilita um aumento do torque desenvolvido pelo motor e foi utilizada pela primeira vez, segundo Lipo [05], pelo Prof. Lawrenson, da Universidade de Leeds aproximadamente 25 anos atrás.

Neste mesmo artigo, Lipo [05] desenvolve um estudo comparativo entre os motores de relutância e os motores de indução e, como conclusão, aponta o grande potencial de desempenho superior dos primeiros em relação aos segundos. Neste trabalho, a ênfase principal do autor é em relação ao motor síncrono de relutância. Este motor se diferencia dos motores de relutância chaveados pelo seu estator cilíndrico com enrolamentos trifásicos distribuídos, podendo ser alimentado pela rede sem a necessidade de conversores especiais.

Lawrenson et al [01] citam também que as bases do desenvolvimento de seus trabalhos com motores de relutância chaveados, na Universidade de Leeds, se apoiaram na experiência adquirida com os motores síncronos de relutância e que um dos primeiros objetivos a que se propuseram foi a demonstração da possibilidade de desenvolvimento de um acionamento com alta eficiência, alimentado com correntes unidirecionais, minimizando assim o número de chaves necessárias por fase.

Existem as mais diversas formas construtivas de motores de relutância chaveados, desde motores com rotores laminados na direção perpendicular ao eixo, passando por motores com rotores segmentados, motores com dentes nas peças polares, motores com rotores laminados axialmente, motores com rotores externos, motores na forma de disco e motores lineares. O motor objeto deste trabalho, tem a forma construtiva do primeiro motor citado.

As referências bibliográficas apontam que os motores de relutância chaveados apresentam inúmeras vantagens em relação aos motores de indução alimentados por inversores e em relação aos motores de corrente contínua. Neste trabalho não teremos condições de fazer tais comparações, de uma forma mais concreta, através da utilização de dados experimentais, porém

maiores informações a este respeito podem ser encontradas na bibliografia utilizada nesta dissertação.

Existe uma gama de aplicações bastante extensa para os motores de relutância chaveados. Segundo Lawrenson [06], a faixa de velocidades inicia-se em dezenas de rpm e vai até dezenas de milhares de rpm (por exemplo: bobinadeiras de indústrias têxteis desenvolvendo 1 kW a 26000 rpm), e a faixa de potências inicia-se em dezenas de watts e vai até unidades de MW (por exemplo: acionamento de elevadores em minas de carvão desenvolvendo 5 MW a 50 rpm). O autor ainda cita que se encontram em desenvolvimento um acionamento para aplicações em aeronaves, que vai até 48000 rpm, e um acionamento para bobinadeiras, que deverá atingir 100000 rpm.

Hendershot Jr. [07] cita as seguintes aplicações como possíveis ou já existentes para o motor de relutância chaveado:

- a) automação industrial - aplicações que requerem controle de velocidade e de posição com funções de partida e parada sob carga, reversão de velocidade e ampla faixa de variação de velocidade;
- b) diversos equipamentos para automóveis, tais como limpadores de pára-brisa, motores de arranque e o próprio motor de acionamento do automóvel;
- c) eletrodomésticos, tais como máquinas de lavar roupa, enceradeiras, ventiladores, multiprocessadores de alimentos, refrigeradores e aquecedores;
- d) aplicações em robótica;
- e) indústrias têxteis, no acionamento de bobinadeiras;
- f) máquinas-ferramenta;

g) aplicações em escritórios, tais como acionamento de discos em computadores, bem como os seus periféricos, impressoras, copiadoras, FAX, etc;

h) aplicações diversas em aeronaves;

i) outras aplicações, tais como em navios, equipamentos médicos e odontológicos, indústrias químicas, esteiras, etc.

Hendershot Jr. [07] e Miller [02] apontam como características vantajosas deste tipo de acionamento as seguintes:

a) o rotor é simples, pois não contém enrolamentos nem ímãs permanentes, é de fácil fabricação e geralmente tem um baixo momento de inércia;

b) o estator é simples e robusto, e as cabeceiras de bobinas dos seus enrolamentos são pequenas;

c) praticamente todas as suas perdas ficam restritas ao estator, o que facilita a sua refrigeração;

d) apresenta um alto rendimento numa ampla faixa de torque e de velocidade;

e) alta relação potência / volume;

f) devido à ausência de ímãs permanentes, é possível operar em temperaturas mais elevadas do que as que são admissíveis em motores com ímãs;

g) ausência de comutadores, escovas e anéis coletores;

h) o sentido das correntes injetadas nas fases é indiferente, e isto permite, em certas aplicações, a utilização de apenas uma chave por fase;

i) sob condições de defeitos, as tensões de circuito aberto e as correntes de curto-circuito são nulas ou muito pequenas;

j) o conversor é imune às elevadas correntes resultantes de falhas de comutação das chaves como as que ocorrem, por exemplo, com os inversores dos motores de indução;

k) alto conjugado de partida;

l) resposta dinâmica muito alta; e

m) o acionamento é de fácil utilização e facilmente programável.

Os mesmos autores apontam como características desvantajosas deste tipo de acionamento as seguintes:

a) não pode operar alimentado diretamente pela rede, necessitando sempre de algum tipo de conversor;

b) a pulsação de torque é relativamente alta;

c) embora o motor seja aparentemente simples, as precisões mecânicas e elétricas são essenciais para minimizar o ruído acústico emitido, o que tende a aumentar o seu custo de fabricação;

d) o entreferro no eixo direto deve ser o menor possível, para propiciar uma alta relação potência / volume;

e) a utilização de sensores de posição do rotor é sempre necessária, embora atualmente estejam sendo desenvolvidos trabalhos com a finalidade de eliminar esta imposição. Os resultados obtidos ainda não são plenamente satisfatórios;e

f) normalmente se exige um maior número de cabos para a alimentação e para o controle destes motores do que em relação aos motores de indução.

As características vantajosas e desvantajosas acima apontadas têm um maior ou menor peso, dependendo da aplicação em particular. Por este motivo, em cada caso, tendo em vista uma detalhada especificação do tipo de carga que se pretende acionar, deve-se estudar a adequabilidade da

aplicação deste tipo de acionamento ou de algum outro tipo que seja mais conveniente ao caso em particular.

2.2 Aspectos básicos do motor de relutância chaveado

Com a finalidade de ilustrar a nossa descrição, apresentamos as figuras 2.1 e 2.2 a seguir, que são exemplos de um motor de relutância chaveado e de uma possível configuração de um conversor para alimentá-lo.

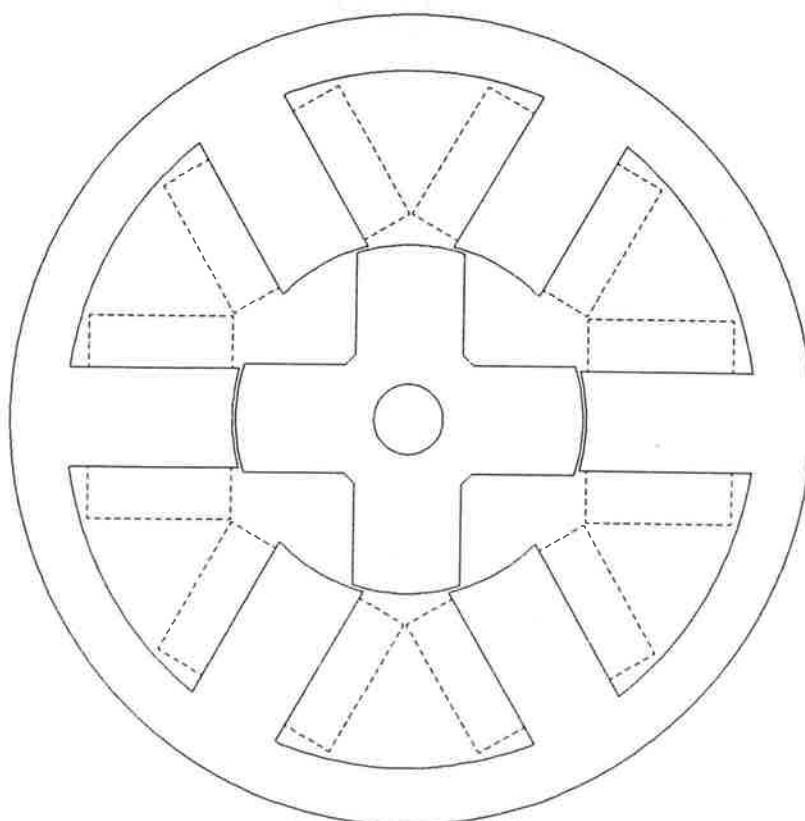


Figura 2.1 - Motor de relutância chaveado com 3 fases, 6 pólos no estator e 4 pólos no rotor

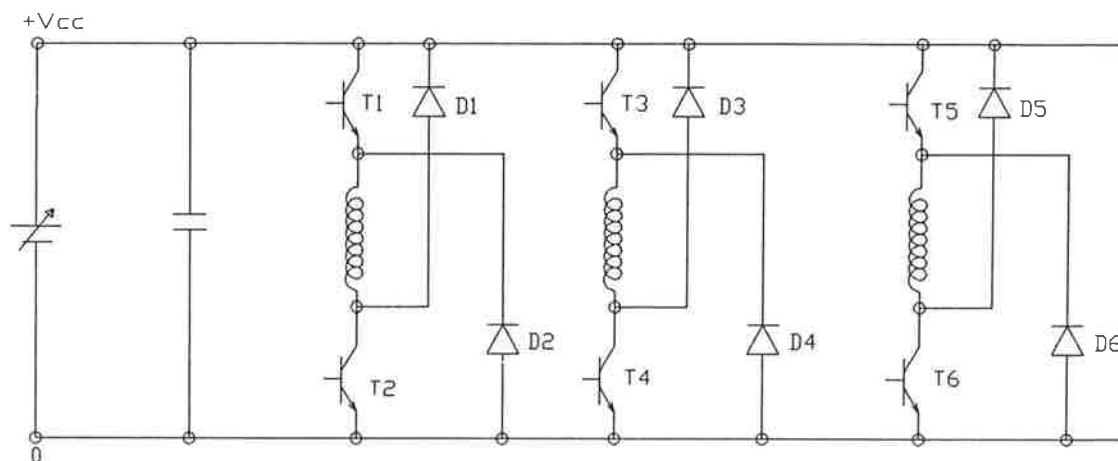


Figura 2.2 - Uma possível configuração de conversor para alimentar o motor da figura 1

Como podemos observar na figura 2.1, o motor de relutância apresenta pólos salientes no estator e no rotor, que são construídos com pacotes de lâminas de aço silício, montados em planos perpendiculares ao eixo. Não há enrolamentos de nenhuma espécie no rotor nem ímãs permanentes; portanto, não há anéis coletores, escovas nem comutadores.

Lawrenson et al [01] e Miller [02] apontam que os números mais usuais de pólos e fases são os seguintes:

- a) motor de 3 fases - estator com 6 pólos e o rotor com 4 pólos;
- b) motor de 4 fases - estator com 8 pólos e rotor com 6 pólos;
- c) motor de 5 fases - estator com 10 pólos e rotor com 4 pólos.

Os números de pólos do estator e do rotor são sempre diferentes, pois caso contrário, haveria posições angulares do rotor em que seus pólos estariam alinhados com os pólos do estator, situação na qual a partida seria impossível.

As bobinas das fases são montadas com polaridades convenientes em pólos diametralmente opostos do estator de forma que, quando energizadas, se criem um pólo Norte e um pólo Sul nas respectivas peças polares.

Devido ao fato de o motor desenvolver unicamente torque de relutância, o sentido do torque a ser desenvolvido dependerá unicamente das posições relativas dos pólos do rotor em relação à fase que estiver sendo energizada. Disto decorre também a possibilidade de operação em ambos os sentidos de rotação. Adicionalmente, o sentido da corrente nas fases não afeta o sentido do torque, e, portanto, as fases do motor são alimentadas com correntes unidirecionais, simplificando, desta maneira, o seu conversor e minimizando o número de chaves necessárias por fase.

Na sua operação, o motor necessita de sensores de posição angular para o chaveamento das fases, e o sentido de rotação dependerá exclusivamente da seqüência de chaveamento. As fases são chaveadas seqüencialmente durante um intervalo de tempo determinado pelo sensor de posição em que o rotor se encontra em posições convenientes para o desenvolvimento de torque no sentido desejado. Pela simples observação da figura 2.1, concluímos que, se as fases forem energizadas no sentido anti-horário, o rotor girará no sentido horário e vice-versa.

Devido à sua forma construtiva e ao seu próprio princípio de funcionamento, a indutância de cada fase varia fortemente com a posição angular do rotor e com o nível de saturação dos materiais ferromagnéticos (ou nível de corrente). O valor máximo de indutância de uma fase ocorrerá quando um par de pólos do rotor estiver alinhado com os respectivos pólos do estator. O valor mínimo ocorrerá quando o eixo interpolar do rotor estiver alinhado com os respectivos pólos do estator. Quanto maior for a relação entre estes valores máximo e mínimo, maior será o torque desenvolvido.

Normalmente, quando desenvolvendo seus valores máximos de torque, os materiais ferromagnéticos dos motores de relutância encontram-se bastante saturados. Neste caso, devido às não linearidades, o torque precisa

ser calculado utilizando-se o conceito da variação da co-energia com a posição angular, ou seja,

$$T(\theta, i) = \frac{\partial W_c(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (01)$$

onde θ é a posição angular do rotor e i é a corrente. Note-se que as variações da co-energia, e portanto o torque disponível, dependem simultaneamente da corrente e da posição angular. Stephenson [08] e Lawrenson et al [01], no entanto, recomendam que, para uma primeira aproximação ao cálculo do torque do motor, se despreze a não linearidade devida à saturação. Portanto a equação (01) pode ser escrita da seguinte forma:

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (02)$$

onde L é a indutância própria da fase em função da posição angular do rotor.

A figura 2.3 abaixo mostra a variação da indutância com a posição angular do rotor. Nela os efeitos de saturação e de espraçamento de fluxo são desprezados. No caso do motor da figura 2.1, haverá 4 ciclos de variação de indutância por volta, e o período de um ciclo é igual ao passo polar do rotor. A figura 2.4 mostra a forma de onda do torque associado à respectiva fase.

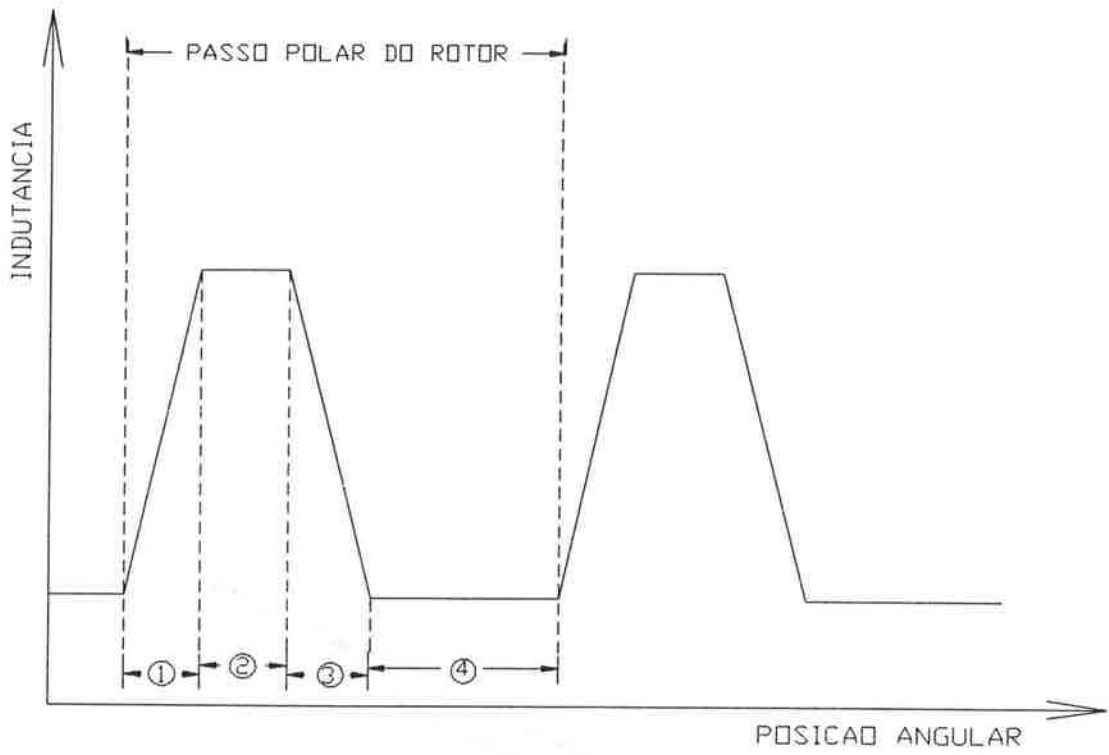


Figura 2.3 - Indutância da fase versus posição angular do rotor

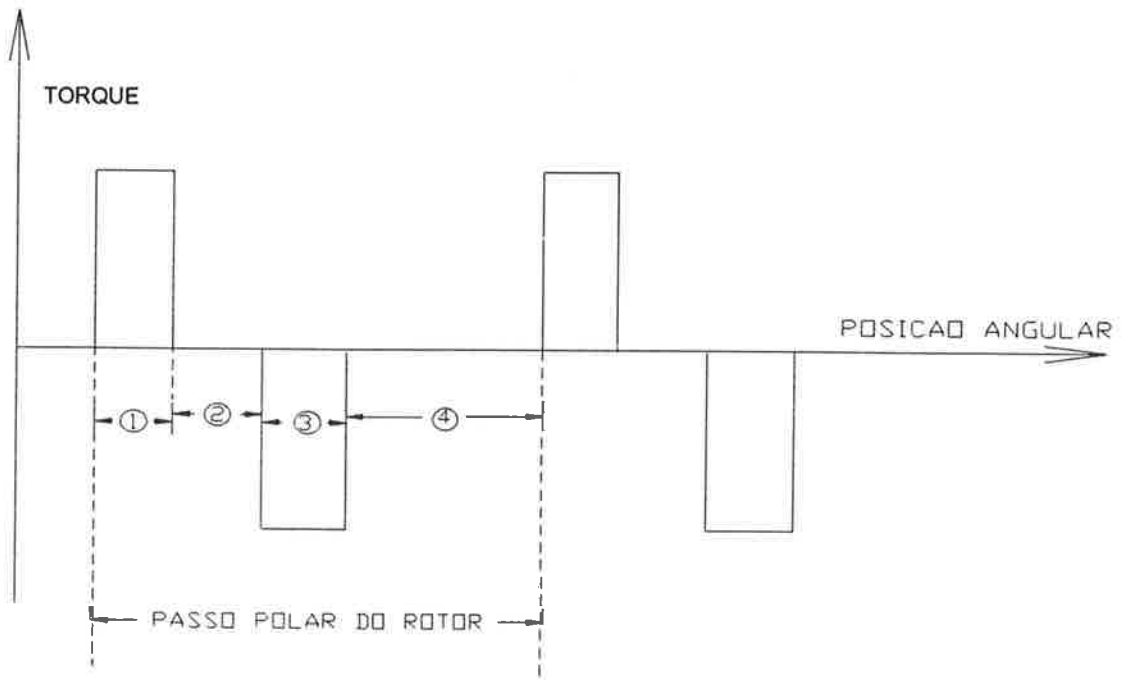


Figura 2.4 - Torque associado à fase da figura 2.3

Vamos passar a analisar as figuras 2.3 e 2.4.

Trecho 1 - no início deste trecho, com o valor mínimo de indutância, as bordas dos pólos do rotor se encontram com as bordas dos pólos do estator da fase em questão. A indutância inicia, a partir daí, uma subida linear com a rotação até o final deste trecho, onde os pólos se encontram totalmente sobrepostos, e o valor da indutância atinge o seu máximo.

Trecho 2 - neste trecho, a indutância se mantém constante em seu valor máximo, enquanto os pólos do rotor e do estator se mantêm sobrepostos. Seu ângulo é igual à diferença entre os arcos polares do rotor e do estator.

Trecho 3 - a partir do início deste trecho, a superposição dos pólos deixa de ser total, e a indutância vai diminuindo linearmente até atingir o valor mínimo no final do trecho, onde deixa de haver qualquer superposição dos pólos do rotor e do estator.

Trecho 4 - neste trecho, não há nenhuma superposição entre os pólos do rotor e do estator, e a indutância se mantém constante em seu valor mínimo.

Observando as figuras 2.3 e 2.4, vemos que a operação do motor de relutância consiste basicamente em injetarmos corrente durante o trecho 1, para desenvolver torque positivo, e durante o trecho 3, para desenvolver torque no sentido contrário. Notamos também que, para o motor ser capaz de partir no sentido positivo (negativo), o rotor deve se encontrar no trecho 1 (trecho 3) de pelo menos uma das fases. No caso do motor da figura 2.1, com passo polar do rotor igual a 90° , 3 fases, o ângulo de condução de cada fase deverá ser de pelo menos 30° .

As afirmações contidas no parágrafo anterior são verdadeiras e o motor funciona da maneira descrita acima. Porém, um dos grandes méritos do

trabalho de Lawrenson et al [01] foi o fato de eles terem enunciado a possibilidade de adiantar o início da condução das fases para se obter uma maximização do torque desenvolvido. Desta maneira, o início da condução da fase pode acontecer quando o rotor se encontra no trecho 4 ou mesmo no trecho 3.

2.3 Características de operação do conversor

A figura 2.2 apresenta a configuração de um conversor para a alimentação do motor, e é o mais utilizado nas diversas aplicações, segundo diversos autores como por exemplo: Miller^[02], MacMinn^[09], Harris et al^[10] e Ray et al^[11]. Existem conversores que utilizam um menor número de chaves por fase; porém esta diminuição do número de chaves implica o atendimento de outros requisitos, que tendem a sofisticar o acionamento. Como exemplo, podemos citar o conversor com uma chave por fase, que requer porém, a construção do motor com enrolamentos bifilares. Os autores seguintes apresentam diversas possíveis configurações de conversores com suas características operacionais: Miller^[02], MacMinn^[09], Bass et al^[12], Harris et al^[13], Pollock e Williams^[14] e Ehsani et al^[15]. Como já enfatizamos anteriormente, este trabalho concentra-se principalmente no motor; por este motivo, nos limitaremos à descrição do tipo de conversor utilizado nos nossos ensaios.

Para energizar uma determinada fase, as duas chaves a ela associadas são ligadas simultaneamente, e a tensão do barramento CC é aplicada. Com a tensão do barramento CC suficientemente alta, a corrente aumenta rapidamente até atingir o valor requerido pelo controle para desenvolver o torque necessário para acionar a carga. Neste instante, uma

das chaves é desligada, e a corrente circula pela chave oposta com seu respectivo diodo, até atingir um valor mínimo previamente ajustado, quando a chave que foi desligada é religada novamente, e assim sucessivamente até o final do ângulo de condução da fase em questão, ditado pelo sensor de posição do rotor. Atingido o final do ângulo de condução, as duas chaves são desligadas, a tensão nos terminais da fase muda de +Vcc para -Vcc (admitindo-se resistência nula da fase), e a corrente cai para zero, retornando à fonte através dos diodos.

Para o controle do valor médio da corrente, na descrição do parágrafo anterior, normalmente se recorta a chave ligada ao barramento negativo, podendo-se também optar pelo recortamento de ambas as chaves. Neste conversor, a utilização de duas chaves por fase possibilita a total independência das fases e uma maior flexibilidade de controle (ver, por exemplo, MacMinn^[09]). Desta forma, na ocorrência de falhas em algum dos ramos do conversor, a operação do motor pode ser continuada, embora com um desempenho degradado.

A figura 2.5 abaixo foi reproduzida da referência [08]. Ela mostra as formas de onda da corrente e da indutância de uma fase quando o motor opera em baixa velocidade e se controlando o valor médio da corrente através do método descrito acima. Nela, podemos observar que, num intervalo de tempo ditado pelo sensor de posição - ajustado numa posição conveniente para produzir torque no sentido desejado - a corrente oscila em torno de um valor médio, com uma frequência e amplitude dependentes dos ajustes dos diversos parâmetros de controle.

Na figura 2.5, a velocidade é suficientemente baixa e a tensão Vcc é suficientemente alta para possibilitar a ocorrência de várias ondulações de corrente durante o intervalo de tempo em que a fase está conduzindo.

