

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

SIMULAÇÃO E ANÁLISE DO MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

CARLOS GUILHERME DA COSTA NEVES

FLORIANÓPOLIS, FEVEREIRO DE 1995

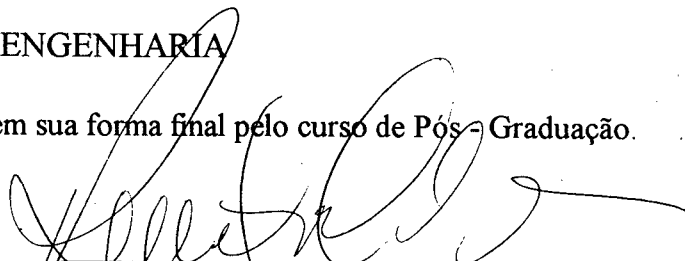
SIMULAÇÃO E ANÁLISE DO MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO

CARLOS GUILHERME DA COSTA NEVES

Esta dissertação foi julgada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA

Especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo curso de Pós-Graduação.

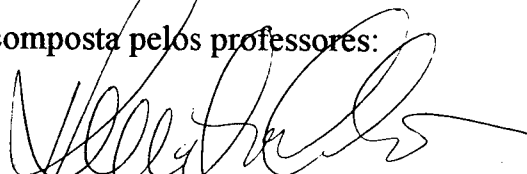


Prof. Renato Carlson, Dr. Ing. - Orientador

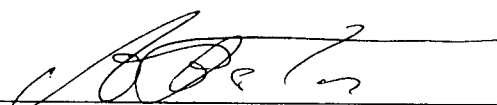


Prof. Ênio Kassick, Dr. INPT. - Coordenador

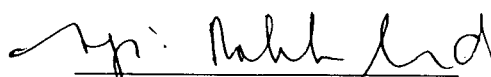
Apresentada perante a banca examinadora composta pelos professores:




Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.



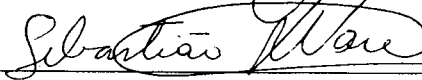
Prof. João Pedro de Assunção Bastos, Dr. d'Etat



Prof. Sérgio Arruda, M. Sc.



Prof. Nelson Sadowski, Dr. INPT



Eng.º, Sebastião Lauro Nau, WEG/MOTORES

**À Fabiana
Aos meus pais**

AGRADEÇO:

À Deus, que me deu a vocação e as oportunidades;

À minha esposa por seu carinho e estímulo;

À minha família pelo incentivo e compreensão;

Ao prof. Renato Carlson pela amizade e confiança depositada;

Ao prof. Nelson Sadowski por sua generosidade e coleguismo;

Ao colega Hélio Voltolini pela convivência em alto nível;

Ao prof. Roberto Salgado por sua amizade;

Ao Wilson Costa por sua amizade;

Ao prof. Alvacir Tavares pelo incentivo;

Aos demais colegas do GRUCAD por sua ajuda desinteressada;

À CAPES pela concessão da bolsa.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	v
RESUMO	x
ABSTRACT	xi
CAPÍTULO1 - INTRODUÇÃO AO ESTUDO MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO	
1.1 - Histórico	1
1.2 - Comparação entre o motor de relutância chaveado e o motor de passo de relutância variável	1
1.3 - Construção	1
1.4 - Variação da indutância e produção de torque	3
1.5 - Formas de operação reais	9
1.5.1 - Conversor em ponte	9
1.5.2 - Operação a pulso único	10
1.5.3 - Regulação de tensão	12
1.5.4 - Regulação de corrente	13
1.6 - Conversores	16
1.6.1 - Conversor de Miller	16
1.6.2 - Conversor Bifilar	17
1.6.3 - Conversor de Capacitor Bipartido	18
1.6.4- Conversor C-dump	19
1.7 - Aspectos de Controle do MRC	20
1.7.1 - Características torque-velocidade	20
1.7.2 - Algoritmos de controle do MRC	21
1.7.3 - Características do MRC como acionamento	23

CAPÍTULO 2 - BALANÇO DE ENERGIA E EFEITOS DA SATURAÇÃO

2.1 - Introdução	24
2.2 - Balanço de Energia	24
2.2.1 - Análise matemática	24
2.2.2 - Análise gráfica	25
2.3 - Torque médio	27
2.4 - Efeitos da saturação	27
2.5 - Influência da saturação no balanço de energia	29
2.5.1 - Relações básicas e considerações	29
2.5.2 - Equação fundamental de conversão de energia do MRC	31
2.5.3 - Razão de energia de um motor saturável	33

CAPÍTULO 3 - MODELAGEM

3.1 - Introdução	37
3.2 - Modelagem do circuito conversor	37
3.3 - Modelagem do circuito magnético pelo método de elementos finitos bidimensional	38
3.4 - Modelagem do acoplamento máquina-conversor	41
3.4.1 - Modelagem do acoplamento máquina-conversor pela técnica de acoplamento forte	41
3.4.2 - Modelagem do acoplamento máquina-conversor pela técnica de acoplamento fraco	46
3.4.3 - Comparação entre as técnicas	49
3.5 - Conclusão	49

CAPÍTULO 4 - ANÁLISE

4.1 - Introdução	51
------------------	----

4.2 - Efeitos da variação do ângulo de disparo e do ângulo de desligamento sobre a corrente e o torque	51
4.3 - Efeito da velocidade e da tensão sobre a corrente	54
4.4 - Efeito da velocidade e da tensão sobre o torque	55
4.5 - Determinação dos ângulos de chaveamento ótimos na região de torque médio constante	55
4.6 - Operação a potência constante através do avanço do ângulo de disparo	57

CAPÍTULO 5 - PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA O MRC

5.1 - Introdução	58
5.2 - Dimensionamento do rotor a partir da equação de saída	58
5.3 - Dimensionamento do estator	60
5.4 - Entreferro	60
5.5 - Considerações quanto aos arcos polares	61
5.6 - Número de pólos e fases	64
5.7 - Largura dos pólos do estator e do rotor	66
5.8 - Profundidade da ranhura do rotor	66
5.9 - Espessura da coroa do rotor	67
5.10 - Diâmetro interno do rotor	67
5.11 - Espessura da coroa do estator	67
5.12 - Profundidade da ranhura do estator	68
5.13 - Estimativa do numero de espiras por pólo	68
5.14 - Cálculo da densidade de corrente eficaz	68
5.15 - Considerações quanto a perdas	68
5.16 - Interação projeto - simulação	71

CAPÍTULO 6 - CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

6.1 - Conclusões 73

6.2 - Sugestões para futuros trabalhos 74

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 75

SIMBOLOGIA

A	Potencial Vetor Magnético
B	Densidade de fluxo magnético
B_a	Coefficiente de atrito
β_s	Arco polar do estator
β_r	Arco polar do rotor
$\hat{\beta}_s$	Arco polar do estator máximo
$\check{\beta}_s$	Arco polar do estator mínimo
$\hat{\beta}_r$	Arco polar do rotor máximo
$\check{\beta}_r$	Arco polar do rotor mínimo
d	Razão cíclica
D_s	Diâmetro do estator
d_s	Profundidade da ranhura do estator
D_{sh}	Diâmetro interno do rotor
D_r	Diâmetro do rotor
d_r	Profundidade da ranhura do rotor
Δt	Passo de cálculo
δI	Nível de histerese
E	Razão de energia

e	Força contraeletromotriz
φ	Fluxo concatenado
$\varphi(\theta, i)$	Fluxo concatenado instantâneo
g	comprimento do entreferro
γ_r	Espessura da coroa do rotor
γ_s	Espessura da coroa do estator
H	Intensidade de campo magnético
I, I^*	Corrente de referência
i	Corrente instantânea no enrolamento
$i(t)$	Vetor corrente no enrolamento
i_{pico}	Corrente de pico no enrolamento
i_c	Corrente na fase no momento da comutação
J_{eficaz}	Densidade de Corrente eficaz
K	Coefficiente de saída
K_L	Coefficiente de superposição entre fases
L	Indutância do enrolamento
L	Matriz que contém as indutâncias de cabeça de bobina
L_u	Indutância na posição não alinhada