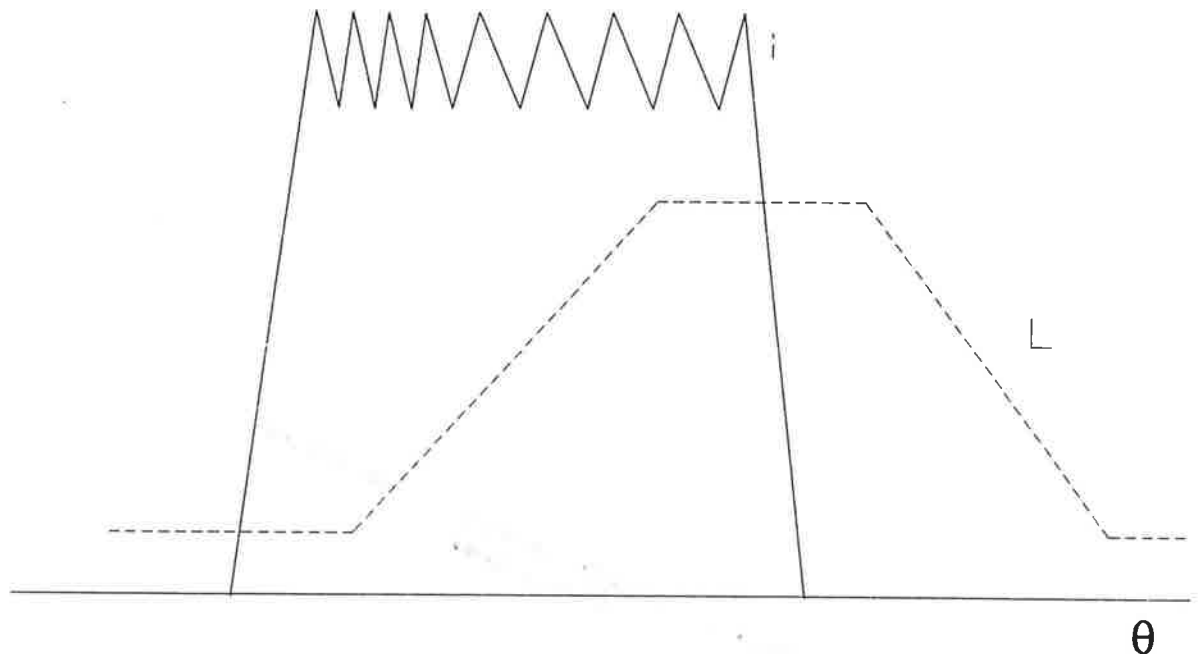


Figura 2.5 - Formas de onda da corrente e da indutância

MacMinn^[09] apresenta um circuito integrado ("National LMB-1008 speed SR motor control circuit") desenvolvido especialmente para este tipo de controle.

Nesta configuração, podemos observar também a impossibilidade da ocorrência de elevadas correntes de curto-circuito, provocadas no barramento CC quando acontecem falhas de comutação dos transistores (como as que ocorrem, por exemplo, em motores trifásicos alimentados por inversores). São, portanto, desnecessárias as proteções contra falhas de comutação, o que contribui para uma simplificação dos circuitos.

A partir da condição representada pela figura 2.5, conforme a velocidade da máquina vai aumentando, os ângulos percorridos pelo rotor durante o crescimento e o decaimento da corrente, tendo em vista os valores ajustados dos parâmetros de controle, vão aumentando. Este aumento ocorre até chegar a um ponto em que a corrente não atinge mais o valor necessário

para produzir o torque desejado, provocando uma diminuição do torque que pode ser desenvolvido pela máquina.

Tal efeito ainda pode ser atenuado através de um adiantamento do início da condução da fase, com uma conseqüente sofisticação dos requisitos de controle. Isto é possível devido à diminuição da indutância da fase, na medida em que se avança o instante do início de condução. Naturalmente o limite para este recurso é o valor mínimo de indutância da fase, que ocorre quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com o eixo da fase a ser energizada. Nas condições acima descritas, a máquina é controlada pela corrente.

A figura 2.6 abaixo foi reproduzida da referência [01]. Ela mostra as formas de onda de corrente, fluxo e indutância associadas a uma determinada fase, quando o motor está operando em velocidade suficientemente alta para que o período de recortamento das chaves da fase seja da mesma ordem de grandeza da constante de tempo do circuito. A partir deste ponto, a máquina passa a ser controlada pela tensão, e o torque dependerá dos instantes de chaveamento. Esta forma de operação é denominada pulso único. Respeitados os limites de corrente suportáveis pelos componentes eletrônicos e pelos enrolamentos, esta forma de operação pode ser utilizada também em baixas velocidades. Neste caso, o requisito a ser atendido é a possibilidade de variação da tensão do barramento CC. Assim, a figura 2.6 é também representativa deste modo de operação.

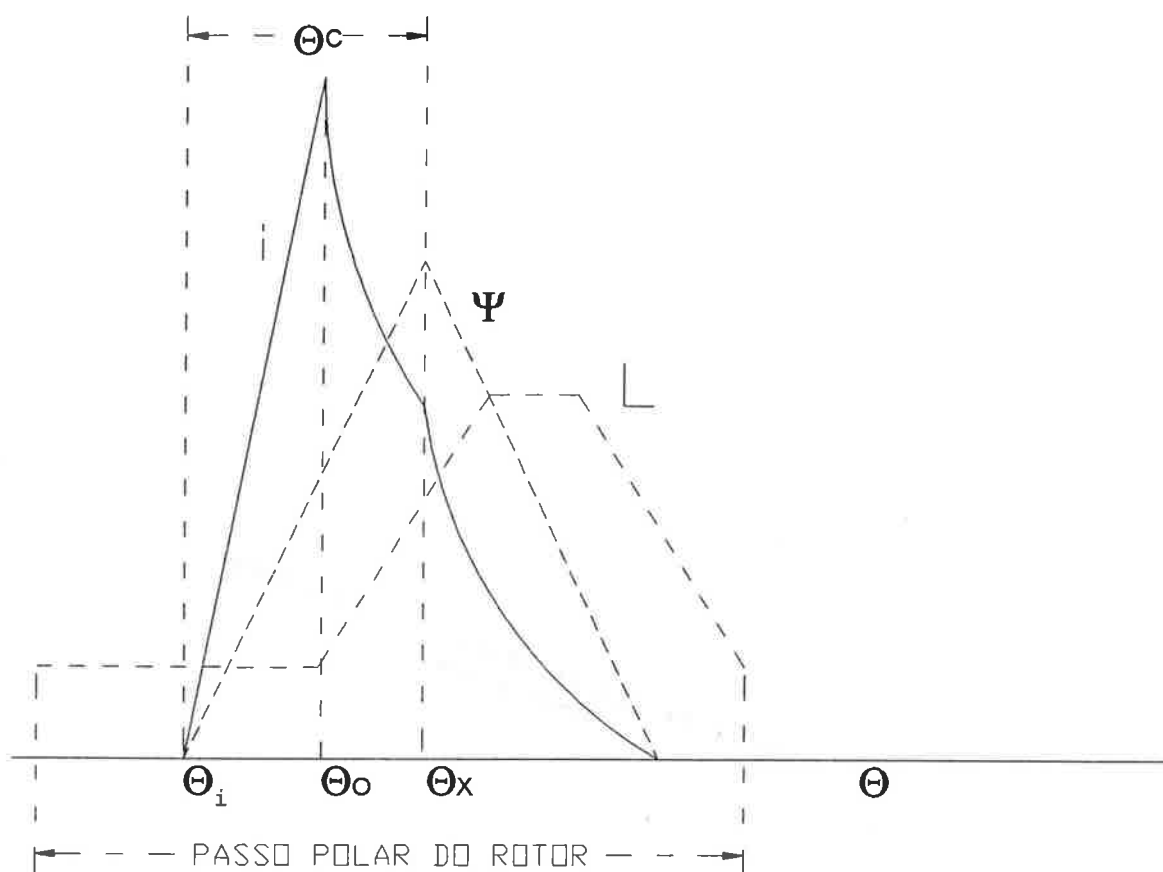


Figura 2.6 - Indutância, fluxo e corrente da fase

2.4 Fluxos de energia no motor

Uma das características do motor de relutância chaveado é a variação das formas de onda de corrente com a velocidade. Para determinar a corrente e o torque em função da velocidade, é necessário resolver uma equação diferencial representativa da tensão em seus terminais, o que pode ser feito através de "softwares" adequados. No entanto, para não estender excessivamente o escopo deste trabalho, descreveremos os fluxos de energia através de uma formulação em que se desprezam os efeitos da saturação (ou seja, a indutância não varia com a corrente, e sim, unicamente, com a posição angular do rotor) e consideraremos nula a resistência ôhmica dos

enrolamentos. Lawrenson et al^[01], Stephenson^[08] e Miller^[02] consideram que esta formulação é suficientemente representativa do comportamento do motor e possibilita uma compreensão geral dos fluxos de energia no motor.

A equação da tensão nos terminais das fases do motor pode ser escrita da seguinte maneira:

$$v = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \quad (03),$$

onde v é a tensão, R é a resistência ôhmica dos enrolamentos e Ψ é o fluxo concatenado com as bobinas das fases.

Desta maneira, tendo em vista que $\Psi = Li$ e admitindo-se a linearidade do circuito magnético, resulta, após substituição na equação (03), a seguinte expressão:

$$v = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (04),$$

onde ω é a velocidade angular em rad/s.

A primeira parcela da expressão (04) representa uma queda de tensão na indutância; a segunda parcela representa uma f.e.m. de origem motional, devida à variação da indutância com a posição angular do rotor. Note-se que esta f.e.m. depende da corrente que circula nas fases.

A expressão da potência instantânea deste motor é representada da seguinte maneira:

$$vi = \frac{d}{dt} \left(\frac{Li^2}{2} \right) + \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (05)$$

Observando a expressão (05), notamos que, quando operando como motor, a primeira parcela é representativa do fluxo de energia do campo

magnético, e a segunda é a que será convertida em energia mecânica. Portanto, a potência mecânica será dada por:

$$P = T\omega = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (06).$$

Comparando-se a equação (06) com a equação (02), vemos reproduzida a expressão do torque, que é obtida quando assumimos as simplificações apontadas.

Referindo-nos aos trechos descritos na figura 2.3 e com base na equação (05), podemos concluir o seguinte:

a) no trecho 1, com ambas as chaves fechadas, parte da energia suprida pela fonte é armazenada no campo magnético, parte é convertida em energia mecânica. Se as chaves forem abertas durante este trecho, a energia armazenada no campo magnético será parcialmente convertida em energia mecânica, parcialmente será devolvida para a fonte;

b) no trecho 2, o fluxo de energia ocorre do campo magnético para a fonte;

c) no trecho 3, o fluxo de energia é dirigido para a fonte, não só proveniente da energia armazenada no campo magnético, mas também através da conversão de energia, pois o torque é negativo, o que configura uma operação como gerador elétrico. Este é um aspecto bastante importante, que deve ser observado no controle do motor, pois a circulação de corrente, durante este trecho, provoca o aparecimento de torque negativo, contribuindo para uma diminuição do torque global desenvolvido e para o surgimento de uma pulsação de torque.

Com base neste tipo de análise, Lawrenson et al^[01] enfatizam a possibilidade de operação deste acionamento em quatro quadrantes, através do controle dos instantes em que as fases são chaveadas.

Pela análise da figura 2.6 e tendo em vista o equacionamento acima apresentado, Lawrenson et al^[01] reportam os seguintes aspectos como importantes na concepção do acionamento.

Nesta figura, são representados a indutância, a corrente e o fluxo concatenado com uma fase, que ocorrem tipicamente quando o motor é operado no modo de pulso único citado acima. Nestas condições, a fase é energizada quando o rotor se encontra em alguma posição do trecho 4 da figura 2.3, representada pelo ângulo θ_i , em avanço em relação ao ângulo em que ocorre o encontro das bordas dos pólos do rotor e dos pólos do estator pertencentes à fase que será energizada, onde a indutância é mínima. Com a aplicação do degrau de tensão nestas condições, a corrente subirá rapidamente até que o rotor atinja o ângulo θ_o , que é o início da subida linear da indutância, quando surgirá, como consequência da equação (04), o crescimento linear da corrente. A partir deste ponto - que é onde ocorre o máximo de corrente, ainda em conformidade com a mesma equação - com o crescimento da indutância e da f.e.m. motocional, inicia-se o decaimento da corrente até que o rotor atinja o ângulo θ_x , definido como o ângulo de desligamento das chaves da fase, normalmente ajustado para ocorrer antes que a indutância atinja o seu valor máximo. Com o desligamento das chaves, a tensão torna-se $-V_{cc}$, e o decaimento da corrente fica mais rápido, até atingir o valor nulo. A partir do instante do desligamento das chaves, a corrente circula pelos diodos, retornando para a fonte. Observe-se que o sentido da corrente nas fases nunca muda.

A diferença angular entre θ_i e θ_x , representada por θ_c , é denominada ângulo de condução da fase e representa um importante parâmetro de controle do acionamento.

Os autores acima referidos destacam também a simplicidade da forma de onda do fluxo concatenado com a fase, decorrente do fato de ter sido

assumido um valor nulo para as resistências ôhmicas das fases. Já apontamos também anteriormente que o ângulo mínimo de condução da fase é de 30° . Analisando a equação (03), verificamos que a taxa de crescimento do fluxo é constante, e o mesmo ocorre com a taxa de decaimento do fluxo. Como o módulo de V_{cc} é constante, os tempos de subida e de descida do fluxo são iguais, conforme o equacionamento adotado. Desta maneira conclui-se que o valor máximo do ângulo de condução não pode ser superior à metade do passo polar do rotor, ou seja, no nosso caso, 45° . Não é conveniente que o ângulo de condução seja superior ao valor apontado porque, no caso das hipóteses adotadas, o fluxo aumentaria indefinidamente, conforme a equação (03). Adicionalmente, devem ser consideradas as possibilidades de um aumento da ondulação do torque e uma diminuição do torque global desenvolvido, quando o rotor entra no trecho 3 da figura 2.3.

Uma outra observação que pode ser feita com relação à figura 2.6 é que o valor máximo de fluxo ocorre sempre no instante do desligamento das chaves da fase.

Ainda com a finalidade de ilustração do fluxo de energia na máquina, apresentamos a figura 2.7 a seguir. Nela vemos um conjunto de curvas $\Psi \times i$ para diversas posições ocupadas pelo rotor entre as de mínima e de máxima indutâncias.

Esta figura foi construída considerando-se um caso ideal, no qual é possível a manutenção de um valor fixo de corrente entre as duas posições extremas acima apontadas. Além disso, considera-se que este valor de corrente é estabelecido instantaneamente na posição de mínima indutância e cai a zero, também instantaneamente, quando o rotor atinge a posição de alinhamento com o estator. Os materiais ferromagnéticos considerados são saturáveis.

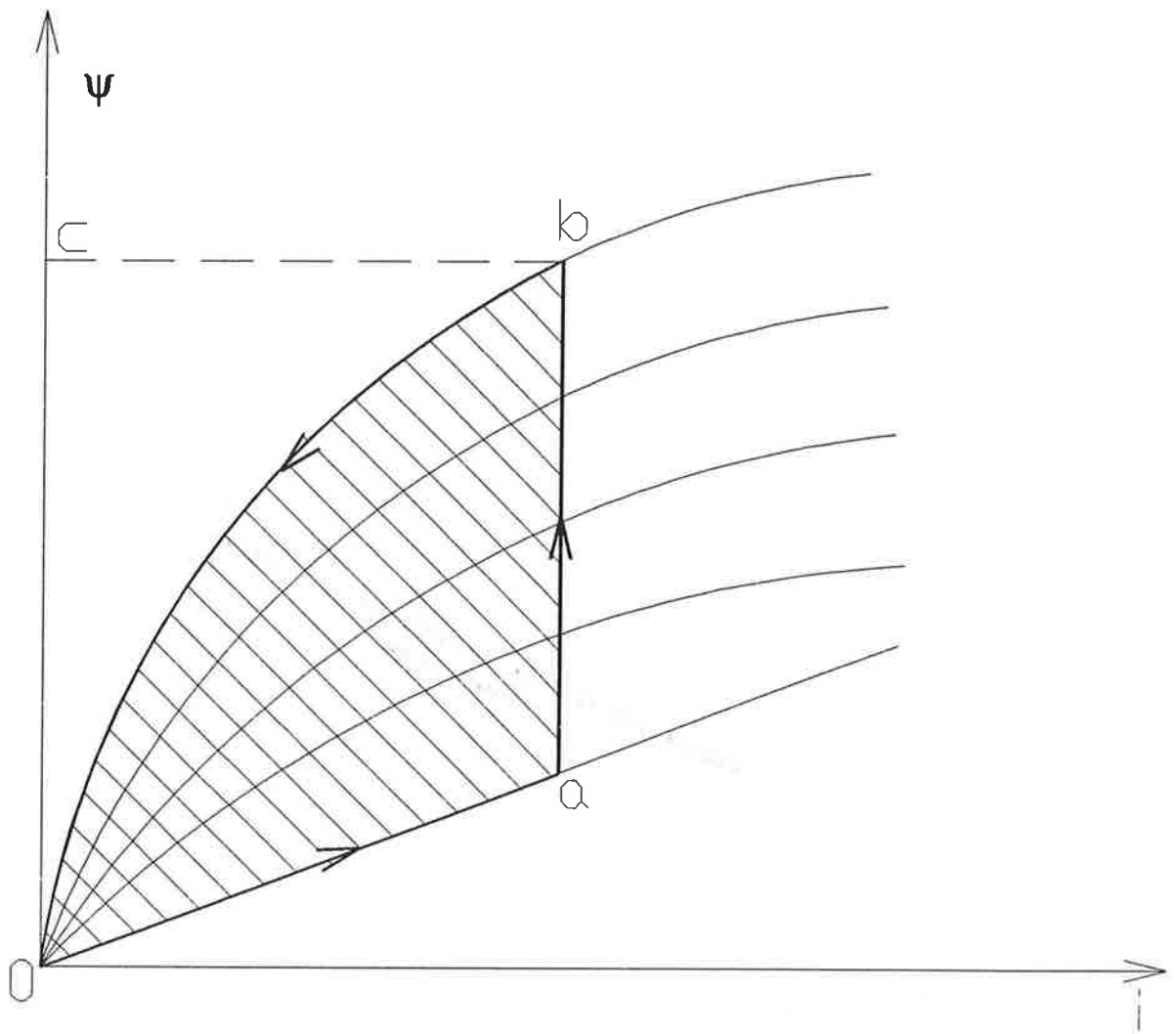


Figura 2.7 - Curvas $\Psi \times i$

A área $oabco$ é representativa da energia suprida pela fonte, enquanto o rotor se desloca entre as posições extremas acima apontadas. A área $oabo$ representa a parcela de energia que foi convertida em energia mecânica durante este deslocamento. A área $obco$ representa a parcela de energia armazenada no campo magnético no instante imediatamente anterior ao decaimento brusco da corrente para zero. Esta última parcela de energia é em parte dissipada e em parte devolvida para a fonte, provocando um fluxo de energia do motor para a fonte.

Com base nestes tipos de considerações, Lawrenson et al^[01] definem um fator equivalente ao fator de potência nas máquinas de corrente alternada, que eles denominam relação de energia (ER), da seguinte maneira:

$$ER = \frac{\text{área } oabco - \text{área } obco}{\text{área } oabco} \quad (07).$$

Para minimizar a circulação da parcela de corrente que, somente contribuirá para incrementar as perdas e para aumentar os valores nominais dos componentes eletrônicos, bitola dos condutores dos enrolamentos, etc., o fator ER precisa ser maximizado. Idealmente, a curva $\Psi \times i$, na posição em que o rotor se encontra totalmente alinhado, deve ser *ocb* ao invés de *ob*. Stephenson^[08] relata que este assunto tem sido objeto de amplos debates, e as principais conclusões obtidas a este respeito são as seguintes:

- a) os aços utilizados na construção do motor devem ter a maior permeabilidade magnética e o maior nível de saturação possíveis;
- b) o entreferro deve ser o menor possível; e
- c) na medida em que é difícil evitar a saturação dos materiais, deve-se elaborar o projeto de forma que ela ocorra nos pólos do estator e do rotor e o mais próximo possível do entreferro, evitando-se a saturação da coroa do estator.

A propósito da saturação, podemos dizer que o seu efeito principal é provocar o arredondamento das formas de onda de indutância e de torque mostradas nas figuras 2.3 e 2.4. O espraiamento de fluxo também contribui para acentuar estes efeitos.

Podemos destacar as seguintes posições particulares do rotor para discorrer a respeito dos efeitos da saturação: a posição de mínima

indutância, a posição na qual se inicia a superposição dos pólos e a posição de total alinhamento.

Na primeira posição apontada e particularmente com baixos níveis de corrente, o motor se comporta de uma maneira razoavelmente linear, e os níveis de indução magnética são baixos, tendo em vista o grande entreferro existente entre os pólos do estator e o rotor.

Na segunda posição, com o início da superposição dos pólos do estator e do rotor, começa a ocorrer a saturação, localizada nas bordas superpostas dos pólos e na parte restante do circuito magnético, os níveis de indução magnética são ainda moderados.

Com o alinhamento dos pólos, que ocorre na terceira posição, os níveis de indução magnética tornam-se elevados em todo o circuito magnético, devido ao pequeno entreferro típico destes motores.

O efeito do espraiamento do fluxo pode ser observado pelo fato de o torque ser diferente de zero nas posições anteriores ao início da superposição dos pólos.

Como já foi dito anteriormente, utilizamos o programa FLUX2D para gerar diversos parâmetros do motor. Mais adiante serão apresentadas diversas fotografias das telas do computador utilizado para rodar o programa, nas quais se pode observar os efeitos acima apontados.

2.5 Características de torque x velocidade do acionamento

Em primeiro lugar, vamos verificar estas características quando o motor opera com um valor constante de tensão do barramento CC e com ângulos fixos de chaveamento. Esta condição de operação é denominada característica natural de operação.

Blenkinsop e Corda apud Lawrenson et al^[01], em suas teses de doutoramento, com base em análises lineares do motor de relutância, demonstraram que as características naturais deste motor tem a mesma forma das dos motores CC com excitação série. Com o auxílio da figura 2.6, verificamos que, nas condições aqui estabelecidas, na medida em que a velocidade diminui, os intervalos de tempo em que as fases se mantêm energizadas aumentam, e, conseqüentemente, o fluxo também aumenta. O torque, no entanto, é proporcional ao quadrado do fluxo (ver também, por exemplo, as referências [04], [16], [17], [18] e [19]), resultando as seguintes expressões para o torque e a potência:

$$T = \frac{k}{\omega^2} \quad (08)$$

$$P = \frac{k}{\omega} \quad (09)$$

Do exposto acima, evidencia-se a possibilidade de controle do acionamento através do controle da tensão ou da corrente em seus terminais. No entanto, ainda em relação à figura 2.6, existem dois outros parâmetros importantíssimos para o controle a considerar, que são os ângulos θ_i e θ_x , ou equivalentemente o ângulo θ_c . Manipulando-se adequadamente os diversos parâmetros de controle, obtém-se a curva característica de torque versus velocidade, apresentada na figura 2.8 abaixo.

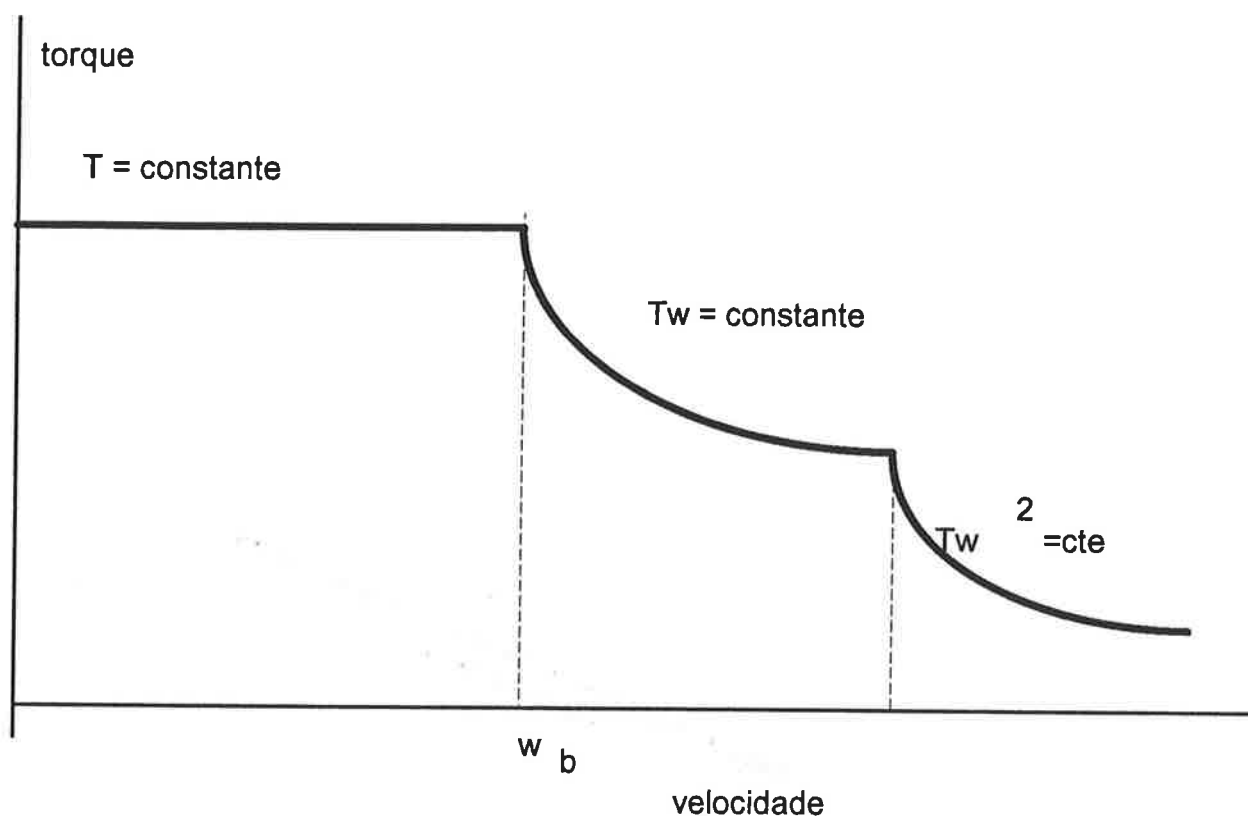


Figura 2.8 - Característica de torque versus velocidade

Em primeiro lugar, vamos definir a velocidade base, indicada por w_b na figura 2.8. No modo natural de operação, no qual o motor opera com um valor fixo de tensão do barramento CC e com ângulos fixos de chaveamento, haverá um conjunto de curvas de torque versus velocidade (da maneira expressa pela equação (08)) na medida em que se variar o valor da tensão do barramento CC. O limite superior para isto é o valor nominal da tensão. Numa dada velocidade, o fluxo é proporcional à tensão e o torque é proporcional ao seu quadrado.

Conforme a velocidade diminui, o fluxo aumenta e a velocidade base é definida no ponto correspondente ao máximo de fluxo e de corrente na máxima tensão. Estes valores são definidos pelas limitações dos componentes eletrônicos e pelos enrolamentos. A velocidade base também pode ser entendida como a máxima velocidade em que se pode desenvolver o máximo

de torque, ou a mínima velocidade em que se pode obter a máxima potência. Ressaltamos mais uma vez que, nesta definição, os ângulos de chaveamento são mantidos fixos.

Abaixo da velocidade de base, pode-se estabelecer uma característica de torque constante, cujo valor máximo é estabelecido pelos limites de corrente admissíveis para os componentes eletrônicos, para os enrolamentos e para os parâmetros de controle. Não se pode esquecer que, conforme a velocidade diminui, a f.e.m. motional, que contribui para limitar a corrente circulante, diminui proporcionalmente, e o sistema de controle precisa atuar cada vez mais rapidamente para manter os limites de corrente dentro dos valores admissíveis. Pode ocorrer inclusive que seja necessário, por este motivo, uma diminuição do valor ajustado para o regulador de corrente utilizado nas velocidades mais baixas, com uma consequente redução do torque desenvolvido no início da curva característica.

Até a velocidade base, é possível estabelecer qualquer condição de operação do acionamento dentro dos limites da curva característica. A operação do acionamento pode ser realizada simplesmente variando a tensão no barramento CC com a utilização de uma fonte de tensão variável, ou através de alguma técnica de recortamento das chaves das fases, conforme descrito no item 2.3 deste trabalho. O valor da corrente numa condição particular dependerá das características da carga acionada, da velocidade e das características de controle. Nesta faixa de velocidade, os valores ótimos dos ângulos de chaveamento são determinados conforme as características peculiares a cada acionamento, com o objetivo de minimizar a ondulação de torque e otimizar a eficiência. Segundo Miller^[02], caso não haja a necessidade de a carga operar em velocidades superiores à de base, é possível otimizar o projeto da geometria dos pólos para a obtenção de uma otimização do desempenho com uma baixa ondulação de torque e simplicidade dos circuitos

de controle. Harris et al^[20] e Moallem et al^[21], relatam em seus trabalhos uma série de recomendações para o projeto dos pólos do motor e do entreferro, para se obter um desempenho otimizado.

Acima da velocidade de base, conforme já foi apontado anteriormente, se os ângulos de chaveamento ainda são mantidos fixos, o máximo torque que pode ser desenvolvido com a tensão máxima do barramento CC diminui com o quadrado da velocidade. Entretanto, caso o ângulo de condução θ_c seja aumentado continuamente além deste ponto, tipicamente através do avanço do início da condução, é possível estabelecer uma característica de torque inversamente proporcional à velocidade, ou seja, uma característica de potência constante.

Este fenômeno pode ser estabelecido porque o avanço do início da condução resulta num intervalo de tempo maior para o crescimento da corrente a um nível suficientemente alto para desenvolver o torque necessário para a obtenção desta característica operacional. Este crescimento de corrente também é favorecido pela tendência de o degrau de tensão ser aplicado quando a indutância se encontra em seus menores valores. Miller^[02] cita que, embora haja incrementos das perdas no ferro (provocados pelo aumento da frequência) e das perdas rotacionais, é possível operar com esta característica em velocidades até 2 ou 3 vezes maiores que a velocidade de base. Note-se, neste ponto, a necessária sofisticação do sistema de controle para se obter esta característica de desempenho.

Lawrenson et al^[01] ressaltam a adequação desta característica para o acionamento de veículos elétricos, que era uma das aplicações em que eles estavam envolvidos na época da publicação deste artigo.

Segundo Miller ^[02], o aumento do ângulo de condução θ_c precisa ser limitado para evitar a condução contínua de corrente pelas fases. Este limite, conforme já apontado anteriormente, é de 45°, ou metade do passo

polar do rotor para o caso de um motor com rotor de 4 pólos. MacMinn^[09] cita a este respeito que, caso não seja imposta esta limitação, o fluxo nunca decairia a zero após o final de cada ciclo. Como consequência, haveria a saturação contínua da máquina, com um correspondente aumento nas perdas no ferro.

Uma vez atingida a velocidade correspondente ao limite do ângulo de condução, aumentos de velocidade com produção de torque só podem ser obtidos com a curva característica de operação natural, ou seja, com o torque inversamente proporcional ao quadrado da velocidade.

2.6 Alguns aspectos do sensor de posição do rotor

Segundo Miller ^[02], os requisitos a serem atendidos pelos sensores de posição são bastante semelhantes aos requisitos dos sensores dos motores com ímãs permanentes sem escovas.

Diversos tipos de sensores podem ser utilizados, tais como: "encoders", "resolvers", transdutores de efeito Hall, transdutores de relutância, etc. Dependendo das características do acionamento, estes sensores podem ser utilizados simplesmente para gerar os sinais de chaveamento das fases, ou também, para prover os sinais de realimentação de posição angular do rotor e de velocidade.

Através dos sensores de posição, determina-se a posição dos pólos do rotor em relação aos pólos do estator, definindo-se desta maneira os instantes em que as fases devem ser energizadas para produzir torque e para girar o rotor no sentido desejado. Os requisitos de precisão da determinação da posição angular do rotor através dos sensores de posição dependem fortemente da velocidade do rotor.

Em baixas velocidades, devido ao fato de a f.e.m. mocional ser baixa e o intervalo de tempo de duração da condução ser relativamente alto, a precisão do posicionamento não é muito crítica. Nestas condições, o intervalo de tempo requerido para a corrente subir aos valores necessários à produção de torque é pequeno em relação ao tempo de condução.

MacMinn^[09] cita como exemplo um caso de um motor desenvolvendo torque nominal na metade da velocidade de base em que uma variação de $\pm 4^\circ$ não provoca uma variação significativa do torque desenvolvido nem uma degradação acentuada da eficiência.

Por outro lado, na medida em que a velocidade se aproxima ou excede a velocidade de base, a precisão do posicionamento vai se tornando cada vez mais crítica. O intervalo de tempo de condução vai diminuindo, e a f.e.m. mocional vai aumentando progressivamente. O intervalo de tempo em que a diferença entre a tensão do barramento CC e a f.e.m. mocional é suficiente para impor a circulação de corrente pelos enrolamentos é cada vez menor, à proporção que se aumenta a velocidade. MacMinn^[09] cita, como exemplo para o mesmo motor acima referido operando na região de potência constante, uma variação de 0,55 Nm/grau de deslocamento do sensor de posição, ou 8% do torque máximo do motor.

A necessidade de operação com o sensor de posição traz em si alguns aspectos desfavoráveis, como custo, necessidade de espaço para a sua instalação e é também, uma possível fonte de defeitos para prejudicar a operação do acionamento. Miller^[02] destaca que os requisitos para os sensores de posição no motor de relutância chaveado são semelhantes aos dos sensores para os motores sem escovas com ímãs permanentes, e que as técnicas para a sua implementação já estão definidas satisfatoriamente.

Dois aspectos tornam viável a eliminação do sensor de posição e a sua substituição por alguma técnica de sensoreamento indireto da posição

do rotor. Estes aspectos são a independência das fases (ou seja, alimentação independente e indutâncias mútuas muito pequenas ou nulas) e a grande variação da indutância em função da posição do rotor.

MacMinn^[09] destaca que existem basicamente duas técnicas para o sensoriamento indireto da posição do rotor. São denominadas sensoriamento passivo e sensoriamento ativo.

No sensoriamento passivo, a idéia básica é medir o tempo de crescimento ou de decaimento da corrente injetada na fase para a produção de torque. Utilizando-se o conhecimento prévio da indutância em função da posição angular do rotor e o valor da tensão do barramento CC, determina-se a posição atual do rotor.

O sensoriamento ativo se faz injetando-se sinais adequados de tensão ou de corrente nas fases. Uma das técnicas utilizadas é a injeção dos sinais de sensoriamento durante o intervalo de tempo em que uma determinada fase não se encontra energizada. Neste intervalo de tempo, um pulso de tensão de curta duração é injetado na fase. Sendo a sua duração suficientemente curta, a corrente resultante será pequena, e a indutância será constante durante este intervalo. Desta maneira, a equação (04) pode ser escrita da seguinte maneira:

$$V = L(\theta) \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (10).$$

O pulso de tensão pode ser aplicado durante um intervalo de tempo Δt conhecido ou até que a corrente atinja um valor previamente estabelecido. Nesse caso, o valor de ΔI será conhecido. Portanto, conhecido um destes parâmetros, o outro é medido e assim é determinado o valor da indutância naquela posição, o qual, comparado com a curva de indutância em função da posição, define-se a posição atual do rotor.

Note-se a necessidade de uma maior sofisticação do sistema de controle para a implementação destas técnicas de sensoriamento indireto da posição angular do rotor. Miller^[02] destaca que em algumas aplicações é viável a implementação de tais técnicas de sensoriamento indireto, porém, particularmente nas aplicações em que se requer rápidas acelerações ou desacelerações, reversão rápida de velocidade ou para o controle de posicionamento angular, ainda há muito que desenvolver antes que se torne viável a eliminação do sensor de posição.

Uma outra maneira que pode ser utilizada para a eliminação do sensor de posição é o emprego da mesma técnica de controle usada com os motores de passo de relutância variável. Desta forma, o motor opera em malha aberta e suas fases são energizadas na seqüência necessária para produzir o torque no sentido de rotação desejado. Respeitados os limites das taxas de aceleração e de desaceleração, o motor opera em sincronismo com a frequência de chaveamento imposta pelo conversor até o limite de torque que ele consegue desenvolver. Miller^[02] ressalta duas dificuldades principais nesta forma de operação. A primeira é garantir o sincronismo com a frequência de chaveamento do conversor, nas condições de variação do torque da carga. A segunda deriva do fato de que o ângulo de passo deste tipo de motor é muito grande, e, desta maneira, torna-se difícil garantir a sua partida, principalmente sob carga.

3. PROJETO DE UM MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO

3.1 Considerações gerais

Neste capítulo, passaremos a descrever basicamente, os diversos aspectos que devem ser levados em consideração para o projeto de tais tipos de acionamentos, conforme as várias referências bibliográficas apontadas. Durante o desenvolvimento da explanação serão destacadas as soluções adotadas para o projeto do nosso protótipo. Conforme já foi indicado anteriormente, este trabalho está dirigido para o dimensionamento de um protótipo capaz de desenvolver 0,5 Nm a 3000 rpm, com ênfase no motor. Cabe ressaltar, mais uma vez, que não pretendemos neste trabalho a abordagem aprofundada dos aspectos de projeto do conversor e do controle, que estão fora do nosso escopo.

A primeira etapa do projeto deve ser a elaboração de uma especificação técnica da forma mais detalhada possível. De uma maneira geral, os aspectos que devem ser abordados numa especificação são os seguintes: faixa de tensão CC disponível; curva de torque x velocidade desejada para a operação em regime contínuo; requisitos de sobrecarga com a respectiva duração; ciclo de carga; sentidos de rotação; requisitos de frenagem e de controle; elevação de temperatura; método de refrigeração; tipo de carcaça; rendimento desejado; requisitos de ruído e de pulsação de torque; restrições dimensionais; e outras consideradas relevantes em cada caso.

No nosso caso, como se trata do desenvolvimento de um protótipo com a finalidade de estudo das suas características, não estabelecemos requisitos muito rígidos a serem satisfeitos. Na medida do

possível, fizemos o dimensionamento com uma certa folga para poder explorar as diversas características do motor.

No eixo do motor foram instalados uma roda dentada e um disco de alumínio. A roda dentada é um acessório necessário para a medição da posição angular do rotor durante os ensaios. Ela transmite a posição angular do rotor através de uma correia dentada acoplada a um "encoder".

O disco de alumínio foi instalado para desempenhar duas funções. A primeira é realizada através de faixas pretas pintadas em sua superfície periférica com comprimentos iguais ao do arco do ângulo de condução, que possibilitam a captação, pelos sensores de posição, das posições do rotor em que as fases devem ser energizadas. O protótipo dispõe de três sensores de posição constituídos cada um, basicamente, por um fotodiodo e por um fototransistor, de maneira que, quando uma faixa preta passa na frente do sensor de posição, ela inibe a recepção pelo fototransistor da luz que foi emitida pelo fotodiodo. A lógica de controle foi concebida de maneira tal que, quando a faixa preta passa na frente de um determinado sensor de posição, a fase a ele associada é energizada. Note-se que os sensores de posição utilizados não são apropriados para o desempenho das funções que o "encoder" exerce.

A segunda função do disco de alumínio é desempenhada como parte integrante do dispositivo de frenagem utilizado para a realização dos ensaios. O dispositivo de frenagem empregado foi um freio de Foucault, constituído pelo disco e por quatro bobinas enroladas em torno de cilindros de material ferromagnético. As bobinas são alimentadas com corrente contínua. Na medida em que o disco gira sobre elas, são induzidas correntes no interior do disco condutor, num sentido tal que o torque resultante deste fenômeno é oposto ao sentido de rotação do disco, e a potência desenvolvida pelo motor, nestas condições, é dissipada por efeito Joule no disco.

Embora saibamos que o projeto de um acionamento deste tipo necessite, para a obtenção de suas características ótimas, o desenvolvimento integrado de suas diversas partes (incluindo aí o conversor e o controle), infelizmente, não foi possível a adoção de tal tipo de abordagem, por várias razões, como a falta de uma adequada disponibilidade de tempo por parte de engenheiros que trabalham com tais equipamentos. Com o auxílio de colegas da área de eletrônica de potência, construímos um conversor com a configuração da figura 2.2, viabilizando desta maneira a operação do motor para a realização dos ensaios. Desde já, fica aqui registrada a necessidade de uma abordagem adequada destes aspectos do acionamento.

Há um grande número de aspectos que devem ser analisados no desenvolvimento de um projeto de motores de relutância chaveados. Lawrenson et al^[01] destacam que a abordagem de tais aspectos não pode ser realizada da mesma maneira como é feita com as máquinas mais tradicionais e relacionam os seguintes: o número mínimo de fases é um, e o máximo é indeterminado; a relação do número de fases com o número de pólos do estator não é fixa; a relação do número de pólos do rotor com o número de pólos do estator não é fixa; a escolha dos arcos polares do rotor e do estator deve ser conduzida de uma maneira cuidadosa; deve-se garantir a capacidade de partida do motor; e deve-se analisar cuidadosamente os aspectos relacionados com as perdas no ferro, a frequência de chaveamento e as diferentes distribuições de fluxo encontradas nas diversas partes do motor.

Segundo os mesmos autores, da experiência adquirida com motores de passo, verificou-se que a máxima atenuação possível das mútuas indutâncias entre fases é desejável para a otimização do desempenho. Para a obtenção de indutâncias mútuas nulas ou muito baixas, os seguintes requisitos devem ser atendidos:

- a) a permeabilidade magnética dos materiais ferromagnéticos utilizados deve ser a mais alta possível;
- b) os pólos do estator associados a uma determinada fase devem ser diametralmente opostos; e
- c) o rotor deve ter um número par de saliências.

3.2 Pólos e fases

Neste item, descreveremos de maneira sucinta o procedimento de escolha do número de fases, de pólos e dos valores dos arcos polares, com base, principalmente, nas referências bibliográficas [01], [02], [04] e [20], sendo a primeira a principal referência sobre o assunto.

Em primeiro lugar, vamos estabelecer a relação entre a frequência de chaveamento de uma fase e a rotação. Sabemos que as bobinas de uma fase são montadas em pólos diametralmente opostos do estator. Observando a figura 2.1, notamos que para o rotor se deslocar de um ângulo igual a um passo polar, cada fase deve contribuir com um pulso de torque durante este deslocamento. Sendo n a velocidade em rotações por segundo, N_r o número de pólos do rotor e f_1 a frequência de chaveamento em Hz, podemos escrever a seguinte equação:

$$f_1 = n \cdot N_r = \frac{rpm}{60} * N_r \quad (11).$$

Portanto, um motor com q fases terá $q \cdot N_r$ passos por volta, e o ângulo de passo em radianos será definido pela equação seguinte:

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{qN_r} \quad (12).$$

Normalmente, o número de pólos do estator é maior do que o número de pólos do rotor. Existem certas combinações de números de pólos com o número de pólos do rotor maior que o do estator para as quais o motor não funciona.

Para a escolha dos arcos polares do rotor e do estator, vamos recorrer às figuras 2.1, 2.3 e 2.4. Vamos desprezar o espraiamento de fluxo e lembrar que para o motor partir em qualquer direção, um par de pólos do rotor deve se encontrar no trecho 1 ou 3 de uma das fases. Sendo assim, será produzido torque num ângulo β que é o menor entre os arcos polares do estator e do rotor. Para produzir torque unidirecional através de 360° , é necessário que o ângulo β não seja menor do que o ângulo de passo. Caso contrário, haverá trechos em que não há a produção de torque. Sendo β_s e β_r os arcos polares do estator e do rotor, respectivamente, podemos escrever:

$$\beta_s > \varepsilon \quad (13)$$

e

$$\beta_r > \varepsilon \quad (14).$$

Com a finalidade de se obter a maior variação possível da indutância com a posição angular do rotor, o arco interpolar do rotor deverá ser maior do que o arco polar do estator. Ou seja,

$$\frac{2\pi}{N_r} - \beta_r > \beta_s \quad (15).$$

Satisfeita a expressão acima, assegura-se que, quando o rotor se encontra na posição totalmente não alinhada relativa a uma determinada fase, ou seja, numa posição tal que seu eixo interpolar coincide com o eixo polar da fase em questão, não há qualquer superposição entre os pólos do rotor e os pólos do estator da referida fase, ocorrendo assim a posição de máxima relutância ou mínima indutância.

Normalmente o arco polar do estator é feito menor do que o arco polar do rotor, para possibilitar um maior espaço para a acomodação das bobinas, favorecendo também um aumento da variação das indutâncias.

Os autores referidos em [01], com base nestas considerações e em outras, decorrentes da sua experiência com este tipo de motores, propuseram a construção do triângulo ABC mostrado na figura 3.1 abaixo, onde se podem escolher os arcos polares de forma a satisfazer as condições estabelecidas. O caso ilustrado corresponde a um motor com 6 pólos no estator, 4 pólos no rotor e 3 fases.

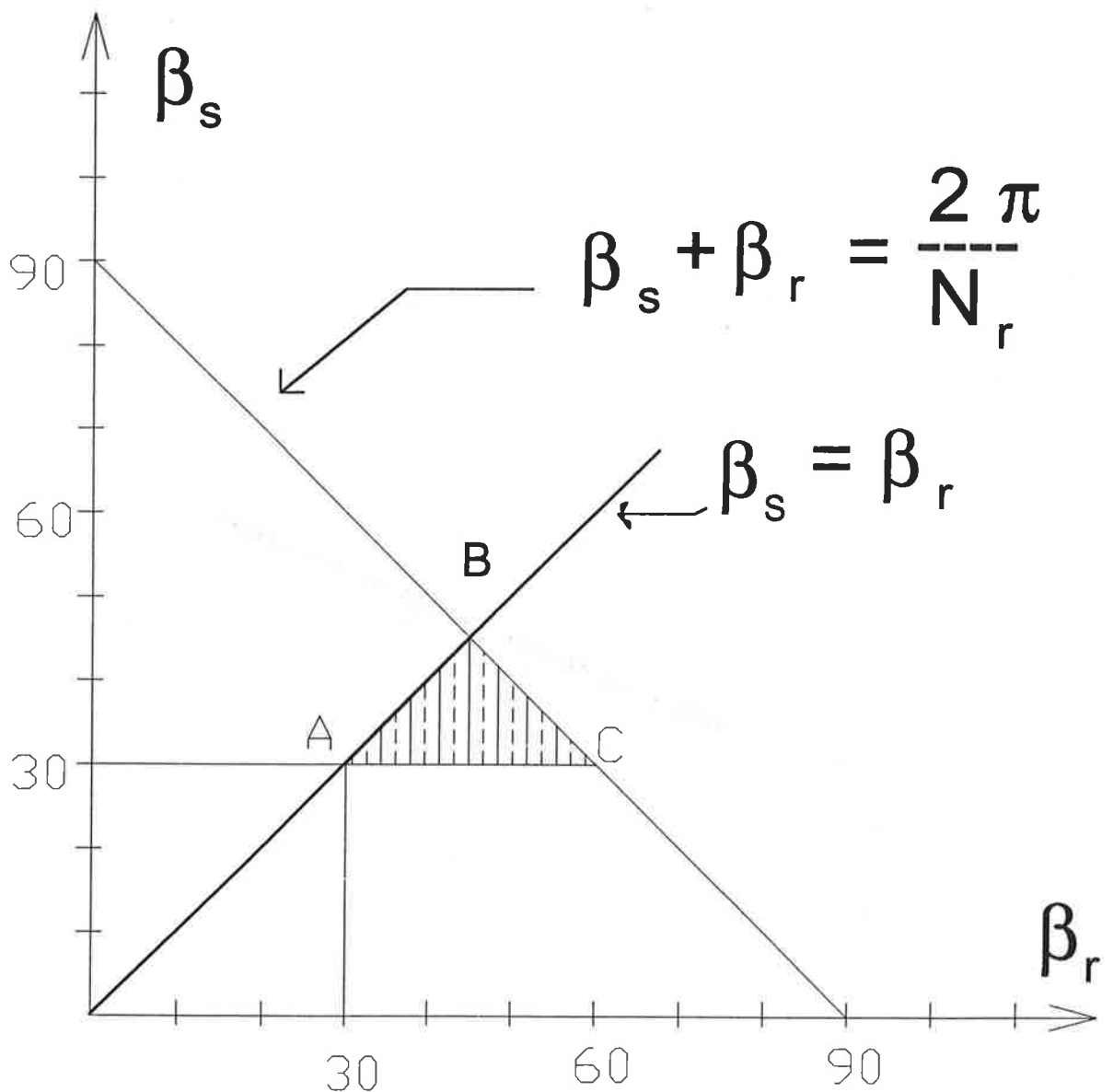


Figura 3.1 - Triângulo ABC: motor com 3 fases, 6 pólos no estator e 4 no rotor

A escolha final do número de fases, de pólos e dos valores dos arcos polares teve como base as seguintes considerações:

a) um número de fases pequeno resulta numa maior simplificação dos circuitos de alimentação e de controle;

b) conforme podemos observar na expressão (11), quanto menor for o número de pólos do rotor, menor será a frequência de chaveamento das fases, o que tenderá a minimizar as perdas no ferro;

c) adicionalmente, minimizando o número de pólos do rotor, possibilita-se um aumento do arco interpolar deste, contribuindo assim para uma maior variação de indutância e, portanto, para um maior torque desenvolvido;

d) a referência [20] recomenda que, para se otimizar o torque desenvolvido, devemos fazer

$$\beta_r = 0,4 * \frac{2\pi}{N_r} \quad (16);$$

e) como o nosso objetivo é o desenvolvimento de um protótipo que possibilite o estudo das características deste tipo de motor, e por se tratar do primeiro desenvolvimento, procuramos adotar a configuração de motor mais simples possível e que atendesse às necessidades colocadas. Um motor de 2 fases tem o seu torque de partida reduzido e normalmente só opera em um sentido de rotação. O motor monofásico tem o torque de partida ainda menor e também opera em apenas um sentido de rotação. Além disso, os dois últimos motores citados necessitam de cuidados especiais para garantir a partida. Portanto, dirigimos o nosso trabalho para um motor com 3 fases, 6 pólos no estator e 4 pólos no rotor, que é considerado, segundo as referências bibliográficas, o motor mais simples possível, com a capacidade de atender plenamente aos requisitos colocados.

Desta maneira, resumimos abaixo os valores relativos a este item obtidos para o nosso protótipo:

a) número de fases - $q = 3$;

b) número de pólos do estator - $N_s = 6$;

- c) número de pólos do rotor - $N_r = 4$;
- d) arco polar do rotor - $\beta_r = 36^\circ$;
- e) arco polar do estator - $\beta_s = 32^\circ$.

3.3 Determinação das dimensões e do número de espiras

Para a determinação das dimensões e do número de espiras, numa primeira aproximação ao problema, seguimos uma metodologia proposta por Weller e Trawinski^[16]. Partindo da condição dos pólos do rotor alinhados com os pólos do estator de uma fase energizada e adotando-se algumas simplificações, é calculada inicialmente a indutância nesta posição, levando-se também em consideração a variação da permeabilidade magnética dos materiais com a saturação. A partir deste resultado, o torque médio é calculado em função da geometria.