L_a^s	Indutância saturada na posição alinhada
L_a^u	Indutância não saturada na posição alinhada
L_e	Comprimento do estator incluindo cabeças de bobina
L_{oh}	Comprimento da saliência de cada cabeça de bobina
L_{stk}	Comprimento do pacote
l	Distância entre enrolamentos
λ	Fator que depende da configuração do enrolamento (série ou paralelo)
λ_u	Razão entre a indutância não saturada na posição alinhada e a indutância na posição não alinhada.
M	Matriz permeabilidade magnética
μ	Permeabilidade magnética
N	Matriz condutividade elétrica
N_r	Numero de pólos do rotor
N_s	Numero de pólos do estator
ω	Velocidade angular do rotor
ω^*	Velocidade de referência
ω_b	Velocidade de base
n_c	Velocidade crítica
P, Q	Matrizes que relacionam as equações do campo e do circuito elétrico

q	Numero de fases
R	Resistência do enrolamento de uma fase
R	Matriz das resistências CC dos enrolamentos
R_e	Região de integração
R_f	Energia que retorna para a fonte
R_p	Ripple de torque
r_q	Resistência do transistor
r_1	Raio externo do rotor
S_b	Área da secção transversal da bobina
σ	Fator de saturação ou razão entre a indutância saturada na posição alinhada e a indutância não saturada na posição alinhada
σ_e	Condutividade elétrica
σ_{gap}	Esforço de cisalhamento no entreferro
T	Torque eletromagnético instantâneo
T_{ch}	Período de chaveamento de uma chave
T_e	Torque eletromagnético instantâneo calculado pelo tensor maxwell
$T(\theta, i)$	Torque eletromagnético instantâneo determinado pela diferencial parcial da coenergia com corrente constante
T_{max}	Torque máximo
T_{min}	Torque mínimo
T_{med}	Torque médio

T_L	Torque da carga
t_{on}	Tempo que uma chave de potência permanece ligada
TRV	Torque por unidade de volume
θ	Ângulo de deslocamento do rotor
θ_{cond}	Ângulo de condução de uma fase
θ_{on}	Ângulo de disparo dos transistores
θ_{on}	Ângulo de disparo dos transistores para obtenção de potência constante
θ_{off}	Ângulo de desligamento dos transistores
θ_{ext}	Ângulo no qual a tensão reversa leva o fluxo concatenado a zero
V, V_{CC}	Tensão da fonte CC
v_d	Queda de tensão direta do diodo
v_q	Queda de tensão no transistor

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo a análise do funcionamento, estabelecimento de critérios de projeto e simulação do motor de relutância chaveado.

Inicialmente são apresentadas as características construtivas da máquina e seu princípio de funcionamento.

São apresentadas as características e as formas de operação reais do acionamento do motor de relutância chaveado e as relações matemáticas correspondentes.

São analisados os principais tipos de conversores utilizados para o acionamento do motor de relutância chaveado.

São estudados os efeitos da saturação sobre as curvas de magnetização, indutância e torque obtidos a partir de cálculo de campo com rotação.

Estão implementados dois procedimentos de modelagem do motor de relutância chaveado que permitem simular e analisar o funcionamento do mesmo.

É feita uma análise através de simulação dos parâmetros que influenciam no desempenho da máquina.

Os procedimentos de projeto são apresentados e são estudadas, por meio de simulação, as combinações de arcos polares mais viáveis.

ABSTRACT

This work is concerned with the analysis of the operation, design criteria and simulation of the switched reluctance motor.

First, the machine constructive characteristics and its principle of working is presented.

Second, the real operations modes of the switched reluctance drive and the correspondent mathematics relations are presented, as well as, the drive characteristics of the switched reluctance motor.

The principal types of converters used by the switched reluctance motor are analyzed.

Emphasis is given to the study of saturation influence under the magnetization curves, inductance and torque.

Two modeling procedures are implemented for simulation and analysis of the switched reluctance motor.

The parameters which affect the machine performance are analyzed by means of simulation.

A sizing routine is presented and the pole arcs feasible combinations are studied by means of simulation.

CAPÍTULO 1

MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO

1.1 - HISTÓRICO

O conceito de Motor de Relutância Chaveado (MRC) foi estabelecido em 1838, mas o motor não pôde demonstrar todo o seu potencial até a moderna era da Eletrônica de Potência e do Projeto Assistido por Computador [1, 9].