Procedemos desta maneira e depois utilizamos o método dos elementos finitos, através do programa FLUX2D, para gerar as curvas de torque estático e da indutância em função da posição angular e da corrente. Os resultados obtidos encontram-se no próximo item.

Na metodologia proposta pelos referidos autores, assume-se que a densidade de fluxo na coroa do estator é igual à dos pólos. Disto resulta que a largura (no sentido radial) da coroa do estator adotada é aproximadamente a metade da largura dos pólos.

Assumindo que a densidade de fluxo é uniforme e que $N \cdot I$ ampères-espiras imporão um fluxo constante num circuito com largura igual à metade da largura do pólo, com um comprimento e , que é igual à metade do

percurso que uma linha de fluxo deve percorrer, obtemos, após algumas manipulações com a lei da circuitação de Ampère:

$$B = \mu_0 \frac{NI}{g + \frac{e}{\mu_r}} \quad (17),$$

onde g é o entreferro e os índices 0 e r das permeabilidades denotam respectivamente a permeabilidade do ar e a permeabilidade relativa dos materiais ferromagnéticos.

Considerando que, para a maioria dos motores deste tipo, o diâmetro externo do estator é aproximadamente o dobro do diâmetro do rotor, e que o comprimento e acima referido pode ser aproximado pelo quádruplo do raio do rotor, a equação (17) pode ser reescrita da maneira seguinte:

$$B = \mu_0 * \frac{NI}{r} * \frac{1}{\frac{g}{r} + \frac{5}{\mu_r}} \quad (18),$$

onde r representa o raio do rotor.

Adotando-se para os arcos polares do rotor e do estator um valor igual à média aritmética dos seus reais valores, e representando-se esta média por β , o fluxo produzido por $N.I$ ampères-espiras pode ser representado pela equação (19) abaixo.

$$\phi = \frac{\mu_0 \frac{\beta}{2} l N I}{\frac{g}{r} + \frac{5}{\mu_r}} \quad (19),$$

onde l representa o comprimento dos pacotes rotórico e estatórico.

Com estas expressões, podemos então calcular a indutância da fase, de uma forma aproximada, a partir da energia armazenada no campo magnético (W_f). Nas expressões seguintes, H representa a intensidade de campo magnético, V representa o volume, e os índices a e i referem-se respectivamente ao ar e ao ferro silício.

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (20)$$

$$W_f = \frac{1}{2} B H V = \frac{1}{2} B (H_a V_a + H_i V_i) = \frac{1}{2} L I^2 \quad (21)$$

$$L_{\max} = 2 \mu_0 N^2 l \beta \frac{1}{\frac{g}{r} + \frac{5}{\mu_r}} \quad (22)$$

A expressão da energia armazenada no campo magnético foi escrita para um quarto do motor. O fator 2, que aparece na expressão da indutância, que representa a indutância máxima total da fase, é decorrente deste fato.

Para o cálculo do valor mínimo da indutância, os referidos autores apresentam a expressão (23) abaixo, que foi estimada com base no

método dos elementos finitos e valores obtidos experimentalmente. Segundo os autores, esta fórmula apresenta uma boa correlação com os valores das mínimas indutâncias obtidas para motores com arcos polares na faixa aproximada de 30° a 35°.

$$L_{\min} = 8\mu_0 N^2 l \left(1 + 0,5 \frac{r}{l} \right) \quad (23)$$

São também apresentadas, no referido trabalho, as seguintes faixas de valores de algumas relações geométricas, consideradas representativas para a maioria dos motores deste tipo. Nas relações abaixo, d representa o diâmetro externo do estator.

r / l de 0,30 a 1,50;

r / d de 0,22 a 0,28; e

g / r de 0,01 a 0,02.

Para o cálculo do valor médio do torque, Weller e Trawinski^[16] adotam a expressão (02), ressaltando que, embora esta expressão seja válida somente para meios lineares, a adoção de um valor constante para a permeabilidade relativa em todo o material ferromagnético (para cada valor da indução magnética) torna razoável a utilização desta fórmula. Considerando que a maior parcela da variação da indutância ocorre num intervalo angular igual aos arcos polares do rotor e do estator, e que a indutância mínima é pequena em comparação com a máxima, é adotada a aproximação descrita pela expressão(24) abaixo para a derivada da indutância em relação à posição angular.

$$\frac{dL}{d\theta} \approx \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\beta} \approx 2\mu_0 N^2 l \frac{1}{\frac{g}{r} + \frac{5}{\mu_r}} \quad (24)$$

A equação (18) pode ser rearranjada para expressar a corrente da seguinte maneira:

$$I = \frac{Br \left(\frac{g}{r} + \frac{5}{\mu_r} \right)}{\mu_0 N} \quad (25).$$

Desta forma, com as expressões da derivada da indutância e da corrente, obtém-se a expressão (26), representativa do torque médio.

$$T = \frac{1}{\mu_0} B^2 r^2 l \left(\frac{g}{r} + \frac{5}{\mu_r(B)} \right) \quad (26).$$

Utilizando-se as expressões de torque e de corrente, adotando-se para as relações geométricas apontadas, os valores mostrados a seguir e com o auxílio da curva normal de magnetização do ferro silício do estator e do rotor, obtivemos a tabela 3.1. Nesta tabela são mostrados, para cada par de valores de indução e de permeabilidade relativa, os valores do raio do rotor e da força magnetomotriz por pólo do estator necessários para o motor desenvolver um torque médio de 0,5 Nm.

$$r / l = 0,5$$

$$r / d = 0,25$$

$$g / r = 0,01$$

B (T)	μ_r	r (m)	NI (A-esp)
1,217	2625	0,0261	301
1,406	915	0,0217	376
1,612	208	0,0153	666

Tabela 3.1 - Valores calculados para $T=0,5$ Nm

Como podemos observar na equação do torque, para um valor fixo da indução, o torque aumenta com o raio do rotor. Já foi realçado anteriormente que, na medida do possível, procuramos superdimensionar o motor para poder explorar as suas características. Sendo assim, adotamos para o raio do rotor o valor de 25 mm. Desta forma, com um valor moderado da indução magnética, obtém-se um torque médio de 0,5 Nm, que é o valor mínimo desejado. Com as relações geométricas adotadas acima, determinamos as dimensões do comprimento dos pacotes rotórico e estatórico e do entreferro. Assim,

$$r = 25 \text{ mm,}$$

$$l = 50 \text{ mm, e}$$

$$g = 0,25 \text{ mm.}$$

Com estes valores assim determinados, calculamos o torque e a força magnetomotriz correspondentes a uma indução de 1,406 T, o que mostramos abaixo:

$$T = 0,76 \text{ Nm}$$

$$NI = 433 \text{ A. espiras}$$

Note-se que N é o número de espiras por pólo do estator. Ainda com a finalidade de obter uma certa folga no dimensionamento e para evitar a necessidade de operação com valores muito elevados de corrente, adotamos **150** espiras por pólo do estator. Com estes valores, calculamos a indutância mínima, mostrada abaixo, que se mantém constante e independente do estado de saturação da máquina, conforme a formulação adotada.

$$L_{\min} = 14,1mH$$

A tabela 3.2 a seguir foi construída a partir dos pares de valores de indução e permeabilidade relativa obtidos na curva normal de magnetização do ferro-silício, utilizado para indicar os correspondentes valores de indutância máxima, corrente por fase e torque médio desenvolvido.

B (T)	μ_r	$L_{\max}(mH)$	I (A)	T (Nm)
0,829	5963	155	1,2	0,19
0,958	4961	152	1,4	0,25
1,116	3612	147	1,7	0,353
1,315	1691	130	2,3	0,56
1,406	915	109	2,9	0,76
1,486	481	82	4,0	1,12
1,535	331	67	5,1	1,47
1,577	255	57	6,2	1,83
1,612	208	49	7,3	2,20

Tabela 3.2 - Valores de indutância máxima, corrente e torque

O eixo e a carcaça do motor foram construídos com o aço AISI 304 que é paramagnético. O critério usado para a definição do raio do rotor na direção do seu eixo interpolar foi o de garantir que a diferença entre este raio e o raio do eixo seja no mínimo igual à metade da largura dos pólos do estator.

A determinação do comprimento dos pólos do estator está associada ao espaço mínimo necessário para a acomodação das bobinas das fases. Isto foi feito considerando-se a bitola #18 AWG para os condutores das fases. No entanto (como pode ser observado na figura 3.2 a seguir, que mostra as dimensões adotadas para o nosso protótipo), tendo em vista o método que utilizamos para a sua construção e a falta de condições mais adequadas para fabricar as bobinas, não foi possível a montagem dos enrolamentos utilizando-se bobinas pré-fabricadas. Desta maneira a bitola do condutor utilizado para as bobinas das fases foi a #21 AWG. Considerando-se como limite da densidade de corrente eficaz o valor de $4,8 \text{ A/mm}^2$, e que o valor eficaz da corrente com forma de onda retangular e intervalo de condução igual a um terço de cada ciclo é igual a sua amplitude multiplicada pela raiz quadrada de três, concluímos, baseados nos dados da tabela 3.2, que é possível a obtenção de um valor de torque da ordem de 1 Nm sem ultrapassarmos os limites de temperatura do isolamento de classe H dos condutores.

As chapas de aço silício foram cortadas em um processo de eletro-erosão, com diâmetros externos ligeiramente superiores aos determinados no dimensionamento e os internos ligeiramente inferiores, para permitir uma retífica final após a montagem dos pacotes.

Inicialmente, cada pacote, estatórico e rotórico, foi montado e prensado com um número de chapas suficiente para se obter o comprimento especificado. Nestas condições, as superfícies dos pacotes foram revestidas com uma camada de cola com tempo de cura da ordem de 24 h. Após a cura

da cola, os pacotes foram retirados dos dispositivos de prensagem. A cola, nestas condições, é que garante a integridade dos pacotes.

Em seguida o estator foi bobinado, e os seus diâmetros externo e interno foram usinados para se obter as dimensões especificadas. Note-se que apenas a cola existente nas superfícies laterais dos pólos e nas superfícies internas da coroa do estator é que garante a integridade do pacote. Estas mesmas superfícies foram revestidas com uma folha do isolante Nomex, para dar uma proteção mecânica aos isolantes dos condutores durante a montagem dos enrolamentos. A fixação das bobinas foi feita através de amarração com barbantes apropriados a esta finalidade. O estator foi montado na carcaça, garantindo-se o seu posicionamento com um rebaixo no diâmetro interno da carcaça e com uma bucha. Para a sua fixação, foram utilizadas a interferência mecânica e a cola usada para a montagem do pacote.

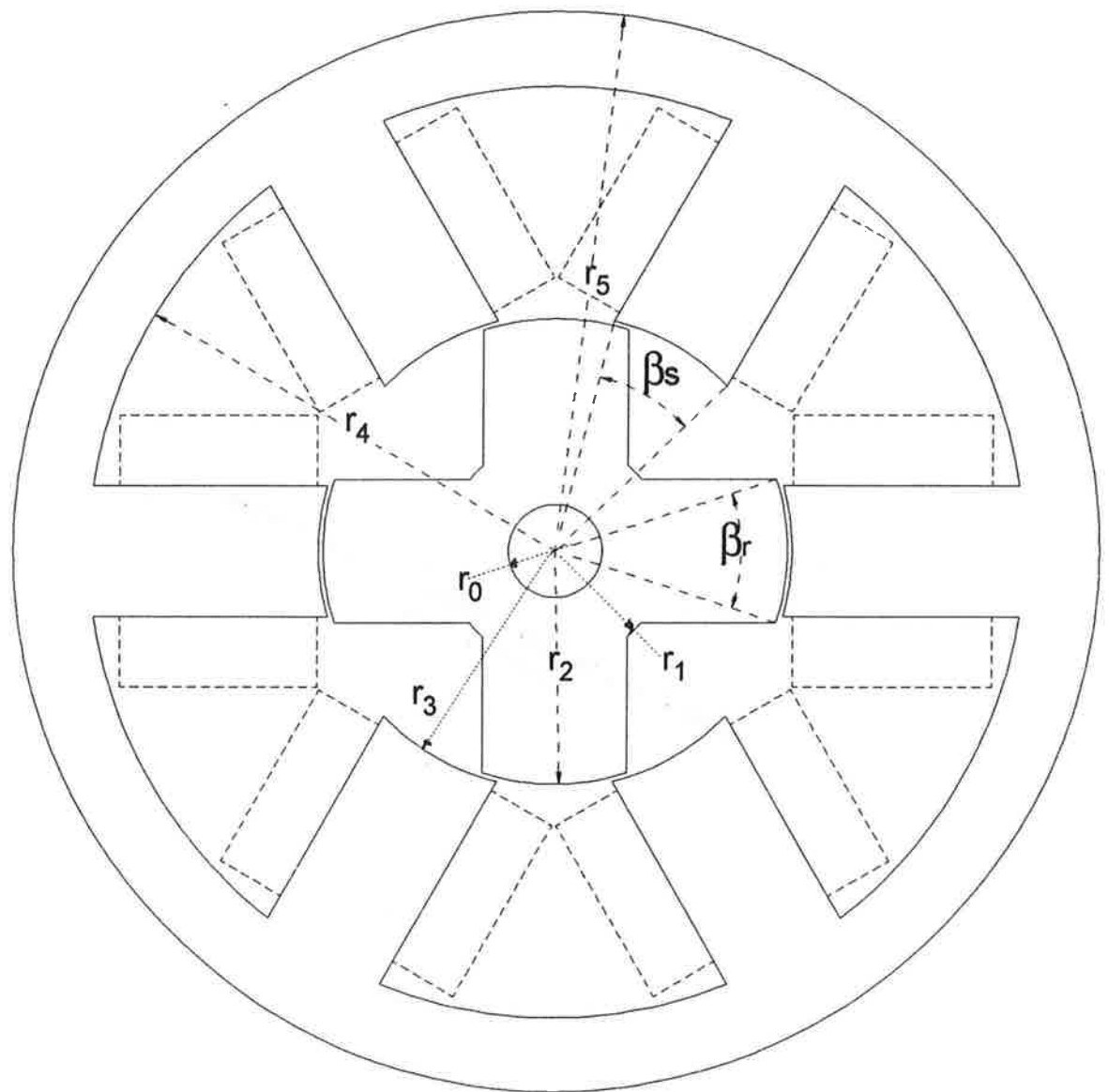
O pacote do rotor teve os seus diâmetros externo e internos usinados nas dimensões especificadas. Note-se que o que garante a união das chapas do rotor é a cola existente nas superfícies laterais dos pólos e nas superfícies dos arcos interpolares. O posicionamento do rotor no eixo foi garantido através de uma saliência no eixo e por uma bucha, e a fixação foi feita também com cola e por interferência mecânica.

Miller^[02], a propósito da manutenção da integridade dos pacotes, destaca que nos motores de relutância é admissível a utilização de cordões de solda na superfície externa do estator, porém, no rotor, isto não é viável, devendo-se neste caso, utilizar algum processo mecânico para a manutenção da compactação das chapas. O processo de colagem que utilizamos tem se mostrado bastante satisfatório para estas finalidades.

O fechamento das extremidades da carcaça foi feito com tampas de alumínio, nas quais foram embutidos rolamentos de esferas axiais,

usinadas adequadamente para garantir o alinhamento e o posicionamento axial do rotor em relação ao estator.

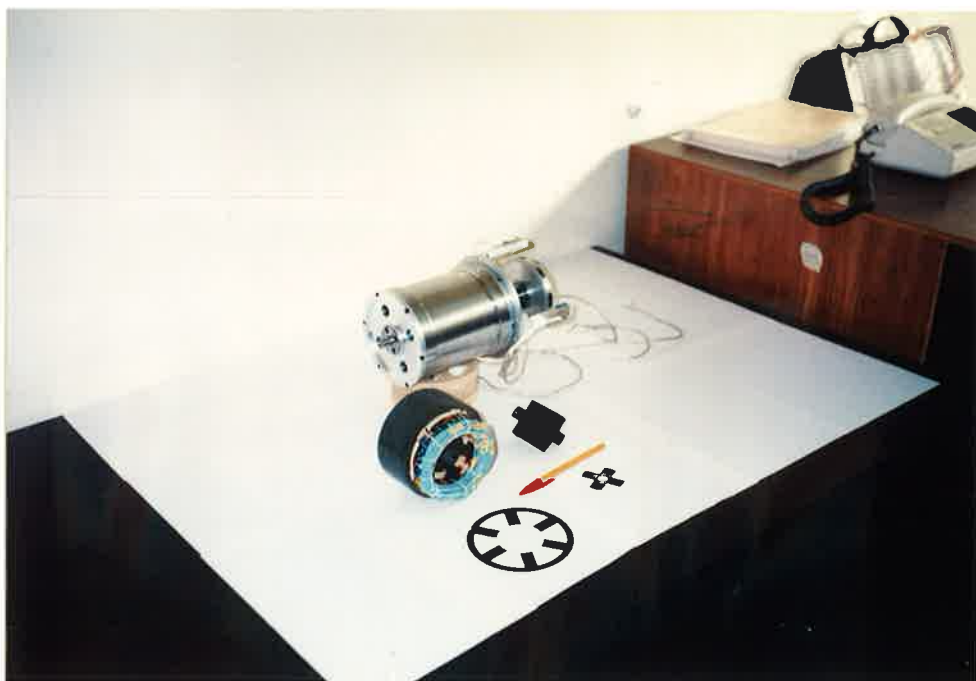
Nas páginas seguintes, apresentamos a figura 3.2 e as fotografias 3.1 e 3.2. A figura 3.2 nos mostra um resumo das dimensões finais do nosso protótipo. As fotografias 3.1 e 3.2 nos mostram as diversas partes componentes do protótipo, antes de sua montagem final, ou seja, as chapas do estator e do rotor, os pacotes estatórico bobinado e rotórico e a carcaça. Na extremidade da carcaça, podemos ver as peças de suporte dos sensores de posição e as tampas. Acoplado ao eixo, observamos o disco que desempenha as funções de acessório para o sensoreamento de posição e de frenagem.



$r_0 = 5 \text{ mm}$
 $r_1 = 12 \text{ mm}$
 $r_2 = 25 \text{ mm}$
 $r_3 = 25,5 \text{ mm}$
 $r_4 = 50 \text{ mm}$
 $r_5 = 58 \text{ mm}$

comprimento do pacote = 50 mm
 $\beta_r = 36^\circ$
 $\beta_s = 32^\circ$
 número de espiras/pólo do estator = 150
 condutor #21 AWG
 entreferro = 0,25 mm

Figura 3.2 - Dimensões do protótipo



Fotografia 3.1 - Vista dos componentes do protótipo



Fotografia 3.2 - Vista dos componentes do protótipo.

3.4 O uso do método dos elementos finitos

No item anterior, procedemos ao dimensionamento do protótipo usando uma formulação derivada da adoção de diversas simplificações ao modelo. Segundo Dawson et al^[22], para se fazer uma avaliação mais adequada do projeto e do potencial de desempenho do motor, torna-se necessário o uso de um modelamento mais confiável. O método dos elementos finitos tem se mostrado bastante satisfatório para estes propósitos.

Com este método, obtêm-se os valores do vetor potencial magnético em todas as partes do motor, independentemente das complexidades geométricas e das não-linearidades dos materiais ferromagnéticos utilizados. A partir destes valores, obtém-se a distribuição do campo magnético no domínio de estudo, e, conseqüentemente, derivam-se, entre outros, os valores de fluxo, indutâncias das bobinas e torque. De posse destes valores, Dawson et al^[22] destacam a possibilidade da sua utilização para a simulação das condições dinâmicas do funcionamento do acionamento, propiciando inclusive o estudo dos ajustes mais adequados para os parâmetros de controle.

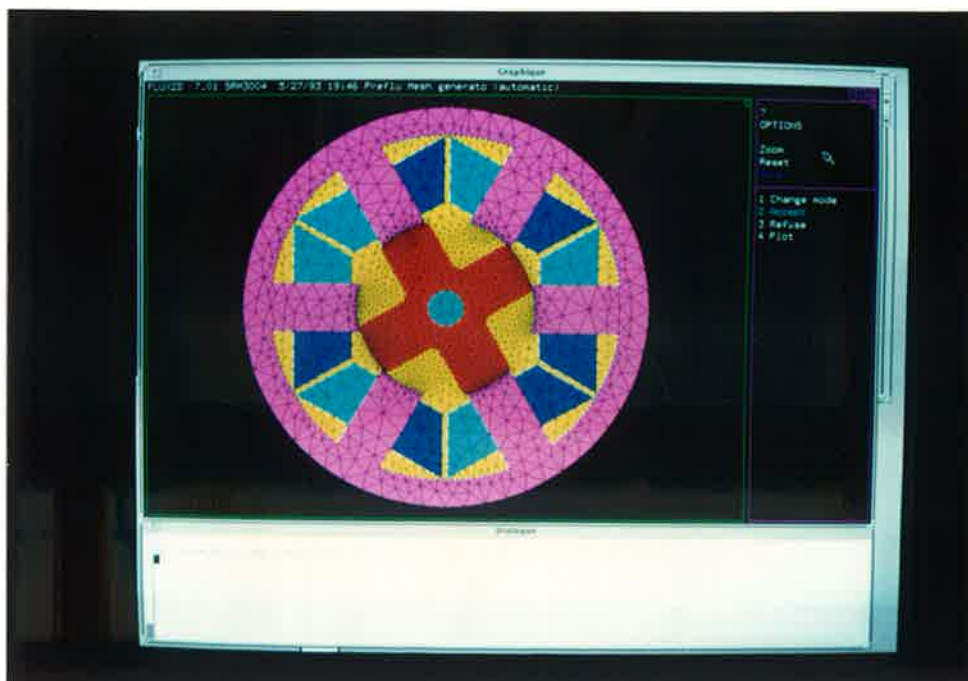
Utilizamos este método, através do programa FLUX2D, para principalmente obtermos as curvas de torque estático, indutância e fluxo em função da posição angular do rotor e da corrente, assumindo três hipóteses principais:

a) os diversos parâmetros envolvidos no estudo são invariantes em qualquer seção transversal do motor, ou seja, o modelo bidimensional, é suficientemente representativo;

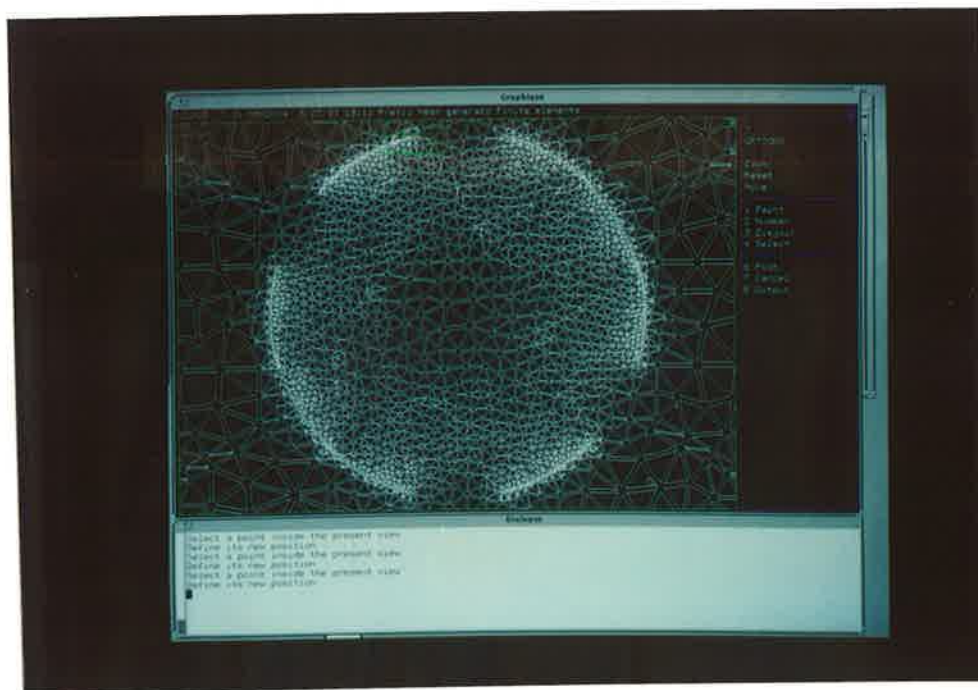
b) os materiais ferromagnéticos são isotrópicos e suas propriedades magnéticas são adequadamente representadas pelas suas curvas normais de magnetização; e

c) o campo magnético fica confinado no interior do motor. Sendo assim, ao diâmetro externo do estator é atribuído o valor nulo, para o vetor potencial magnético.

Os cálculos foram conduzidos em diversas posições angulares do rotor e para vários valores de corrente. Os resultados obtidos serão apresentados mais adiante. Em cada caso, o domínio de estudo foi discretizado em um número superior a 4000 elementos triangulares de segunda ordem, com um maior refinamento na região do entreferro. Apresentamos a seguir as fotografias 3.3 e 3.4 para ilustrar a discretização. A fotografia 3.3 mostra o domínio completo de estudo, com os elementos triangulares e os diversos componentes do motor. A fotografia 3.4, feita de uma ampliação da região central do domínio, mostra apenas os elementos triangulares.