Desde a metade da década de 60 alguns desenvolvimentos deram ao MRC um novo começo e levaram seu rendimento a níveis competitivos, semelhantes aos dos servomotores CC e CA [26].

Atualmente o MRC está em grande desenvolvimento, sendo que na Europa e nos Estados Unidos o motor de relutância chaveado é utilizado nas mais variadas aplicações como automação industrial, robótica, tração de veículos elétricos, eletrodomésticos, máquinas ferramentas, informática, indústria aeroespacial e outras [9].

1.2 - DISTINÇÃO ENTRE O MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO E O MOTOR DE PASSO DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL [26]

Há duas características essenciais que distinguem o MRC do motor de passo de relutância variável (MRV). Uma delas é o ângulo de condução de corrente em cada fase, que no caso do MRC deve ser sincronizado com a posição do rotor, usualmente por meio de um sensor de posição. A segunda diferença entre o MRC e o MRV é que o MRC é projetado para apresentar bom rendimento em altas velocidades, rendimento este comparável ao servomotor síncrono a ímãs permanentes, já o MRV, é usualmente projetado para uma faixa de velocidades limitada. Isto resulta em diferenças fundamentais na geometria, no circuito conversor, no controle, e no procedimento de projeto.

O MRC é mais do que um motor de passo de alta velocidade. Ele combina muitas qualidades dos servomotores de indução, dos CC e também dos motores síncronos a ímãs permanentes. Seu desempenho e baixo custo potencial de produção o faz um grande competidor destes servomotores.

1.3 - CONSTRUÇÃO

O motor de relutância chaveado possui pólos salientes tanto no rotor como no estator, e possui excitação apenas neste último. O rotor não possui enrolamentos, ímãs ou

gaiola de esquilo, mas é formado por um pacote de lâminas de pólos salientes. O número de pólos do rotor e do estator são diferentes para que o motor parta sem auxílio externo e gire em ambos os sentidos. A fig. 1.1 mostra um motor de relutância chaveado com três fases. Ele possui seis pólos salientes no estator e quatro no rotor. Tanto estator quanto rotor são laminados. Cada pólo do estator possui sua bobina de excitação, que é ligada, usualmente em série, com a bobina do pólo do estator diametralmente oposto para formar os pares de pólos NORTE(N) e SUL(S) de uma fase.

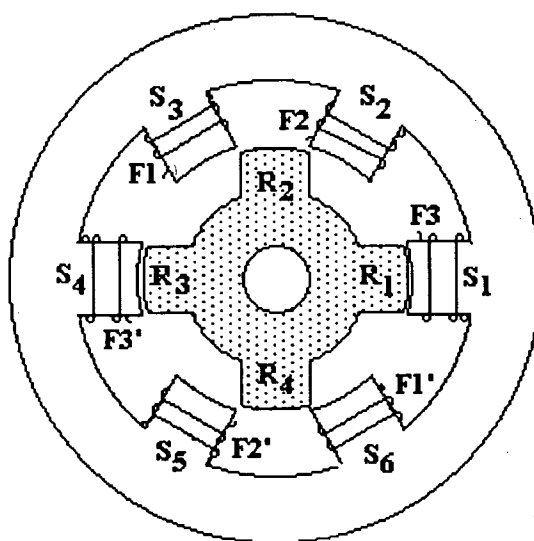


Fig. 1.1 - Motor de Relutância Chaveado com três fases

Devido a este tipo de construção o MRC apresenta algumas vantagens tais como [1]:

- _ Requer poucas etapas de manufatura, e também tende a possuir uma baixa inércia.
- _ O estator é simples de bobinar, as cabeças de bobina são curtas e robustas e não há cruzamento de enrolamentos de uma fase com a de outra.
- _ Na maioria das aplicações o grosso das perdas ocorre no estator, o qual é relativamente fácil de resfriar.
- _ Devido a não existência de ímãs, a temperatura máxima permissível no rotor pode ser maior que nos motores de ímãs permanentes.
- _ Não há necessidade de bobinar o rotor.

1.4 - VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA E PRODUÇÃO DE TORQUE

O torque é desenvolvido pela tendência do circuito magnético formado por dois pólos diametralmente opostos do estator e pelo par de pólos do rotor mais próximos adotarem uma configuração de mínima relutância, isto é, dos pólos do rotor alinharem-se com os pólos do estator. Já que a indutância é inversamente proporcional a relutância, a indutância da fase em questão é maximizada.