Fotografia 3.3 - Discretização do domínio de estudo



Fotografia 3.4 - Vista ampliada da região central discretizada

As 6 fotografias seguintes mostram as distribuições de fluxo e de indução magnética obtidas através do método dos elementos finitos para as condições especificadas na tabela 3.3 abaixo.

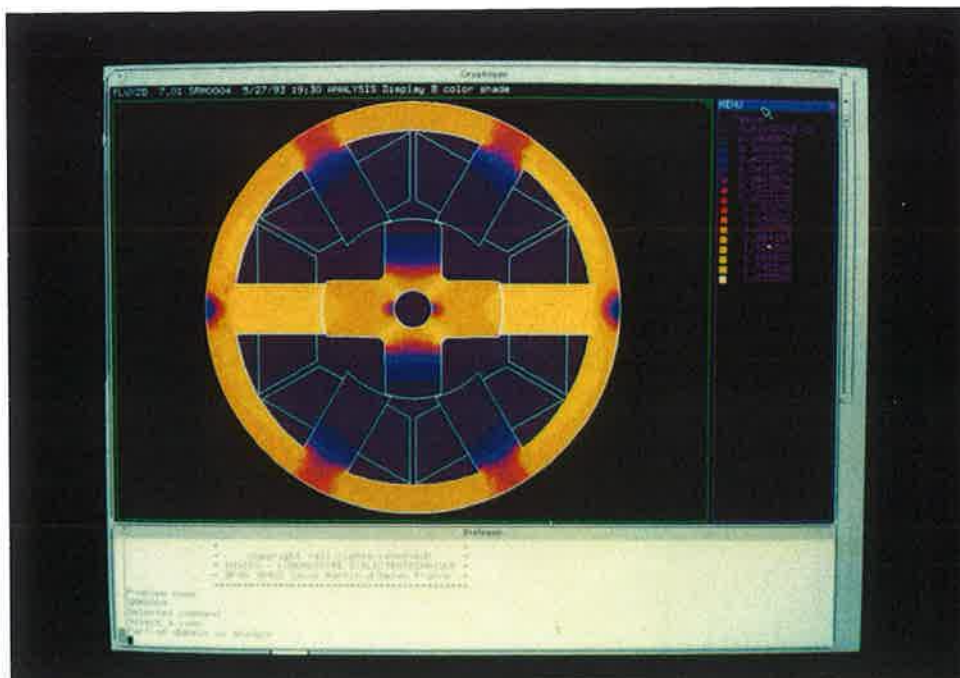
Fotografia	Conteúdo	Posição angular($^{\circ}$)	Corrente (A)
3.5	indução	0	2,75
3.6	fluxo	0	2,75
3.7	indução	22,5	2,75
3.8	fluxo	22,5	2,75
3.9	indução	45	2,75
3.10	fluxo	45	2,75

Tabela 3.3 - Conteúdo de fotografias

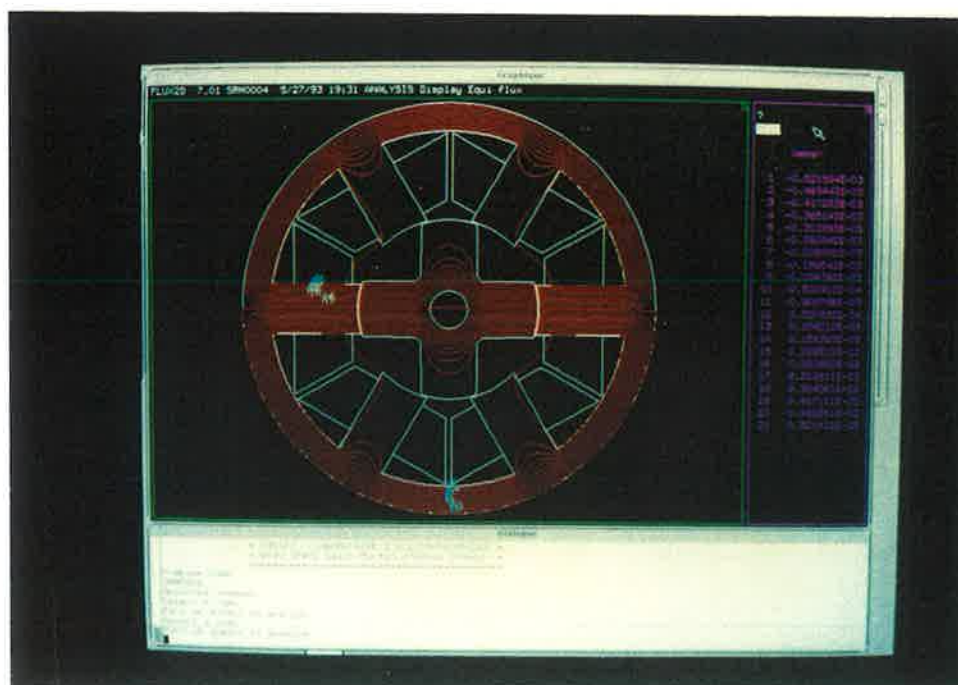
A posição angular correspondente a 0° representa a posição de equilíbrio estável do rotor em relação à fase #1. Ou seja, injetando-se um valor determinado de corrente contínua na fase #1, caso um par de pólos do rotor já não esteja nesta posição, ele se deslocará até que seu eixo se alinhe com o eixo dos pólos da fase energizada. Nas fotografias 3.5 e 3.6, podemos observar as distribuições de indução e de fluxo razoavelmente uniformes e altas em todo o anel do estator e nos pólos alinhados do rotor e do estator, conforme ressaltado e usado nos itens anteriores.

Devido ao fato de o rotor ter quatro pólos, um período completo da forma de onda do torque estático tem 90° . A posição correspondente a 45° é a em que ocorre o alinhamento do eixo interpolar do rotor com o eixo da fase que se encontra energizada, definindo-se aí uma posição de equilíbrio instável. Nesta posição, o torque é nulo e teoricamente o rotor fica parado nesta situação; qualquer desequilíbrio angular, em qualquer sentido, leva os pólos do rotor que ficarem mais próximos dos pólos do estator a ocuparem uma posição de equilíbrio estável. Nas fotografias 3.9 e 3.10, podemos observar a ocorrência de valores bem menores das distribuições de indução e de fluxo, decorrentes do grande entreferro existente na direção do eixo interpolar do rotor.

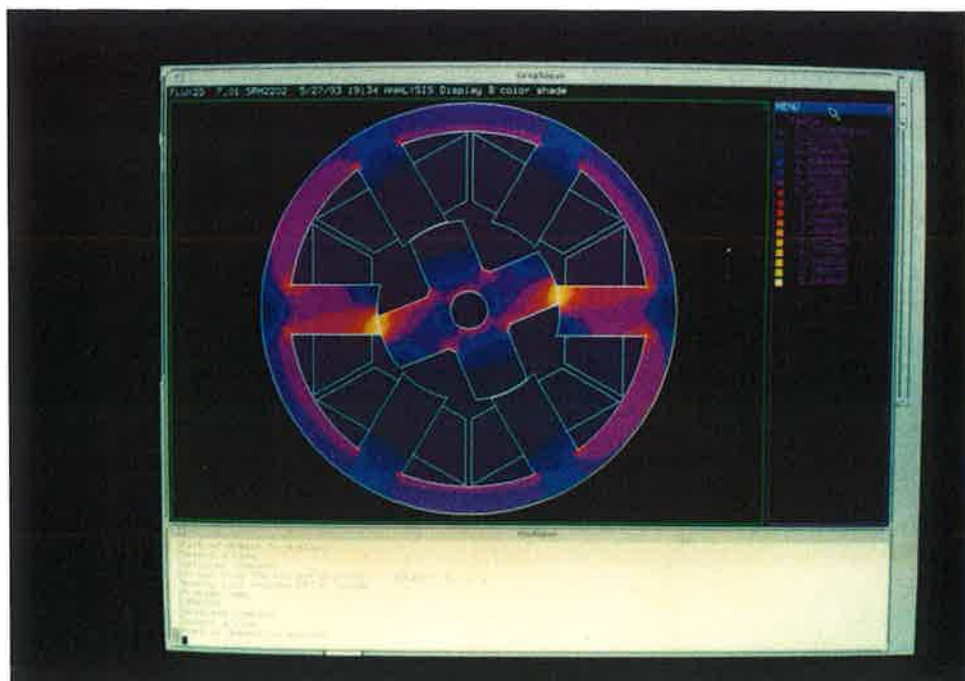
Nas fotografias 3.7 e 3.8, podemos observar a grande concentração de linhas de fluxo, os intensos valores de indução magnética nas bordas sobrepostas dos pólos do estator e do rotor, a ocorrência de valores mais moderados de indução e distribuições mais uniformes de fluxo nas demais partes do motor. Em torno desta posição, o motor desenvolve os seus maiores valores de torque e ocorre a máxima variação de indutância.



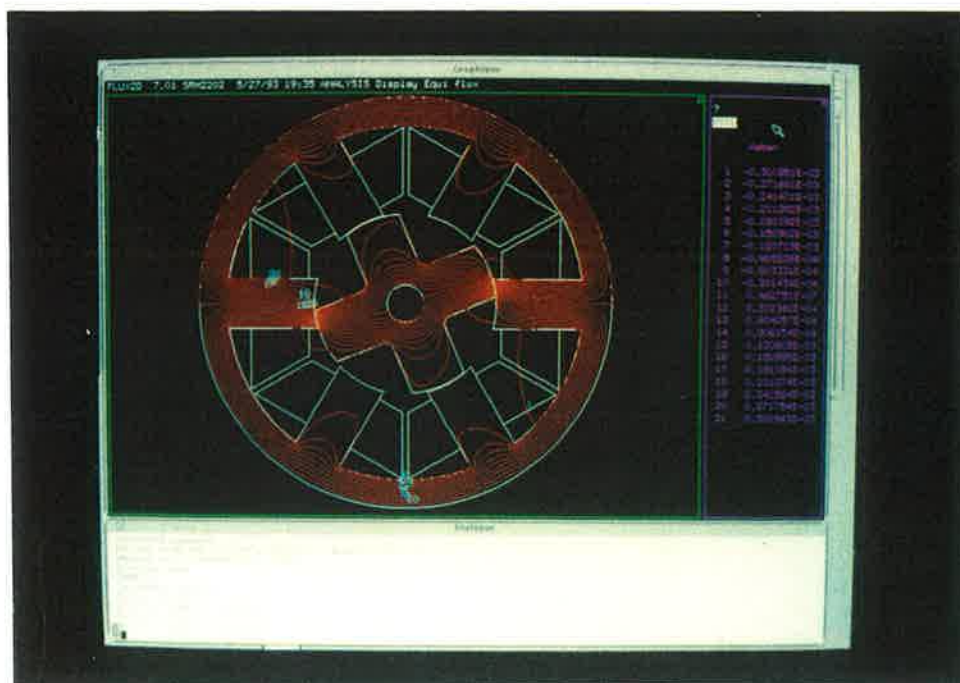
Fotografia 3.5 - Distribuição da indução magnética: $\theta = 0^\circ$; $I = 2,75$ A



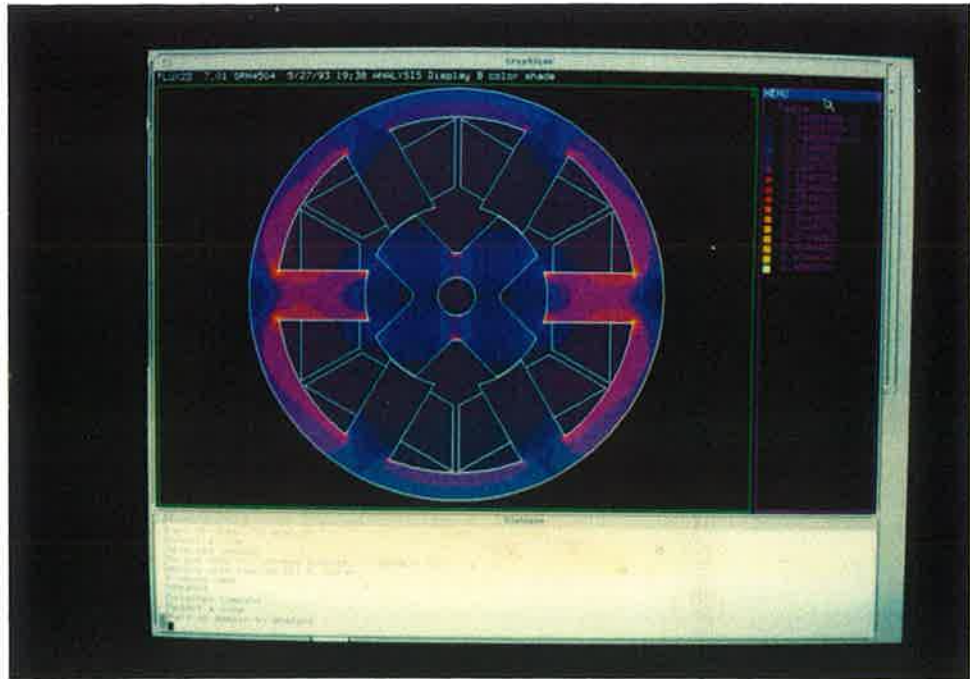
Fotografia 3.6 - Fluxo magnético: $\theta = 0^\circ$; $I = 2,75$ A



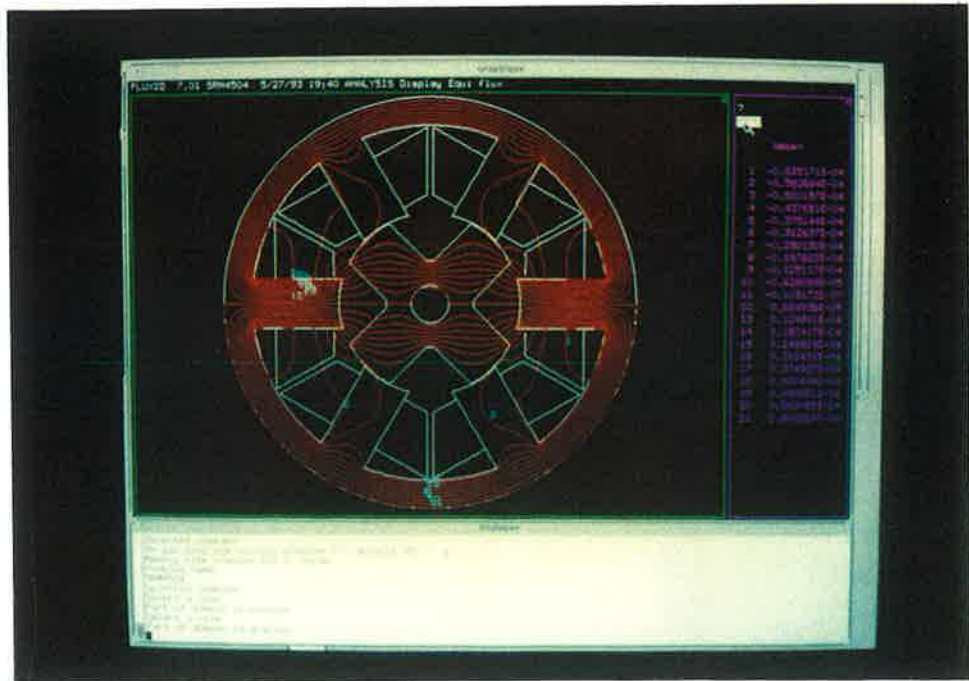
Fotografia 3.7 - Distribuição da indução magnética: $\theta = 22,5^\circ$; $I = 2,75$ A



Fotografia 3.8 - Fluxo magnético: $\theta = 22,5^\circ$; $I = 2,75$ A



Fotografia 3.9 - Distribuição da indução magnética: $\theta = 45^\circ$; $I = 2,75$ A



Fotografia 3.10 - Fluxo magnético: $\theta = 45^\circ$; $I = 2,75$ A

Dawson et al^[22] determinaram diversas curvas de torque estático usando o método dos elementos finitos, assumindo, para os materiais ferromagnéticos constituintes do motor, as curvas normais de magnetização de quatro materiais diferentes. Neste estudo, concluíram que quanto maior é a permeabilidade relativa dos materiais utilizados, maior a amplitude do torque estático e maior o intervalo angular em que o torque se mantém em seus máximos valores, confirmando também o que já foi realçado nos itens anteriores.

Para maior clareza da exposição, convém definirmos claramente o conceito de torque estático. Acarnley^[23] define o torque estático como o torque desenvolvido pelo motor em cada posição angular, para um valor fixo de corrente. Desta forma, ao travarmos o rotor em várias posições angulares diferentes e, em cada posição, injetarmos valores determinados de corrente, obteremos um conjunto de curvas de torque estático em função da posição angular, uma para cada valor definido de corrente. Quanto maior o valor da corrente numa mesma posição, maior será o torque.

No gráfico 3.1 abaixo, apresentamos as curvas características de torque estático, cujos pontos foram calculados com o auxílio do programa FLUX2D para as correntes de 2, 2.75 e 4 A. Os gráficos 3.2 e 3.3 mostram as curvas de indutância e de fluxo, respectivamente, versus a posição angular do rotor, obtidas com o mesmo programa e com os mesmos valores de corrente.

Nestes gráficos, podemos observar os efeitos de arredondamento das formas de onda (comentados no item 2.4 acima) fazendo com que eles não se apresentem da maneira idealizada mostrada nas figuras 2.3 e 2.4. As posições -34° e 34° correspondem, respectivamente, ao início e ao fim da superposição dos pólos do rotor e do estator. Conforme apontado anteriormente, notamos que o torque é diferente de zero, nas posições anteriores e posteriores ao início da superposição, devido ao espraiamento de

fluxo, que ocorre nestas condições. Podemos observar que, em torno da posição de equilíbrio estável, as formas de onda ficam mais arredondadas devido ao fato da saturação ser mais intensa nestas posições.

Os valores calculados das grandezas representadas pelos gráficos acima mencionados estão apresentados nas tabelas 3.4, 3.5 e 3.6, para as correntes de 2, 2.75 e 4 A respectivamente.

POSIÇÃO (graus)	TORQUE (Nm)	INDUTÂNCIA (mH)	FLUXO TOTAL (Wb.espiras)
0	-0.0002	141.5	0.2831
2	-0.147	141.0	0.2820
7.5	-0.408	127.9	0.2557
15	-0.443	100.3	0.2006
22.5	-0.487	70.0	0.1400
30	-0.520	38.0	0.0760
34	-0.442	20.6	0.0412
37.5	-0.081	15.0	0.0300
45	0.0	13.0	0.0260

Tabela 3.4 - Valores calculados com o programa FLUX2D, $I = 2$ A

POSIÇÃO (graus)	TORQUE (Nm)	INDUTÂNCIA (mH)	FLUXO TOTAL (Wb.espiras)
0	-0.0003	115.5	0.3176
2	-0.188	115.4	0.3172
7.5	-0.649	110.5	0.3038
15	-0.822	90.6	0.2490
22.5	-0.891	64.0	0.1761
30	-0.947	31.1	0.0984
34	-0.820	20.6	0.0565
37.5	-0.153	15.0	0.0413
45	0.0	13.0	0.0357

Tabela 3.5 - Valores calculados com o programa FLUX2D, $I = 2.75 \text{ A}$

POSIÇÃO (graus)	TORQUE (Nm)	INDUTÂNCIA (mH)	FLUXO TOTAL (Wb.espiras)
0	-0.0003	85.4	0.3418
2	-0.254	85.3	0.3414
7.5	-0.869	83.0	0.3320
15	-1.492	73.6	0.2943
22.5	-1.679	53.0	0.2122
30	-1.760	31.1	0.1246
34	-1.521	20.1	0.0806
37.5	-0.325	15.0	0.0600
45	0	13.0	0.0520

Tabela 3.6 - Valores calculados com o programa FLUX2D, $I = 4 \text{ A}$

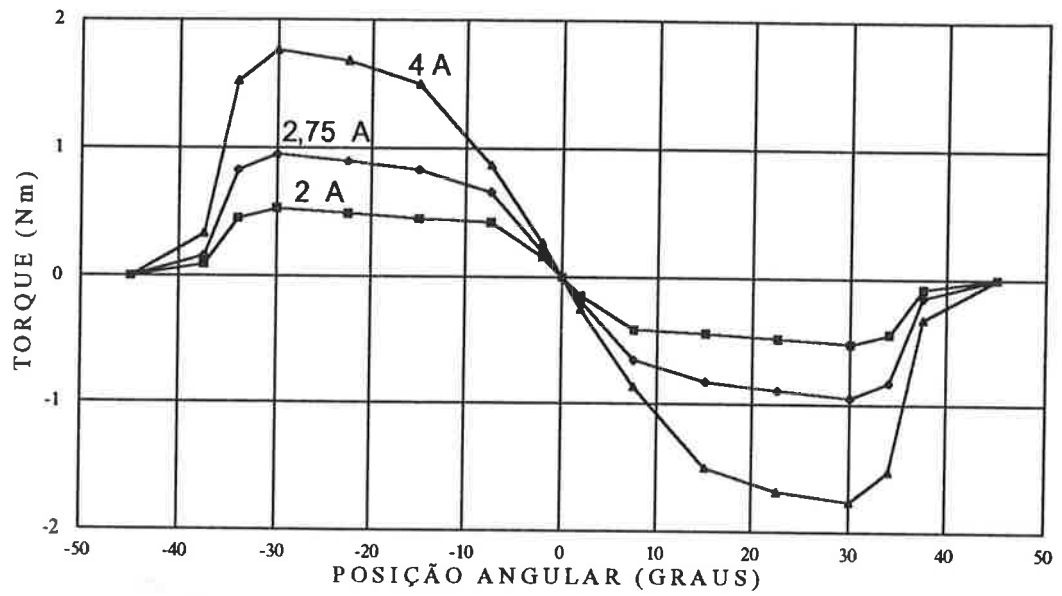


Gráfico 3.1 - Características de torque estático obtidas com o FLUX2D

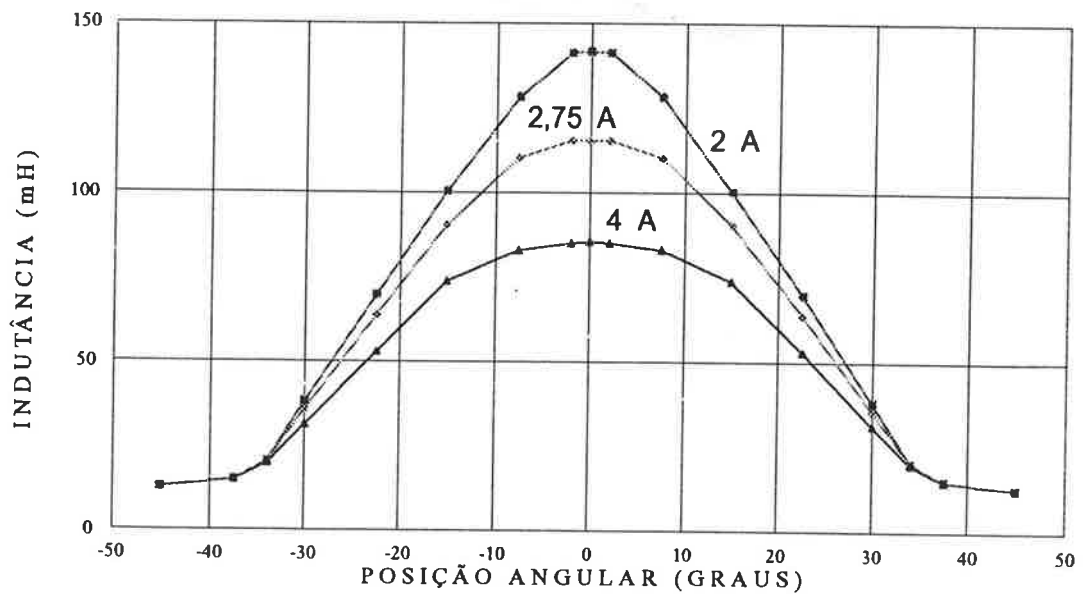


Gráfico 3.2 - Indutâncias obtidas com o FLUX2D

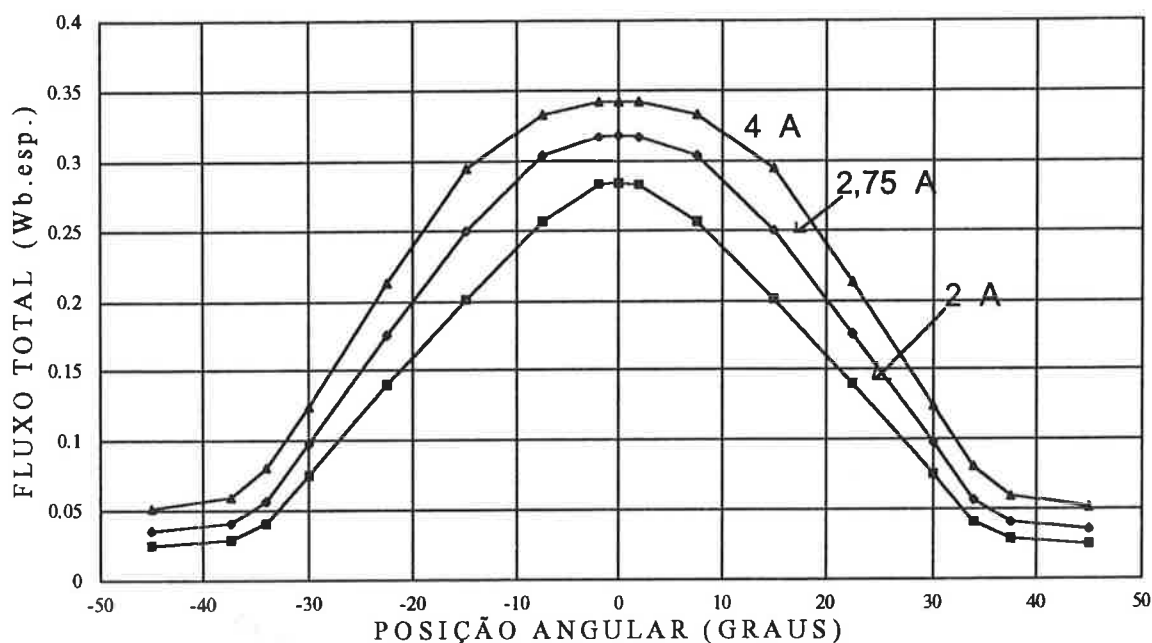


Gráfico 3.3 - Fluxos totais concatenados obtidos com o FLUX2D

Conforme podemos observar nos três gráficos acima, e por razões geométricas, a forma de onda do torque estático tem um período de 90° ; as posições de equilíbrio estável e instável do rotor, com relação à fase 1 e de acordo com as convenções adotadas, são dadas, respectivamente, por:

$$\text{equilíbrio estável} = x \frac{\pi}{2} \text{ e}$$

$$\text{equilíbrio instável} = y \frac{\pi}{4},$$

onde x é um número inteiro qualquer, e y é um número inteiro ímpar. As posições de equilíbrio estável e instável das fases 2 e 3 são deslocadas da fase 1 por $\pm 30^\circ$.