Considerando um motor de relutância como o da figura 1.1. Quando faz-se circular corrente contínua através do enrolamento da fase 1 (F1 e F1' ligados em série), por exemplo, o par de pólos R2R4 do rotor tende a se alinhar com o par de pólos S3S6 do estator, isto é, produz-se um torque que tende a mover o rotor para uma posição de mínima relutância.

A expressão mais genérica para o torque instantâneo é dada por:

$$T = \left[\frac{\partial W'}{\partial \theta} \right]_{i=const} \quad (1.1)$$

onde W' é a coenergia, dada por:

$$W' = \int_0^{i_1} \varphi di \quad (1.2)$$

Em qualquer posição θ do rotor a coenergia é a área sob a curva de magnetização, como mostra a figura 1.2.

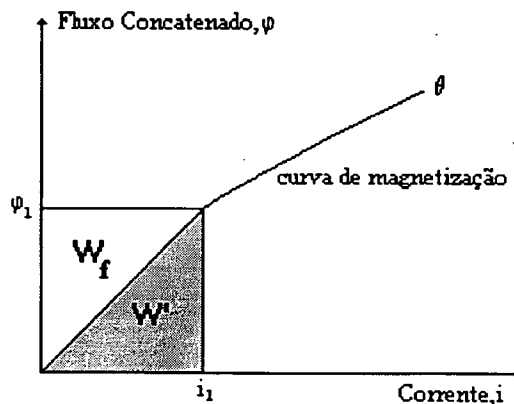


Fig.1.2 - Definição de coenergia W' e energia armazenada no campo W_f

Uma expressão equivalente a da equação 1.1 é :

$$T = - \left[\frac{\partial W_f}{\partial \theta} \right]_{\varphi = \text{const.}} \quad (1.3)$$

onde W_f é a energia definida de acordo com a fig.1.2.

$$W_f = - \int_0^{\varphi_1} i d\varphi \quad (1.4)$$

Se a saturação magnética é negligenciada, a relação entre fluxo concatenado e a corrente numa posição instantânea do rotor é uma linha reta, na qual a inclinação é a indutância instantânea L . Assim

$$\varphi = L.i \quad (1.5)$$

$$W_f = W_f = \frac{1}{2} Li_1^2 \quad (1.6)$$

$$T = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (1.7)$$

Quando o rotor gira, a indutância varia entre dois valores extremos. A mínima indutância ocorre toda vez que o eixo de um dos interpólos do estator alinha-se com o eixo de um dos pares de pólos do rotor e a máxima indutância ocorre toda vez que um dos pares de pólos do rotor alinha-se com um dos pares de pólos do estator. Assim, quando o rotor encontra-se na posição mostrada na figura 1.3(a) a indutância do enrolamento da fase 1 é mínima, já quando o rotor encontra-se na posição mostrada na figura 1.3(b) a indutância do enrolamento da fase 1 é máxima. A variação da indutância com a posição na fase 1 é mostrada na figura 1.3(c), devido aos efeitos da dispersão magnética há "cantos" arredondados os quais coincidem com posições particulares.

Se os arcos polares do rotor e do estator são diferentes, haverá um pequeno patamar na posição de máxima indutância. Da mesma forma se o arco do interpólo do rotor excede o arco polar do estator, haverá um patamar na posição de mínima indutância.

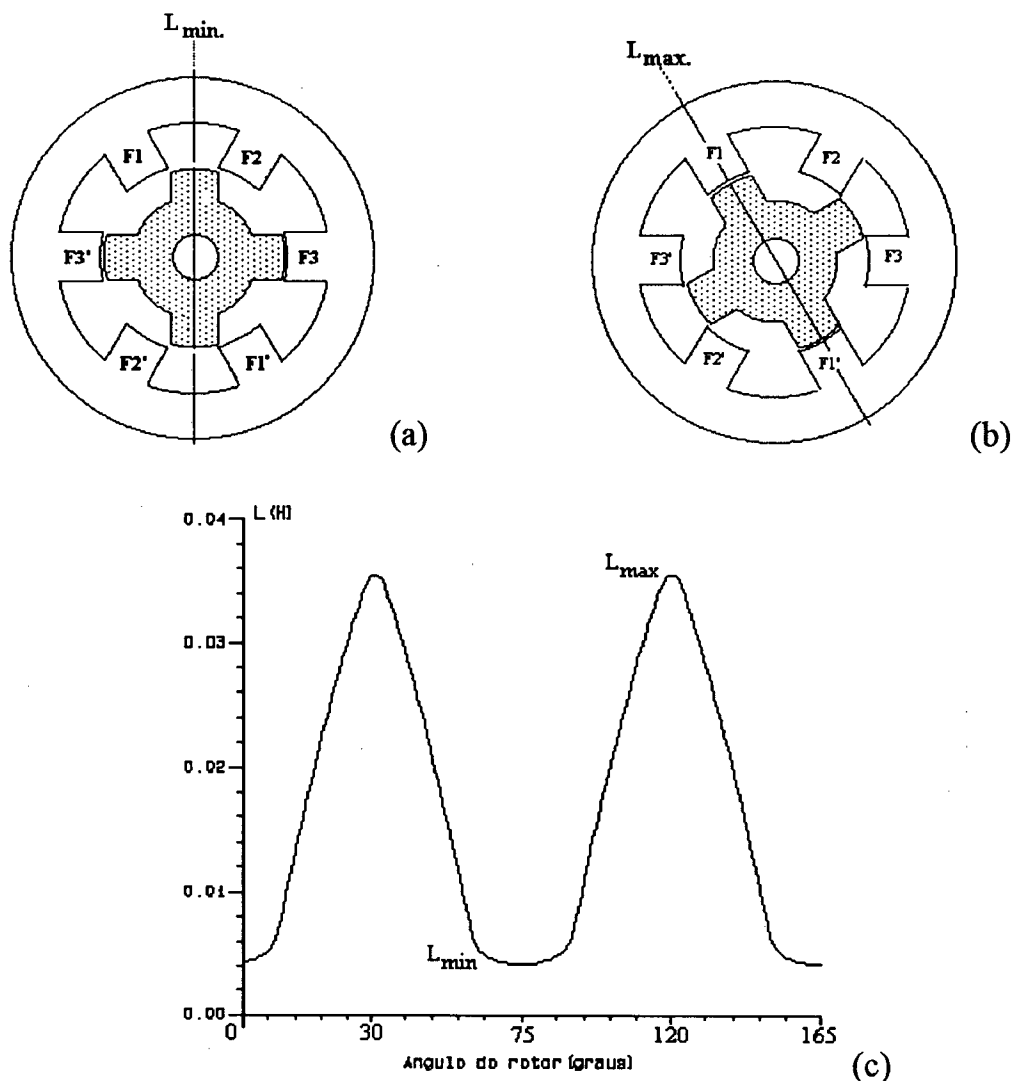


Fig. 1.3 - (a) Posição de mínima indutância relativa a fase 1. (b) Posição de máxima indutância relativa a fase 1. (c) Variação da indutância na fase 1.

O torque é independente da direção da corrente. Sua direção depende somente do sinal de $dL/d\theta$, ou seja quando tivermos indutância crescente teremos torque positivo e quando esta for decrescente teremos torque negativo, como é mostrado nas figuras 1.4 e 1.5, respectivamente.