Podemos observar também, pelos referidos gráficos, que as formas de onda do torque estático e da indutância tendem a ficar mais semelhantes às formas idealizadas mostradas nas figuras 2.3 e 2.4 na medida em que são reduzidos os níveis de corrente.

É interessante também notar que os valores mínimos das indutâncias, calculados para os três valores de corrente e mostrados nas três tabelas acima, são iguais a 13 mH e constituem mais um indicativo da predominância do entreferro no circuito ferromagnético, quando o rotor se encontra na posição de equilíbrio instável. Note-se também que o valor desta indutância calculado com a equação (23), resultou em 14.1 mH. Tal equação foi desenvolvida levando-se em consideração apenas fatores geométricos, número de espiras e a permeabilidade magnética do vácuo, mostrando que esta fórmula empírica apresenta um razoável grau de consistência com o método dos elementos finitos.

Um outro aspecto importante do motor de relutância é a relação entre os valores máximo e mínimo das indutâncias, que deve ser maximizada para aumentar a relação torque/ampère. Para ilustrar a comparação entre a formulação empírica que adotamos no item anterior e o método dos elementos finitos, elaboramos a tabela 3.7 abaixo, que mostra, para vários valores de corrente, as relações entre as indutâncias citadas. Nesta tabela, as quatro primeiras linhas, correspondem aos valores obtidos no item anterior da tabela 3.2, e as três últimas linhas correspondem aos valores calculados com o método dos elementos finitos.

Nela, podemos observar também o efeito pronunciado da saturação sobre os valores da máxima indutância e que a equação (22), usada no item anterior, conduz a valores bastante próximos aos obtidos com o método dos elementos finitos.

CORRENTE (A)	L_{max}/L_{min}
1,7	10,4
2,3	9,2
2,9	7,7
4,0	5,8
2,0	10,9
2,75	8,8
4,0	6,6

Tabela 3.7 - Relação entre as indutâncias máxima e mínima

Os gráficos 3.4 e 3.5 a seguir foram também construídos utilizando-se os mesmos dados das tabelas 3.4, 3.5 e 3.6 acima, para ilustrar de uma outra maneira os efeitos da saturação dos circuitos ferromagnéticos. Em ambos os gráficos, os números colocados ao lado das curvas representam as posições angulares para as quais estas curvas foram construídas.

O gráfico 3.4 representa as curvas de fluxo total concatenado com uma fase versus a corrente para várias posições angulares do rotor. Nele podemos observar, conforme ressaltado anteriormente, que, nas posições ocupadas pelo rotor em que não há nenhuma superposição entre os pólos do rotor e os pólos do estator da fase que se encontra energizada, o circuito ferromagnético apresenta um comportamento razoavelmente linear; todavia, na medida em que o rotor se desloca para a posição de alinhamento total, o circuito vai perdendo esta característica de linearidade.

Alguns autores, entre eles, por exemplo, Miller^[02], destacam a possibilidade de utilização deste tipo de gráfico para o cálculo do torque médio que pode ser desenvolvido pelo motor. Conforme mostramos na figura 2.7, a área *oabo* daquela figura é representativa da parcela da energia suprida pela fonte, que é convertida em energia mecânica durante o deslocamento do rotor

entre as posições de equilíbrio instável e estável. Desta forma, Miller^[02] apresenta a seguinte fórmula para o cálculo do torque médio:

$$\text{torque}_{\text{médio}} = \text{área}_{\text{oabo}} \times \frac{\text{número} \cdot \text{de} \cdot \text{passos} \cdot \text{por} \cdot \text{volta}}{2\pi}$$

ou

$$T_{\text{médio}} = W \frac{qN_r}{2\pi} \quad (27).$$

O gráfico 3.5 apresenta as curvas de torque versus o quadrado da corrente para três posições distintas do rotor. A posição 34° corresponde ao início da superposição dos pólos; a posição 30° corresponde àquela em que ocorre o máximo torque estático; e na posição 7,5° há uma grande superposição dos pólos. Reportando-se à equação (02) e lembrando que ela só é válida para meios lineares (ver, por exemplo, Krause^[24]), verificamos mais uma vez o pronunciado efeito da saturação, na medida em que o rotor se aproxima da posição de equilíbrio estável, e a possibilidade da adoção da linearidade para o modelamento do motor quando a superposição angular entre os pólos não é muito grande. Dawson et al^[22], usando os resultados obtidos com o método dos elementos finitos e a equação (02), calcularam o torque estático máximo em função da corrente e o compararam com os valores medidos em ensaios. Obtiveram um excelente grau de consistência entre os dois conjuntos de pontos.

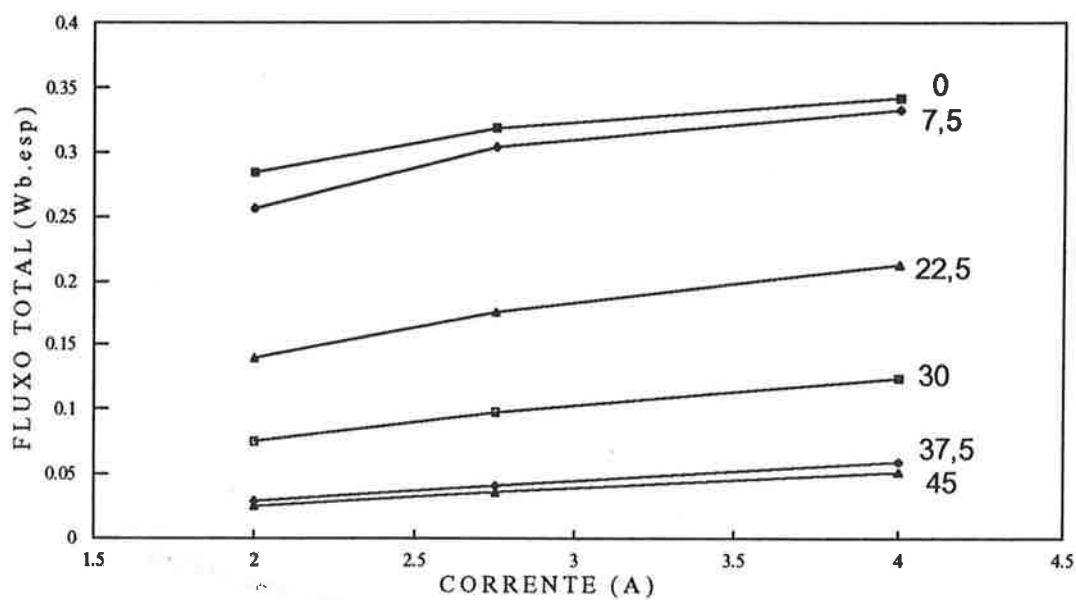


Gráfico 3.4 - Fluxo total concatenado versus corrente

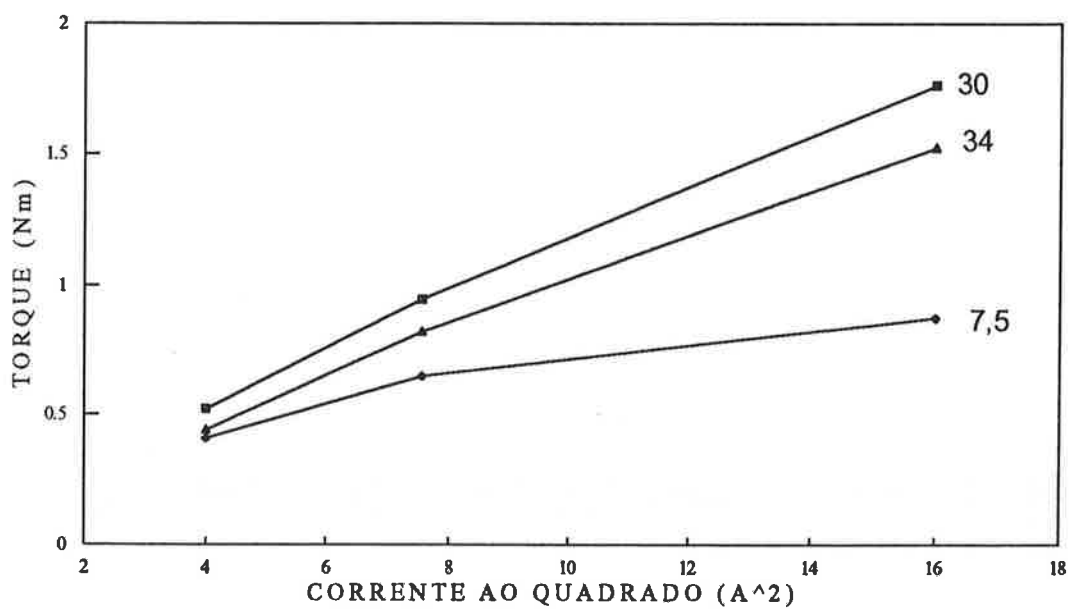


Gráfico 3.5 - Torque versus o quadrado da corrente

Com os resultados obtidos com o método dos elementos finitos e levando-se em consideração as posições de equilíbrio estável e instável relativas às fases do motor comentadas anteriormente, construímos o gráfico 3.6, apresentado a seguir, com a finalidade de ilustrar o funcionamento do motor e as influências do posicionamento dos sensores de posição e do ângulo de condução, de uma maneira similar à apresentada por de Paula e Oliveira^[25] para um motor de ímãs permanentes sem escovas.

Neste gráfico, podemos ver uma sucessão de semi-ciclos positivos do torque estático em função da posição angular, relativos às três fases do motor, na medida em que o rotor gira num determinado sentido com velocidade angular w . Para esta explanação, vamos supor que é possível a imposição de formas de onda retangulares de corrente, com um ângulo de condução α_c igual a 30° , que é o valor mínimo para um motor com estas características. Os números colocados sobre os semi-ciclos de torque representam as fases do motor.

Vamos supor que o rotor se encontre girando, num sentido angular crescente, ocupando posições angulares correspondentes ao primeiro semi-ciclo que aparece no gráfico. Nestas condições, a fase 1 conduz até que o rotor atinja a posição correspondente à intersecção do semi-ciclo da fase 1 com o da fase 2, onde, comandada pelo sensor de posição, a fase 1 é cortada e a 2 é energizada, e o motor passa a desenvolver o torque descrito pelo segundo semi-ciclo. Quando o rotor atinge a intersecção do segundo semiciclo com o terceiro, a fase 2 é cortada e a 3 é energizada até a intersecção do terceiro semi-ciclo com o quarto e assim sucessivamente.

Nestas condições, o torque em função do tempo será descrito pela envoltória, que podemos colocar sobre os semi-ciclos. Pode-se observar, desta maneira, como se processa o mecanismo de ondulação do torque que ocorre neste tipo de motor.

Pode-se observar que, nas condições estabelecidas, o posicionamento dos sensores de posição, representado pelas linhas tracejadas no gráfico, é o que resulta em menor pulsação de torque. O deslocamento do sensor em qualquer sentido conduzirá a um aumento da amplitude da ondulação.

Stephenson^[08] destaca que esta ondulação de torque não constitui o principal problema, e sim a sua possível consequência, a ondulação de velocidade, que pode ocorrer em função das características mecânicas da carga acionada. No nosso caso, a 3000 rpm, a frequência desta pulsação é de 720 Hz, ou 12 vezes maior que a frequência de rotação, que é suficientemente elevada para não causar problemas na maioria das aplicações. Os problemas maiores, segundo o mesmo autor, ocorrem em baixas velocidades. Para contorná-los, existem duas possibilidades, que são: a modulação da corrente em função da posição do rotor e cuidados no projeto magnético para atenuar os efeitos da saturação sobre as formas de onda do torque estático.

Uma outra alternativa disponível, para atenuar a ondulação de torque e suas consequências, é o aumento do ângulo de condução. Podemos notar, pelo gráfico abaixo, que, aumentando o ângulo de condução, nas condições indicadas de posicionamento dos sensores de posição, existirão intervalos de tempo em que duas fases estarão conduzindo simultaneamente e produzindo torque no sentido adequado.

Estas são as características básicas do motor de relutância chaveado que devem ser consideradas no projeto dos parâmetros de controle. Não pretendemos ter esgotado o assunto nesta dissertação, uma vez que nesta nossa explanação consideramos apenas o caso ideal de forma de onda retangular de corrente. Nosso objetivo, nesta análise do gráfico 3.6, foi apenas mostrar, em linhas gerais, os mecanismos de funcionamento dos fenômenos descritos e realçar o grande potencial de utilidade que o método

dos elementos finitos possui para o aprimoramento do projeto destes tipos de acionamentos.

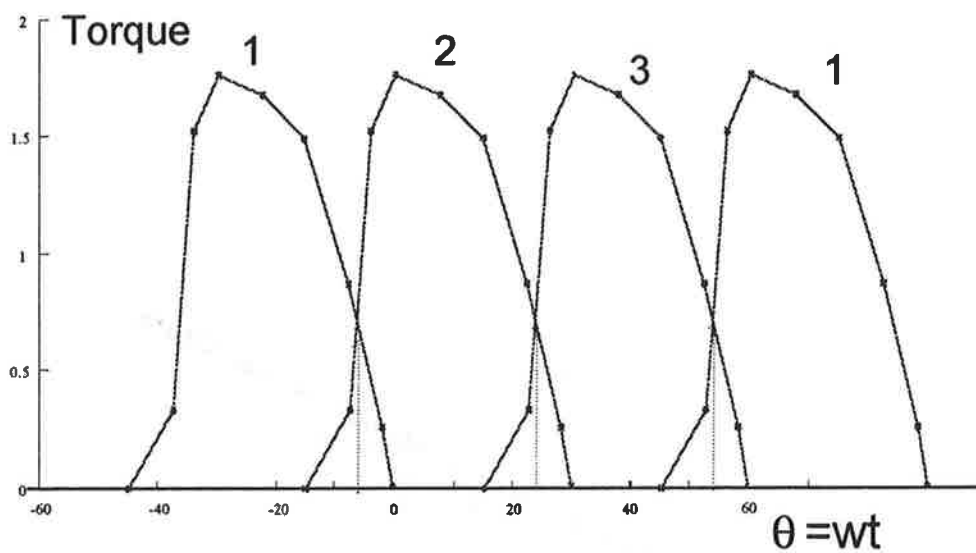


Gráfico 3.6 - Torque em função do tempo

4 ENSAIOS REALIZADOS

4.1 Resistências e indutâncias

O primeiro ensaio que realizamos foi a medição da resistência ôhmica dos enrolamentos das fases na temperatura ambiente, com a finalidade de compararmos com o valor calculado no projeto e termos uma referência para a medição da elevação de temperatura durante o funcionamento do motor.

Para o cálculo durante o projeto, assumimos que a seção da bobina é retangular, e com isso, determinamos o comprimento da espira média. Conhecendo-se a seção transversal do condutor (#21 AWG), o número de espiras e a resistividade do cobre a 20°C, determina-se a resistência. A medição foi feita com um multímetro digital da HP, com o método dos 4 fios, numa configuração semelhante à da ponte de Kelvin, e os valores obtidos foram todos referidos para a temperatura de 20°C. Os resultados são os seguintes:

projeto - 2,224 Ω

fase 1 - 2,172 Ω

fase 2 - 2,179 Ω

fase 3 - 2,175 Ω .

Antes da montagem do rotor no interior do estator, medimos as indutâncias das fases para comparar com o valor calculado com o método dos elementos finitos e atribuímos ao rotor a permeabilidade magnética do vácuo, com um valor de corrente na fase suficientemente baixo para garantir que os níveis de indução magnética do estator se encontrassem bem abaixo da

saturação. As medições foram feitas com um medidor LCR digital da HP, na frequência de 120 Hz. Abaixo, relacionamos os resultados encontrados.

FLUX2D - 7,81 mH;

fase 1 - 8,95 mH;

fase 2 - 8,83 mH; e

fase 3 - 8,86 mH.

Após a montagem do rotor no interior do estator, com o mesmo medidor digital, medimos as indutâncias das fases em função da posição angular do rotor, a qual foi medida com um "encoder". As diferenças encontradas, que não são muito acentuadas, tanto neste caso como no caso acima, se devem provavelmente aos diferentes estados de magnetização do estator nas duas situações em que numa é aplicada uma tensão alternativa senoidal na frequência de 120 Hz, e na outra a fase é energizada com corrente contínua. O ideal seria fazermos estas medições nas mesmas condições de magnetização do estator, haja vista, inclusive, os diferentes valores encontrados para as várias correntes mostrados no gráfico 3.2, utilizando-se um fluxímetro conectado a uma bobina de sonda. Infelizmente, por diversas razões, não foi possível realizar os ensaios com esta técnica. Na continuidade do desenvolvimento deste projeto, faremos os ensaios com este método de medição. No gráfico 4.1 a seguir, apresentamos os resultados destas medições.

Nestas condições, os valores máximo e mínimo de indutâncias encontrados foram, respectivamente, 121 mH e 17,2 mH, resultando numa relação, entre os valores máximo e mínimo de 7,03, que se encontram também dentro das faixas de valores calculados no item anterior.

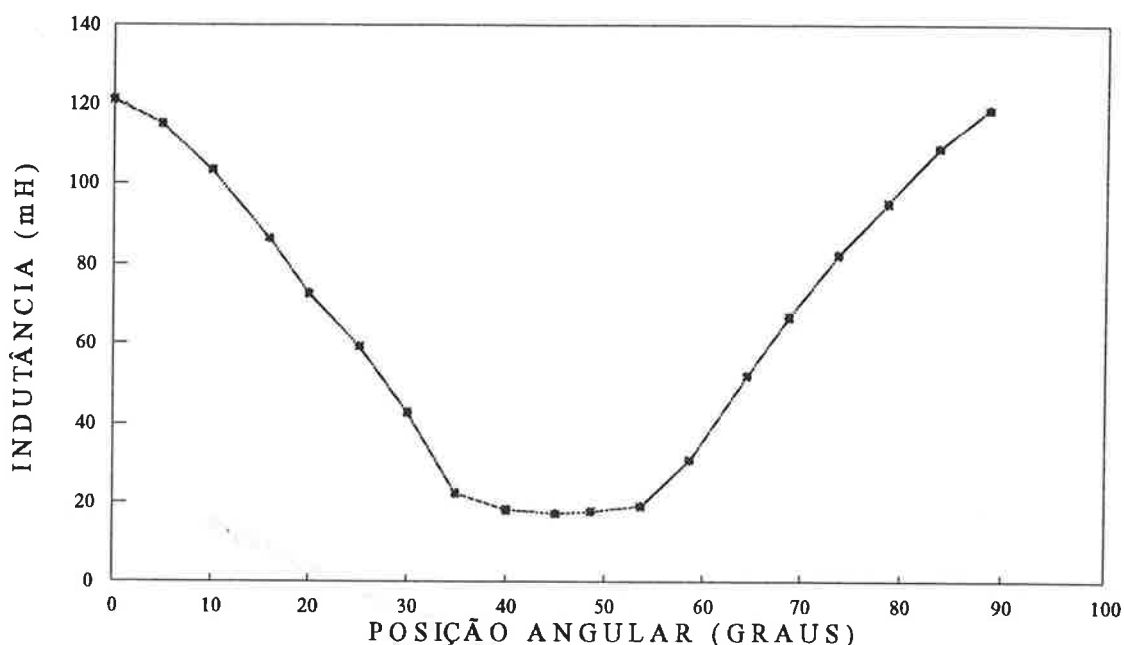


Gráfico 4.1 - Indutância versus posição angular

Com o motor totalmente montado, fizemos também um teste de aquecimento, injetando valores fixos de corrente contínua em uma das fases e medimos a elevação de temperatura pelo método da variação da resistência ôhmica. Verificamos, nestas condições, com um valor de corrente contínua igual a 4 A em uma das fases - que equivale ao valor eficaz de uma corrente com forma de onda retangular, nas condições referidas no capítulo anterior, com uma amplitude de 6,9 A - a elevação de temperatura obtida foi de 130°C. Tendo em vista que o enrolamento é de classe H e o rotor se encontrava parado nas condições do ensaio - que é uma condição mais desfavorável - concluímos que podemos operar o motor com estes valores de corrente sem comprometer a sua isolação sob este ponto de vista.

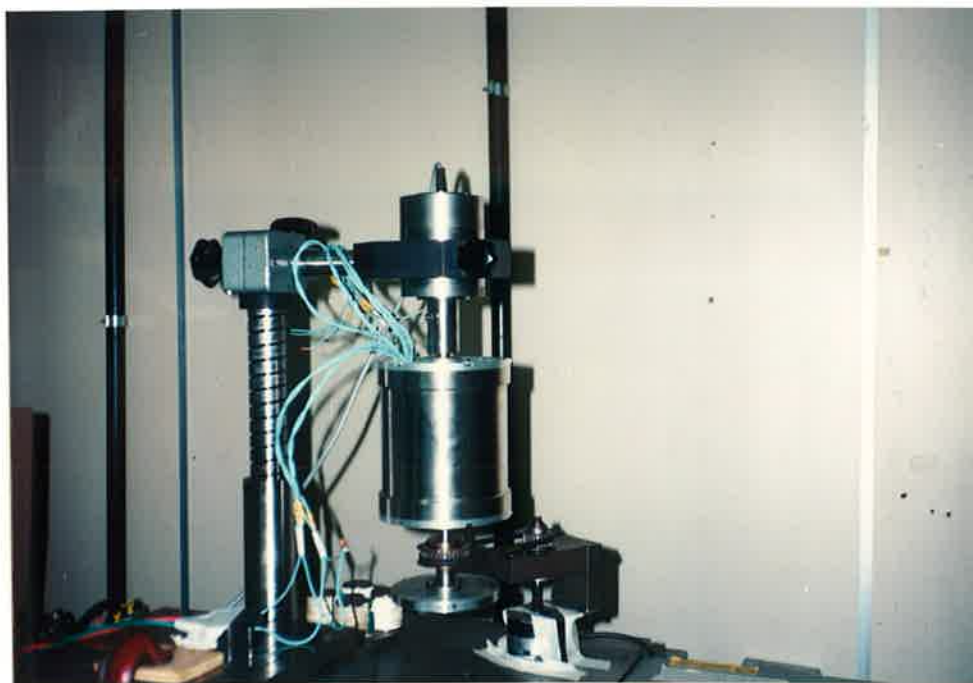
4.2 Características de torque estático

A fotografia 4.1 a seguir mostra o protótipo montado na base utilizada para a medição das características de torque estático. Nela podemos destacar três componentes principais, que são o transdutor de torque, o protótipo e o "encoder". Basicamente, esta montagem consiste no transdutor de torque fixado numa base apropriada, com o estator do protótipo vinculado ao seu eixo. Na parte inferior da fotografia, podemos ver o "encoder" de 1024 pulsos por volta acoplado ao eixo do motor através de rodas e correia dentadas. A roda dentada fixada ao eixo do protótipo tem 30 dentes; e a outra 20 dentes.

O transdutor de torque utilizado consiste basicamente num rotor e num estator provido de bobinas, que são alimentadas com tensão alternativa senoidal e frequência na faixa de unidades de kHz. É calibrado de tal forma que a deflexão angular do seu rotor seja diretamente proporcional à variação da indutância das suas bobinas. Esta relação é linear, desde que a deflexão seja suficientemente pequena. Mecanicamente, o transdutor é construído para que a deflexão angular em qualquer sentido seja diretamente proporcional ao torque externo aplicado em seu eixo. No nosso caso, a deflexão máxima permitida para o eixo é de 2° , o que corresponde a um torque de 1 Nm.

O aparelho eletrônico associado ao transdutor possui um mostrador analógico com ponteiro e uma saída analógica de tensão proporcional ao torque. Este aparelho também possibilita a medição de velocidade associado a um transdutor fotossensível.

Na montagem do ensaio, o estator do protótipo foi pendurado ao eixo do transdutor de forma que a reação do estator a um torque aplicado ao eixo do motor provoca a deflexão do rotor do transdutor.



Fotografia 4.1 - Vista da montagem do ensaio

As saídas de tensões analógicas proporcionais ao torque e à posição angular do rotor proveniente do "encoder" foram ligadas aos canais de um osciloscópio digital da HP. Os pares de pontos correspondentes à posição angular e ao torque foram obtidos através dos cursores disponíveis no osciloscópio, para excursões do rotor de 90° , com cada bobina do motor energizada individualmente com valores fixos de corrente contínua.

Para a fixação da referência angular 0° , a fase 1 foi energizada com um valor de corrente contínua suficientemente alto para levar o rotor, livre para girar, a uma posição de equilíbrio estável, que foi adotada como origem.

As curvas de torque estático foram determinadas para as correntes de 1, 1.5, 2 e 2.75 A, injetadas na fase 1, e estão mostradas nos gráficos 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5 abaixo. Estas curvas foram levantadas também para as fases 2 e 3, energizadas individualmente, e se mostraram idênticas, com

as posições de equilíbrio estável e instável citadas no item 3.4. Não foi possível fazer o ensaio com a corrente de 4 A, porque o torque resultante supera o máximo permitido para o transdutor disponível.

Nos gráficos 4.2 e 4.3, que foram construídos para as correntes de 2.75 e de 2 A, respectivamente, os pontos marcados com um **X** representam os valores de torque calculados com o método dos elementos finitos para as mesmas intensidades de corrente, e os pontos marcados com um quadrado são os valores de torque medidos da maneira explicada anteriormente. Pudemos constatar que as máximas diferenças entre as grandezas medidas e as calculadas se mantiveram dentro da faixa de 5% em relação aos valores medidos, o que demonstra a adequabilidade do método dos elementos finitos para o cálculo do torque estático do nosso motor.

Observando os quatro gráficos de torque estático, podemos verificar os efeitos da saturação e do espraçamento de fluxo comentados no capítulo anterior. O efeito da saturação fica caracterizado pelo arredondamento da forma de onda do torque em torno da posição de equilíbrio estável. O efeito do espraçamento é notado pelo fato de o torque ser diferente de zero nas posições angulares anteriores e posteriores ao início e ao fim, respectivamente, da superposição dos pólos do rotor e do estator.

Podemos também notar a tendência das formas de onda para se tornarem retangulares, da maneira idealizada na figura 2.4, na medida em que se diminui a corrente.

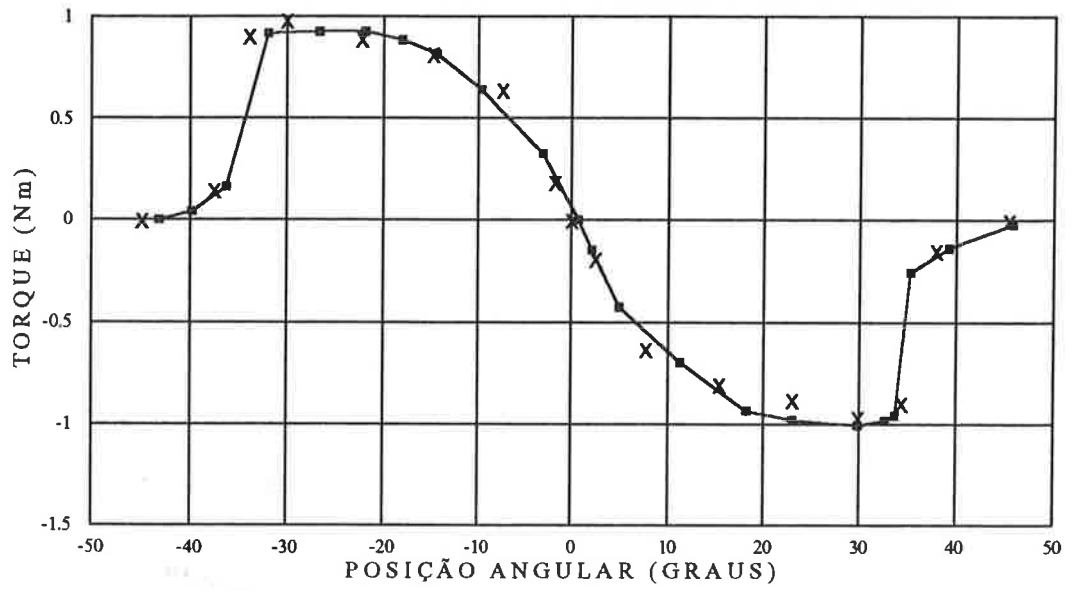


Gráfico 4.2 - Torque estático medido com a corrente de 2,75 A na fase 1

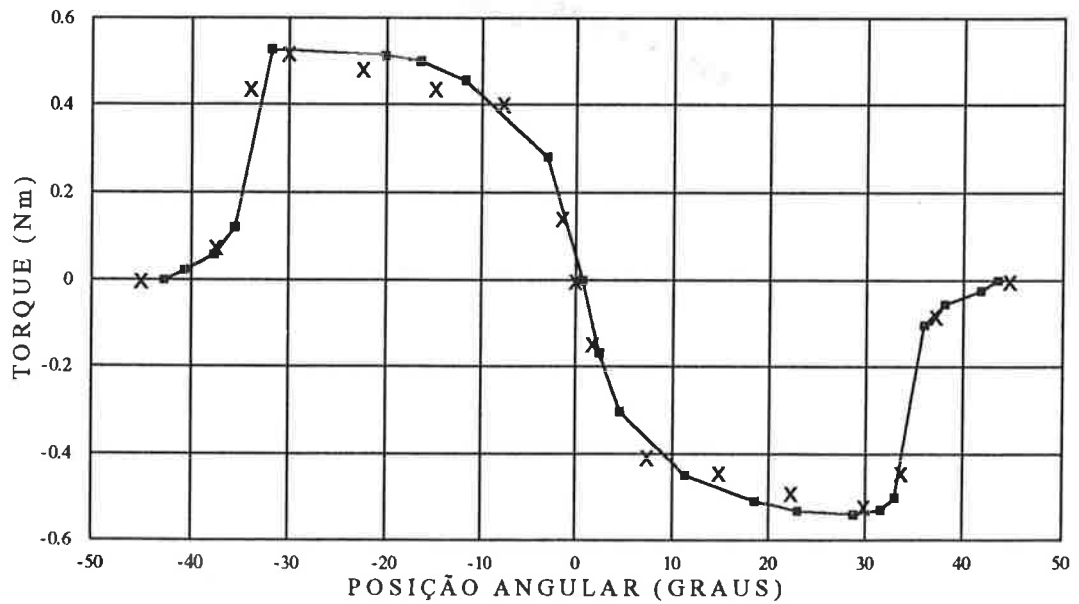


Gráfico 4.3 - Torque estático medido com a corrente de 2 A na fase 1

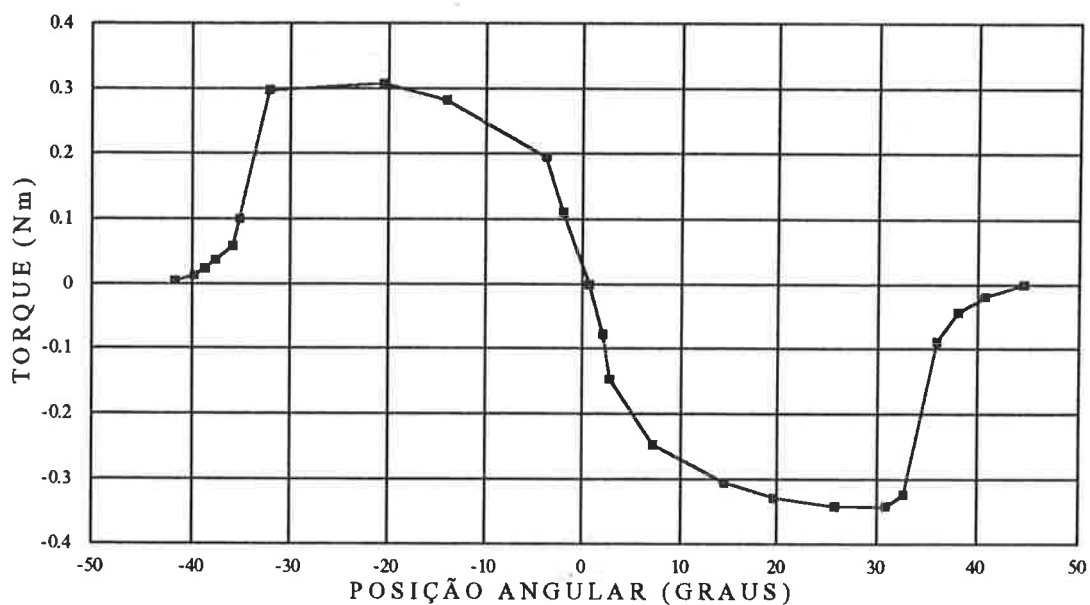


Gráfico 4.4 - Torque estático medido com a corrente de 1,5 A na fase 1

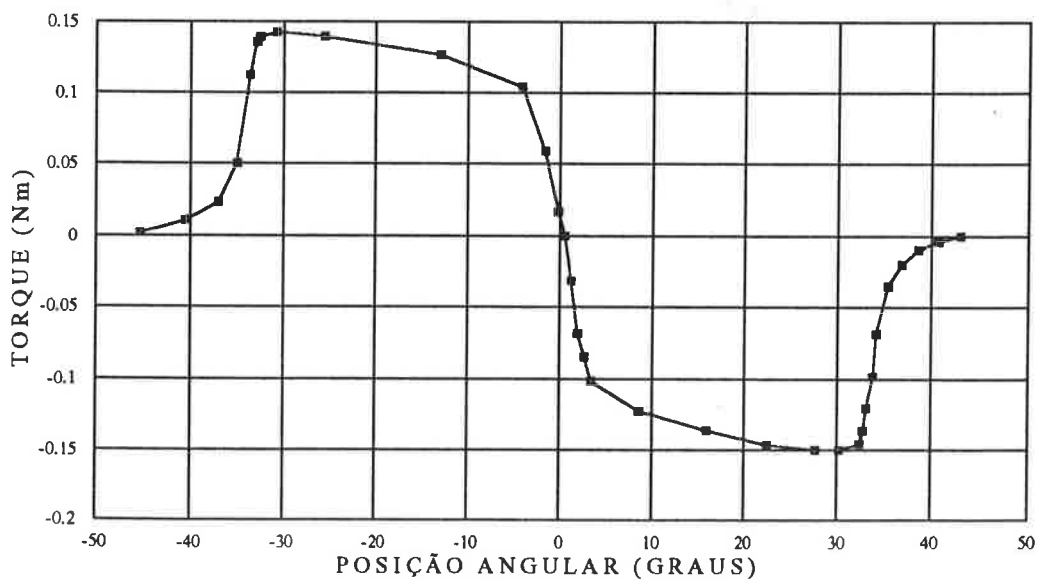


Gráfico 4.5 - Torque estático medido com a corrente de 1 A na fase 1

Pudemos constatar também, conforme verificamos com o método dos elementos finitos, que o máximo torque ocorre em torno da posição 30° . Com os valores medidos nesta posição, construímos o gráfico 4.6 abaixo no mesmo modo empregado para construir o gráfico 3.5, comprovando, desta forma, a possibilidade da adoção de um modelamento linear para o motor nas posições em que a superposição dos pólos não é acentuada, tendo também em vista a boa correlação obtida entre os valores calculados e os medidos nas demais posições.

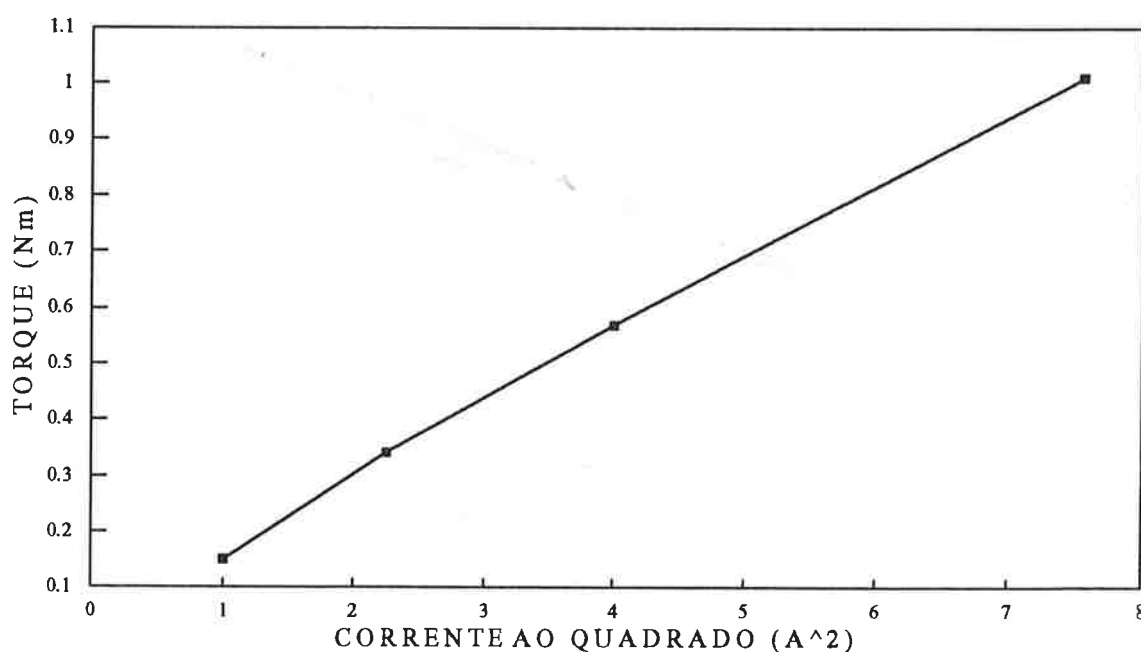


Gráfico 4.6 - Torque versus o quadrado da corrente medido na posição 30°

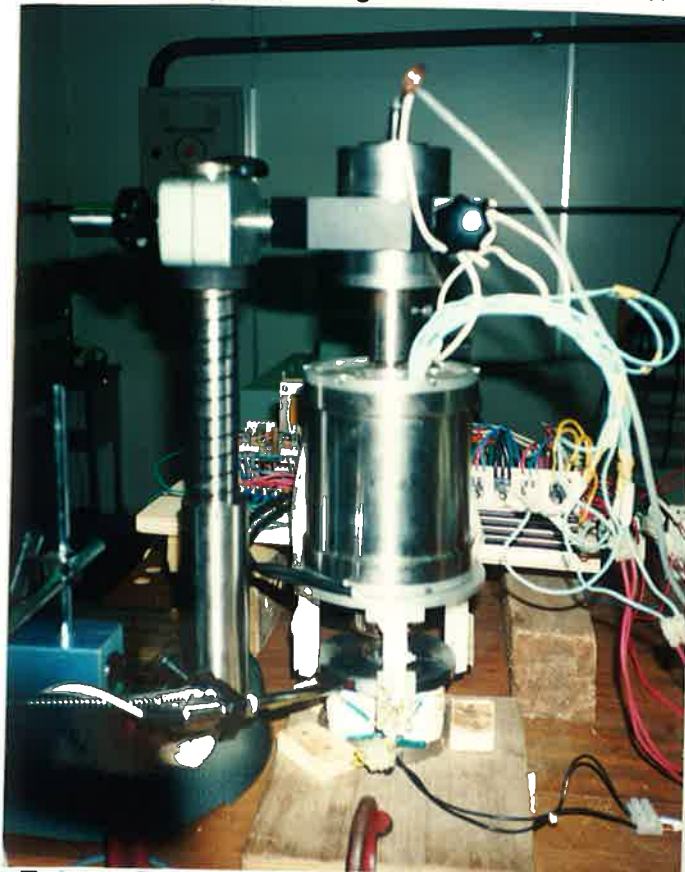
4.3 Verificação do funcionamento do motor

Com a finalidade de facilitar a descrição da operação do motor, apresentamos a fotografia 4.2 a seguir que mostra uma vista da montagem

utilizada. Nela podemos ver, na sua parte central, o motor pendurado no mesmo transdutor de torque descrito no item anterior.

Atrás do motor, podemos observar parcialmente o conversor utilizado para a sua alimentação, bem como os seus circuitos de controle. Como já foi citado anteriormente, a configuração do conversor é a apresentada pela figura 2.1.

Fixados na tampa inferior da carcaça, encontram-se os três sensores de posição, cujos componentes foram montados em suportes de nylon brancos, de forma tal que os fotodiodos e os fototransistores alojam-se de frente para o disco de alumínio fixado na parte inferior do eixo. Na superfície periférica do disco, foram pintadas quatro faixas pretas, eqüidistantes, cujos arcos têm 40° . À esquerda do disco de alumínio, vemos um tubo metálico, que é parte integrante do transdutor fotossensível de velocidade.



Fotografia 4.2 - Vista da montagem do ensaio

Embaixo do disco de alumínio, encontram-se quatro bobinas com núcleos ferromagnéticos cilíndricos e verticais, que, juntamente com o disco, constituem o freio de Foucault. Na montagem do ensaio, as distâncias entre as faces dos cilindros ferromagnéticos e a superfície do disco foram mantidas em aproximadamente 1 mm. As bobinas do freio são alimentadas com corrente contínua, e o torque de frenagem é proporcional à velocidade do disco e à corrente.

A tensão do barramento CC do conversor foi suprida por uma fonte de tensão variável da HP, de modo que, conforme foi explicado no item 2.5, o ajuste de velocidade do motor foi feito através da variação da tensão da fonte.

Para facilitar a descrição dos aspectos relativos aos sensores de posição, apresentamos a figura 4.1 a seguir. Verificamos que o sentido de rotação depende do posicionamento dos sensores de posição. Os três sensores, representados por S1, S2 e S3, um para cada fase, foram fixados num disco equidistantes em 120° . Adotamos, como referência para a fixação dos sensores, os eixos das fases. Desta forma, dividindo o círculo definido pelas posições dos sensores em arcos de 30° e olhando o motor por cima, constatamos os seguintes fatos:

- a) posicionando-se os sensores, na faixa definida pelo primeiro arco de 30° , no sentido anti-horário, o motor gira no sentido horário;
- b) posicionando-se os sensores, na faixa definida pelo primeiro arco de 30° , no sentido horário, o motor não funciona; e
- c) posicionando-se os sensores, na faixa definida pelo segundo arco de 30° , no sentido horário, o motor gira no sentido anti-horário.

Estas afirmações, referentes ao posicionamento dos sensores, dependem das posições relativas das faixas pretas de 40° que foram pintadas na superfície periférica do disco de alumínio e também representadas na figura

abaixo, com os pólos do rotor. Olhando o motor por cima e imaginando os eixos dos pólos do rotor superpostos sobre o disco, as faixas de 40° foram pintadas no sentido horário a partir da intersecção dos eixos do rotor com a superfície periférica do disco. Os eixos superpostos sobre o disco, usados como referências para a pintura das faixas, podem sofrer um deslocamento angular em relação aos eixos polares do rotor, mas ainda assim, o motor continuará funcionando da maneira descrita no parágrafo anterior, desde que os sensores sejam igualmente deslocados.

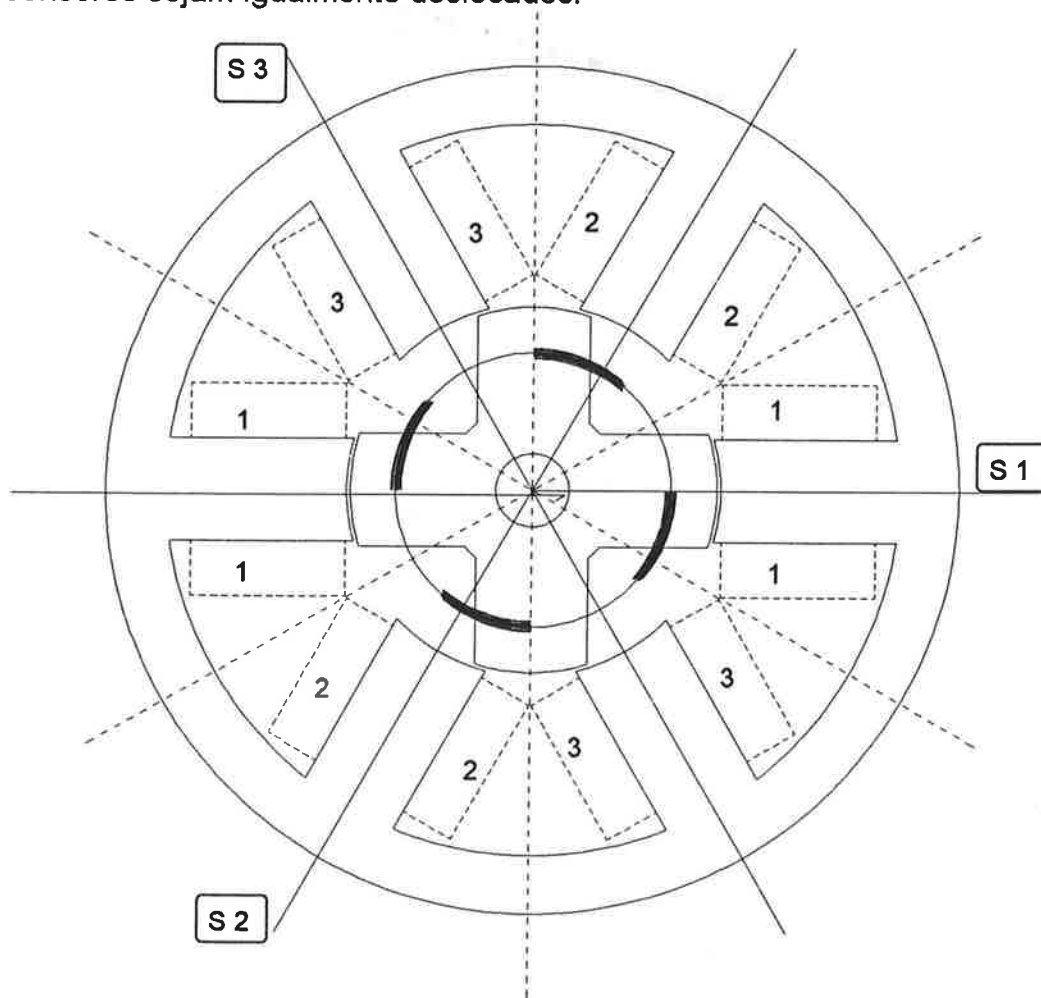


Figura 4.1 - Representação do posicionamento dos sensores

A lógica de controle foi concebida de maneira tal que, quando uma faixa preta passa na frente de um sensor, a fase a ele associada é energizada. Como estas faixas tem 40° , conclui-se que o ângulo de condução das fases, α_c , também tem o mesmo valor. Pela observação da figura anterior, verificamos que duas fases que são energizadas consecutivamente têm em comum um intervalo de tempo de condução correspondente ao tempo para o rotor se deslocar 10° . Particularmente na posição ali representada, a fase 1 está sendo cortada, e a faixa preta já se deslocou 10° diante do sensor da fase 2.

Na figura 4.2 abaixo, apresentamos as formas de onda típicas de tensão e de corrente em uma das fases do motor. Esta figura foi obtida da impressão da tela do osciloscópio digital da HP que utilizamos nos ensaios. A forma de onda da tensão, que foi obtida diretamente através da ponta de prova do osciloscópio ligada aos terminais da fase, é a que aparece na parte superior da figura. A forma de onda da corrente, que aparece na parte inferior da figura, foi obtida através de um transdutor de corrente apropriado para este modo de aquisição, tipo alicate, da Tektronix.

Na condição operacional representada por esta figura, o sensor de posição foi deslocado 15° , no sentido anti-horário, em relação à posição em que ele aparece na figura 4.1 acima. Denominamos este ângulo como α_s . Constatamos, durante os ensaios de verificação de funcionamento do motor, que o seu desempenho é afetado pela posição do sensor, dentro das acima referidas faixas de 30° permitidas para o seu funcionamento, e que a máxima velocidade, para um valor fixo da tensão do barramento CC e para qualquer condição de carga, é atingida quando o sensor ocupa a parte central desta faixa. Esta é a razão pela qual adotamos esta posição para o sensor durante os ensaios.

Verificamos que, quando o sensor está posicionado nas faixas válidas, o motor sempre parte no sentido correspondente à faixa que ele ocupa. Quando o sensor ocupa as faixas não permitidas, o rotor se mantém oscilando em torno da posição de equilíbrio correspondente à fase cujo sensor se encontra diante de uma das faixas pretas.

A figura 4.2 foi obtida com o motor girando no sentido horário, visto de cima, a 3000 rpm e torque de 0,3 Nm. Nela podemos observar a sua semelhança com a figura 2.6. No início da condução da fase, a tensão Vcc é aplicada, e a corrente cresce, circulando através dos transistores até o instante em que a queda de tensão na indutância e a f.e.m. motcional começam a se tornar significativas, provocando o seu decaimento. No final do intervalo de condução, os transistores são cortados, a tensão nos terminais da fase torna-se -Vcc e a corrente continua o seu decaimento até zero, circulando através dos diodos e retornando para a fonte.

hp stopped

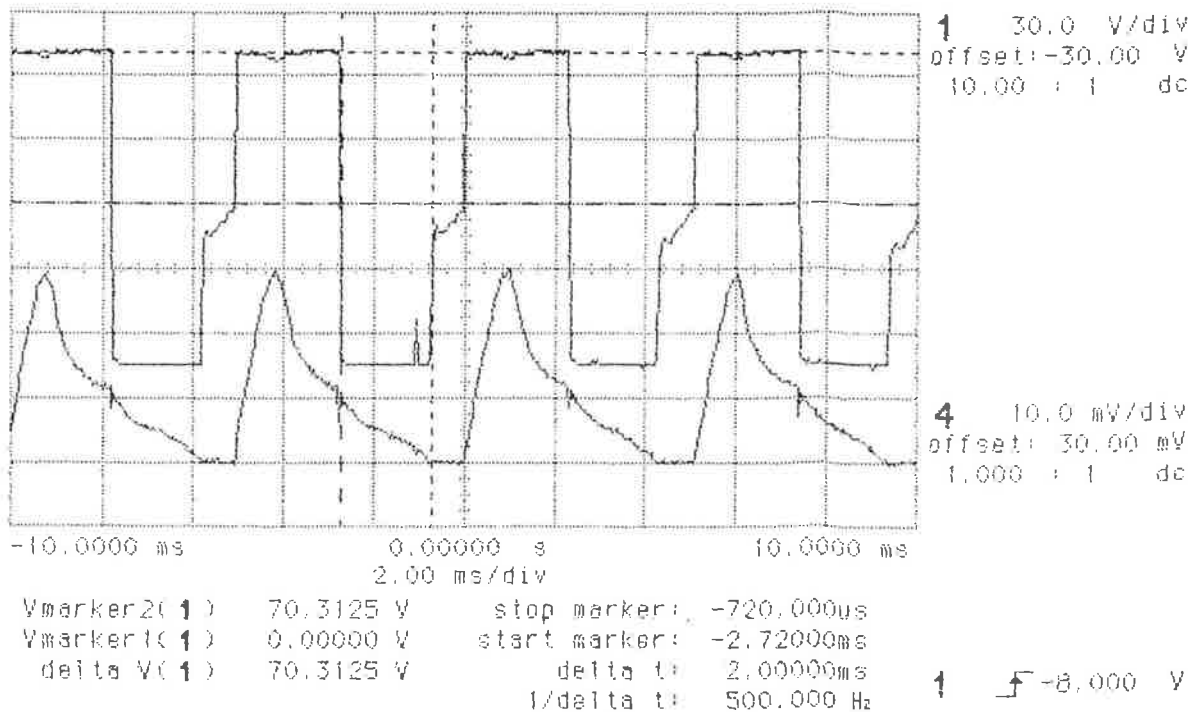


Figura 4.2 - Formas de onda de tensão e de corrente

É importante ressaltar a influência do posicionamento do sensor relacionado ao intervalo de tempo em que a corrente circula pelos diodos. Por exemplo: rodando o motor em vazio, com α_s ajustado em 15° , chegamos a atingir velocidades de até 9000 rpm sem problemas e certamente poderíamos aumentar ainda mais esta velocidade. No entanto, com α_s aproximadamente zero, o motor não passou de 1500 rpm. Observando a figura 4.1, notamos que, quando este ângulo é nulo, a fase é cortada no instante em que se inicia a diminuição da indutância. Com a manutenção da circulação de corrente através dos diodos, o torque torna-se negativo, opondo-se portanto, ao sentido de rotação. Durante este intervalo de tempo, a energia armazenada no campo magnético e a energia cinética fazem com que a máquina funcione como gerador, da maneira descrita no item 2.4. Pudemos verificar, inclusive, que a concavidade da corrente se inverte e se mantém em valores mais altos durante este intervalo.

No gráfico 4.7 a seguir, mostramos alguns resultados obtidos com os ensaios em carga do motor. Nestes ensaios, basicamente, medimos os rendimentos do acionamento nas velocidades de 1000, 2000 e 3000 rpm, desenvolvendo torques de 0.1, 0.3 e 0.5 Nm. Os números marcados sobre os pontos representativos da condição de torque e velocidade são os rendimentos medidos.

Para a determinação do rendimento, consideramos a potência de entrada do conversor, ou seja, neste cálculo estão incluídas também as perdas que ocorrem nos transistores, diodos e no capacitor.

O tipo de montagem do ensaio e o tipo de freio causaram grandes dificuldades para esta verificação do funcionamento. Nesta montagem, o rolamento inferior do motor, que é radial, suporta todos os esforços mecânicos que aparecem no sentido vertical. O tipo de freio utilizado provoca também esforços nesta direção. Como consequência, observamos o

aparecimento ocasional de intensas vibrações na direção vertical com frequências quatro vezes maiores do que a frequência de rotação, e um grande aumento do nível de ruído. Note-se que o freio tem quatro pólos, e, nas condições da montagem, não era possível garantir distâncias iguais dos pólos em relação ao disco de alumínio. Estas intensas vibrações apareciam aleatoriamente e, da mesma maneira, desapareciam. Chegamos inclusive a utilizar um freio de Prony, que consistiu basicamente em lonas de freio pressionando um prolongamento que fizemos no eixo. Assim, este tipo de vibração não ocorreu em nenhuma ocasião: Porém, sua utilização só foi possível em condições de baixa potência. Uma das providências que tomaremos para a continuidade deste trabalho será arrumar uma bancada que possibilite o funcionamento do motor na posição horizontal. Estudaremos também a possibilidade da substituição do rolamento radial por um rolamento adequado para ser submetido também a esforços axiais.

Nas condições em que medimos os pontos marcados no gráfico abaixo, o motor apresentou um comportamento estável e com valores médios e eficazes de corrente bem abaixo dos limites para os quais fizemos o ensaio de aquecimento descrito no item 4.1, indicando com isso a possibilidade de estendermos ainda mais a potência desenvolvida pelo motor.

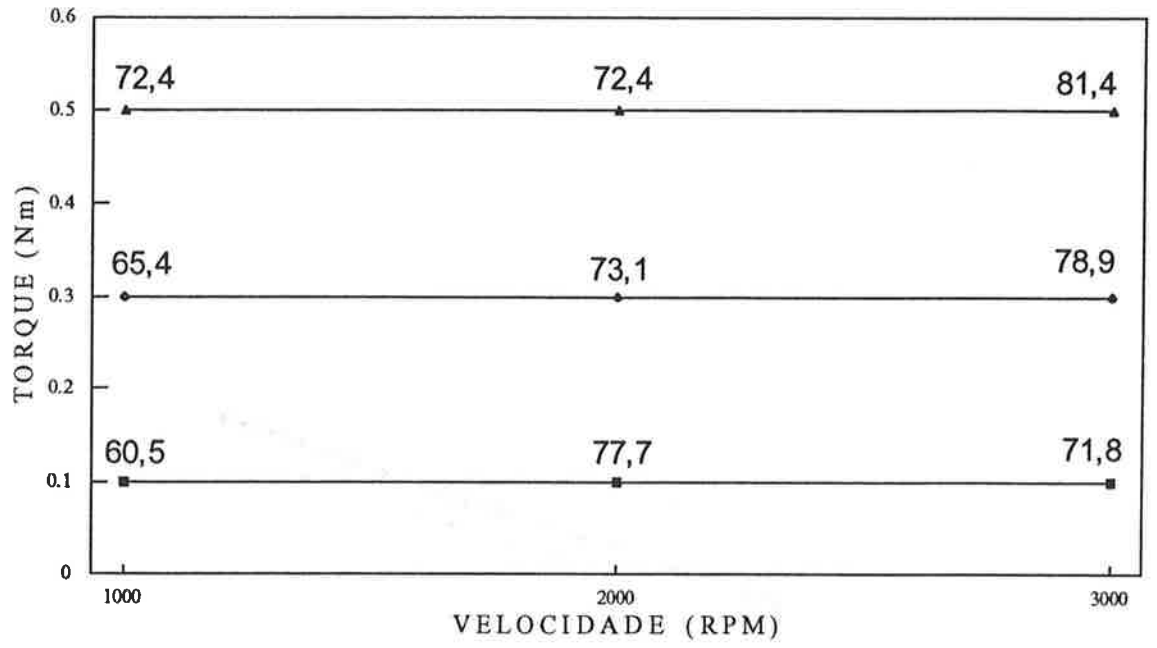


Gráfico 4.7 - Verificação do funcionamento do motor

5 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

A questão que se apresenta neste fechamento da dissertação está relacionada a uma avaliação global de todas as atividades que foram desenvolvidas visando alcançar os objetivos a que nos propusemos. Para melhor orientar uma análise crítica dos resultados obtidos, acreditamos ser conveniente ressaltar as diversas etapas que constituíram o desenvolvimento deste trabalho e as suas inter-relações.

Inicialmente, fizemos um levantamento da bibliografia disponível sobre este tema e passamos a estudá-la, procurando antever as principais dificuldades a serem enfrentadas neste tipo de projeto, bem como delimitar as metas que poderíamos atingir dentro do prazo estipulado.

Procuramos imaginar uma especificação do acionamento que foi solicitado pelo Prof. Carlos Thu. Evidenciou-se imediatamente a multidisciplinaridade do projeto e a necessidade de fazer um escalonamento para progressivamente criar condições de atender à solicitação. Note-se também o fato de que este é o primeiro trabalho sobre este tipo de acionamento a ser desenvolvido no Departamento de Energia e Automação Elétricas da EPUSP.

A multidisciplinaridade evidencia-se pela necessidade do esforço integrado das áreas de máquinas elétricas, mecânica, eletrônica de potência e de controle. Face ao planejamento elaborado para esta dissertação, que se enquadra dentro de um planejamento mais amplo dedicado ao projeto de motores de relutância chaveados, concluímos pela delimitação do escopo deste trabalho aos aspectos eletromagnéticos envolvidos na sua concepção. Adotamos então uma meta, que consideramos exeqüível levando em conta os recursos disponíveis.

Acreditamos, porém, que a decisão de adotar um procedimento escalonado para o desenvolvimento do equipamento é natural, tendo em vista o ineditismo do trabalho em nosso âmbito e a grande quantidade de problemas a serem enfrentados. Portanto, a delimitação do escopo do trabalho, não é apenas uma imposição das circunstâncias, e sim, uma estratégia de desenvolvimento do acionamento.

Desta maneira, optamos pela construção de um protótipo para desenvolver conjugados até 0.5 Nm em velocidades até 3000 rpm. Na medida das possibilidades, procuramos fazê-lo superdimensionado para possibilitar uma maior exploração de suas características. As soluções que adotamos sobre o tipo construtivo do motor, a configuração do conversor e os aspectos de controle foram as mais simples possíveis, segundo as referências bibliográficas adotadas. Porém, estabelecemos - como requisito mínimo a ser atendido - a obtenção de um acionamento que permitisse a partida e a rotação em qualquer sentido e que fosse suficientemente representativo deste tipo de equipamento. Por estes motivos, adotamos o motor com 3 fases, 6 pólos no estator e 4 no rotor e o conversor com a configuração apresentada na figura 2.2. Esta é, certamente, segundo as referências bibliográficas, a opção mais comum utilizada para este tipo de motor. Pelos resultados que obtivemos, estas soluções se mostraram satisfatórias para o fornecimento das bases para o desenvolvimento subsequente deste trabalho.

Nenhuma das referências bibliográficas de que dispomos aborda, de uma maneira completa, os inúmeros aspectos deste tema, como ocorre, por exemplo, com os motores mais convencionais. Por este motivo, tivemos que juntar partes das diversas referências e adotar valores de alguns parâmetros, da maneira descrita neste trabalho, para proceder ao dimensionamento do protótipo.

A escolha dos números de pólos, de fases e dos arcos polares do rotor e do estator foi feita com base, principalmente, no trabalho de Lawrenson et al^[01]. Estes autores, vinculados à Universidade de Leeds, na Inglaterra, entraram nesta área no início da década de 60. Eles estão entre os precursores do desenvolvimento deste tipo de equipamento. Neste trabalho, relatam, além dos princípios básicos do funcionamento destes motores, dos aspectos de controle e de desempenho e dos efeitos das não linearidades dos circuitos ferromagnéticos, uma série de critérios que orientam a determinação dos valores acima apontados. Este é, sem dúvida, um trabalho que deve ser consultado para orientar a escolha destes valores. O artigo referido é, certamente, um clássico neste tema e muitos pesquisadores utilizam os seus resultados como base para o desenvolvimento dos seus trabalhos.

Consideramos importante ressaltar o grande impulso que o desenvolvimento dos motores de relutância chaveados teve, a partir da adoção, pelo Prof. Lawrenson, de sensores de posição do rotor, bem como o seu forte vínculo com a experiência adquirida com motores de passo e com motores síncronos de relutância, conforme relatado em nosso trabalho.

As diferenças entre os motores de relutância chaveados e os motores de passo de relutância variável são muito sutis e elas se baseiam, principalmente, nas distintas formas de onda de torque estático que são obtidas, conforme as dimensões e materiais utilizados na construção do circuito ferromagnético. Observando, por exemplo, a figura 4.2, notamos a tendência do arredondamento da forma de onda em torno da posição de equilíbrio estável, na medida em que se aumenta a corrente.

Nos motores de passo, um dos principais requisitos a serem atendidos é a precisão do posicionamento. Ou seja, olhando a figura 4.2, e imaginando a respectiva fase alimentada com um valor fixo de corrente contínua, notamos que, nestas condições, se o rotor estiver livre para girar, ele

se deslocará para a posição de equilíbrio estável. Nestes motores, esta é a posição que se requer que seja ocupada em tal situação, mesmo quando há um torque externo aplicado ao eixo. Porém, ao aplicarmos um conjugado externo no eixo, o rotor se desloca para uma posição em que o torque de origem eletromagnética se equilibre com o aplicado, definindo-se aí, o que se convencionou denominar erro de posição, que é a diferença angular entre a posição de equilíbrio estável e a nova posição ocupada pelo rotor devida ao conjugado aplicado. Nisto reside a diferença fundamental entre os dois tipos de motores. Ou seja, os motores de passo são construídos para ter a taxa de subida da forma de onda de torque estático em torno da posição de equilíbrio maximizada, enquanto que, nos motores de relutância chaveados, a realimentação de posição angular torna este requisito mais brando, com conseqüentes influências no dimensionamento dos dois tipos de motores.

A formulação empírica adotada para o dimensionamento, proposta por Weller e Trawinski^[16], e o emprego do método dos elementos finitos se mostraram bastante satisfatórios, conforme pudemos verificar nos resultados que obtivemos dos ensaios. Naturalmente, há ainda muito o que se fazer para nos considerar razoavelmente aptos para conduzir projetos deste tipo. Por exemplo, um aspecto muito importante a elucidarmos, reside nas diferenças entre os motores de passo e os de relutância chaveados apontadas acima. Porém, considerando-se que este foi o primeiro passo dado, podemos afirmar que a estratégia de projeto que adotamos, nos conduziu aos objetivos que nos propusemos.

O método dos elementos finitos apresentou-se como uma ferramenta eficaz para a geração das curvas características de torque estático e para a obtenção das indutâncias e fluxos em função da posição angular e da corrente. Com estes dados, futuramente, conduziremos simulações empregando-se "softwares" adequados para o estudo das influências dos

diversos parâmetros de controle e as compararemos com os ensaios a serem feitos nas condições simuladas.

Passaremos agora a comentar alguns aspectos construtivos do motor.

O emprego de cola para a manutenção da integridade dos pacotes de lâminas e para a sua fixação, mostrou-se bastante prático e eficaz. Devemos ressaltar a sua importância, principalmente, para o pacote rotórico, onde não é permitida a utilização de cordões de solda ou qualquer tipo de travessa metálica, segundo Miller^[02]. Os pacotes ficaram firmes e a sua montagem foi bastante simples.

A montagem e operação do motor com um entreferro de eixo direto de 0,25 mm não trouxe nenhum problema. Este entreferro foi garantido, simplesmente, com as tolerâncias de usinagem das tampas, da carcaça e dos pacotes. Verificamos ser possível diminuir ainda mais este entreferro adotando tolerâncias de usinagem mais rigorosas. É interessante citar, para ilustrar o aumento da relação conjugado/ampère na medida em que se diminui o entreferro, que calculamos o torque estático com um entreferro de 0,5 mm com o método dos elementos finitos. Verificamos, nestas condições, que o torque máximo caiu para aproximadamente 60% do valor calculado com o entreferro de 0,25 para os mesmos valores de corrente.

Para a determinação do entreferro na posição em que o eixo interpolar do rotor se encontra alinhado com o eixo dos pólos, adotamos como critério que a diferença entre os raios r_0 e r_1 , mostrados na figura 3.2, fosse estabelecida em aproximadamente metade da largura dos pólos. O mesmo critério foi também adotado para a determinação da largura, no sentido radial, do anel do estator. Note-se que este entreferro deve ser maximizado para aumentar a relação entre as indutâncias máxima e mínima e contribuindo, desta maneira, para o aumento da relação conjugado/ampère. Observando a

fotografia 3.5, que mostra a distribuição das induções magnéticas, notamos que as partes do rotor onde ocorrem as maiores intensidades desta grandeza, são na direção do eixo interpolar e na periferia dos pólos.

Sabemos que é desejável atenuarmos os efeitos da saturação, principalmente, devido ao arredondamento que provoca na forma de onda do torque estático e ao aumento das perdas no ferro. O eixo do motor foi fabricado com aço inox 304 que é paramagnético. A substituição do material deste eixo por um aço ferromagnético, certamente, traria benefícios sob este aspecto, podendo-se com isso, manter ou aumentar ainda mais o entreferro na direção do eixo interpolar.

Ainda em relação às possibilidades de atenuação dos efeitos da saturação e observando a referida fotografia, notamos níveis elevados de indução no anel do estator e estes níveis, poderiam ser diminuídos, com um aumento da largura do anel no sentido radial.

Estimamos que o potencial de redução do comprimento da carcaça, mantendo-se as mesmas características de desempenho do motor e embutindo-se os sensores de posição em seu interior, é da ordem de 30%. Observe-se nas fotografias 3.1 e 3.2 o tamanho reduzido das cabeceiras de bobinas. Não demos muita ênfase durante o projeto para minimizar este comprimento, e utilizamos, ao máximo possível, peças que já estavam prontas, como por exemplo, os suportes dos sensores de posição.

Conforme já foi comentado anteriormente, não conseguimos montar as bobinas com condutores com bitola #18 AWG, apesar de o fator de enchimento das ranhuras ficar em torno de 60% e, por isso, as bobinas foram feitas com a bitola #21 AWG. Consideramos viável, usando técnicas construtivas mais adequadas, aumentarmos a relação das áreas cobre/ranhura e, desta forma, estendermos ainda mais os limites de operação

do motor. Tendo em vista a baixa tensão de alimentação (aproximadamente 95 V a 3000rpm e 0,5 Nm), e o fato de não termos bobinas de fases diferentes ocupando as mesmas ranhuras, da maneira como ocorre em máquinas de corrente alternada, os requisitos de isolamento tornam-se bastante simples. Os isolantes utilizados na construção do protótipo foram, unicamente, o esmalte dos condutores, uma folha de NOMEX revestindo a superfície interna da ranhura para proteger o esmalte dos condutores durante a montagem e o barbante utilizado para a amarração das bobinas.

Tendo em vista os recursos disponíveis, realizamos ensaios para a comprovação dos valores previstos com o método dos elementos finitos e para a verificação do funcionamento do motor.

Pudemos verificar que os resultados obtidos, reproduzem de maneira bastante satisfatória os que foram calculados com o referido método.

Na continuação deste projeto, repetiremos o ensaio de medição das indutâncias com um outro método. As bobinas das fases tem 300 espiras divididas em dois conjuntos: um com 50 e o outro com 250 espiras. Isto nos permitirá medir as indutâncias e os fluxos em função da posição angular e da corrente através de um fluxímetro. Neste ensaio, a bobina de 50 espiras será usada como sonda e na de 250 espiras, serão injetados os mesmo valores de corrente contínua que utilizamos nos cálculos com o método dos elementos finitos.

Com relação à verificação do funcionamento, conforme já salientamos no item 4.1, procuraremos montar o equipamento numa bancada mais adequada para podermos caracterizar melhor o funcionamento do nosso protótipo. Desta maneira, verificaremos o desempenho do acionamento em função dos ajustes dos diversos parâmetros de controle disponíveis.

Finalizando esta dissertação, podemos afirmar que as nossas metas, propostas para esta etapa do trabalho, foram atingidas plenamente,

tendo em vista que conseguimos desenvolver o projeto do protótipo, demonstrar a adequação do método dos elementos finitos para estes cálculos, e o protótipo construído atingiu o torque, a velocidade e a potência que esperávamos obter. Devemos ressaltar também, que o fato de termos disponível um protótipo, possibilita o desenvolvimento de inúmeros trabalhos nas áreas de eletrônica de potência e de controle. Além disto, pudemos desenvolver um estudo deste tipo de acionamento e verificamos o grande potencial de desenvolvimentos futuros que ele apresenta.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] LAWRENSON, P.J.; STEPHENSON, J.M.; BLENKINSOP, P.T.; CORDA, J.; FULTON, N.N. Variable-speed switched reluctance motors. **IEE Proceedings**, v.127, Pt.B, n.4, p.253-265, jul.1980.
- [02] MILLER, T.J.E. **Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives**. Oxford, Clarendon Press, 1985.
- [03] KENJO, T. **Stepping motors and their microprocessor controls**. Oxford, Clarendon Press, 1986.
- [04] MILLER, T.J.E. Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive. In: IEEE-IAS ANN. MEETING, s.l., 1984. **Proceedings**. s.l., p.813-819, out.1984.
- [05] LIPO, T.A. **New reluctance machine concepts for variable speed drives**. 35p., s.n.t.
- [06] LAWRENSON, P.J. Switched reluctance drives: a perspective. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES, Manchester, UK, 1992. **Proceedings**. Manchester, UMIST, 1992. v.1, p.12-21.
- [07] HENDERSHOT JR., J.R. Application of SR drives. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE, Seattle, 1990. **Tutorial course**. Seattle, 1990. p.60-90.
- [08] STEPHENSON, J.M. Switched reluctance motors. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE, Seattle, 1990. **Tutorial course**. Seattle, 1990. p.4-35.
- [09] MACMINN, S.R. Control of the switched reluctance machine. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE, Seattle, 1990. **Tutorial Course**. Seattle, 1990. p.36-59.
- [10] HARRIS, M.R. et al. A review of the integral horsepower switched reluctance drive. In: IEEE-IAS ANN. MEETING, s.l., 1985. **Proceedings**. s.l., 1985. p.783-789.
- [11] RAY, F.W. et al. High performance switched reluctance brushless drives. **IEEE-IAS Transactions**, v.IA22, n.4, p.722-730, 1986.

- [12] BASS, J.T. et al. Development of a unipolar converter for variable reluctance motor drives. In: IEEE-IAS ANN. MEETING, s.l., 1985. **Proceedings**, s.l., 1985. p.1062-1068.
- [13] HARRIS, M.R. et al. A review of the integral horsepower switched reluctance drive. **IEEE-IAS Transactions**, v.IA22, n.4, p.716-721, 1986.
- [14] POLLOCK, C.; WILLIAMS, B.W. A unipolar converter for a switched reluctance motor. **IEEE-IA Transactions**, v.26, n.2, p.222-228, 1990.
- [15] EHSANI, M. et al. Development of a unipolar converter for variable reluctance motor drives. **IEEE-IA Transactions**, v.IA23, n.3, p.545-553, 1987.
- [16] WELLER, A.; TRAWINSKI, P. Design and control of low power switched reluctance motors (< 1 kW). In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS - EPE, Firenze, 1991. **Proceedings**, Firenze, 1991. v.4, p. 1-6.
- [17] KRISHNAN, R. et al. Computer-aided design of electrical machines for variable speed applications. **IEEE-IE Transactions**, v.35, n.4, p.560-571, 1988.
- [18] HARRIS, M.R. et al. Unifying approach to the static torque of stepping-motor structures. **IEE Proceedings**, v.124, n.12, p.1215-1224, dez.1977.
- [19] STEPHENSON, J.M.; CORDA, J. Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetisation data. **IEE Proceedings**, v.126, n.5, p.393-396, mai.1979.
- [20] HARRIS, M.R. et al. Static torque production in saturated doubly salient machines. **IEE Proceedings**, v.122, n.10, p.1121- 1127, out.1975.
- [21] MOALLEM, M. et al. Effect of rotor profiles on the torque of a switched reluctance motor. In: IEEE-IAS ANN. MEETING, s.l., 1990. **Proceedings**, s.l., 1990. v.1, p.247-253.
- [22] DAWSON, G.E. et al. Switched reluctance motor torque characteristics: finite-element analysis and test results. **IEEE-IA Transactions**, v.IA-23, n.3, p.532-537, 1987.
- [23] ACARNLEY, P.P. **Stepping motors: a guide to modern theory and practice**. Peter Peregrinus Ltd, 1982.

- [24] KRAUSE, P.C. **Analysis of electric machinery.** McGraw-Hill Book Company, 1986.
- [25] DE PAULA, P.P.; OLIVEIRA, A.M. Static torque/rotor position characteristic of a 100 HP PM brushless dc motor prototype. / A ser apresentado no II CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - 1993/.