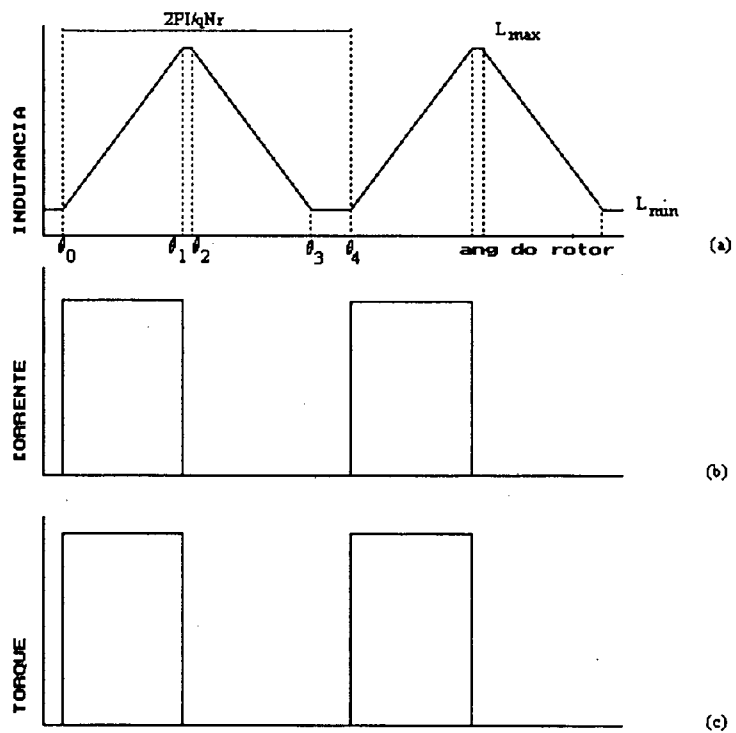


Fig. 1.4 - Produção de Torque. (a) Curva de Indutância. (b) Pulsos de Corrente. (c) Torque Positivo

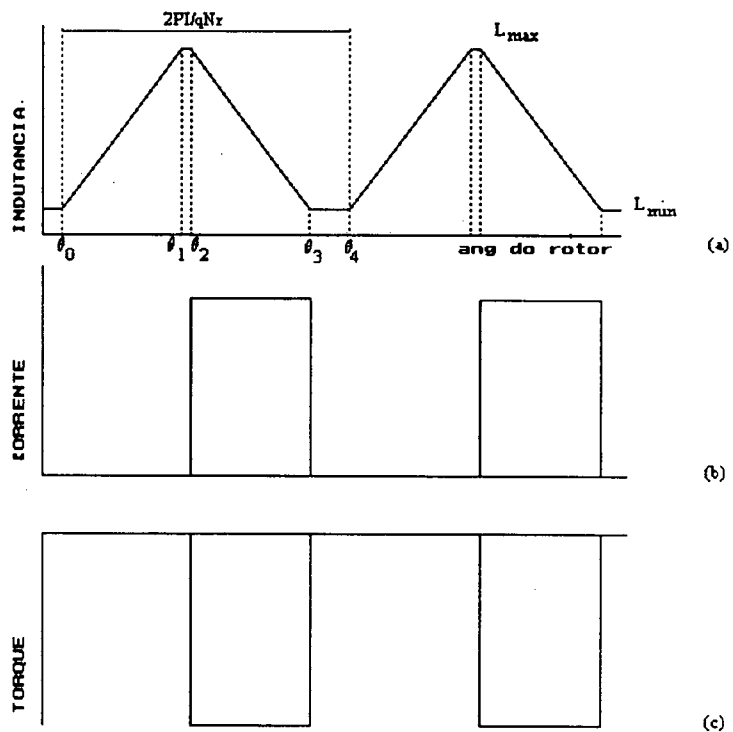


Fig. 1.5 - Produção de Torque. (a) Curva de Indutância. (b) Pulsos de Corrente. (c) Torque negativo

Portanto quando os pólos estão se alinhando temos indutância crescente e torque motor é produzido, e quando os pólos estão se desalinhando a indutância é decrescente e torque gerador é produzido. Do que se conclui que a forma de onda ideal da corrente para funcionamento como motor é um pulso retangular que coincide com o período de indutância crescente. Da mesma forma, a forma de onda ideal da corrente para funcionamento como gerador é um pulso retangular que coincide com o período de indutância decrescente. Isto obriga a corrente a ser comutada em sincronismo com a posição do rotor, ou seja, o MRC é uma máquina auto-pilotada.

Para que haja produção de torque em todas as posições do rotor, os 360° de rotação devem ser cobertos por segmentos de indutância crescente de fases diferentes e as correntes nas fases devem ser comutadas de forma a coincidir com estes segmentos, como é mostrado na figura 1.6.

Desta forma, em uma volta completa (360°) cada fase conduzirá tantas vezes quantos forem os N_r pólos do rotor, considerando um motor de q fases teremos qN_r pulsos retangulares ou ciclos de trabalho por revolução e o ângulo de passo será igual $2\pi/qN_r$. A sequência de excitação das fases para rotação no sentido horário é 1-3-2-1 e para rotação no sentido anti-horário é 1-2-3-1.

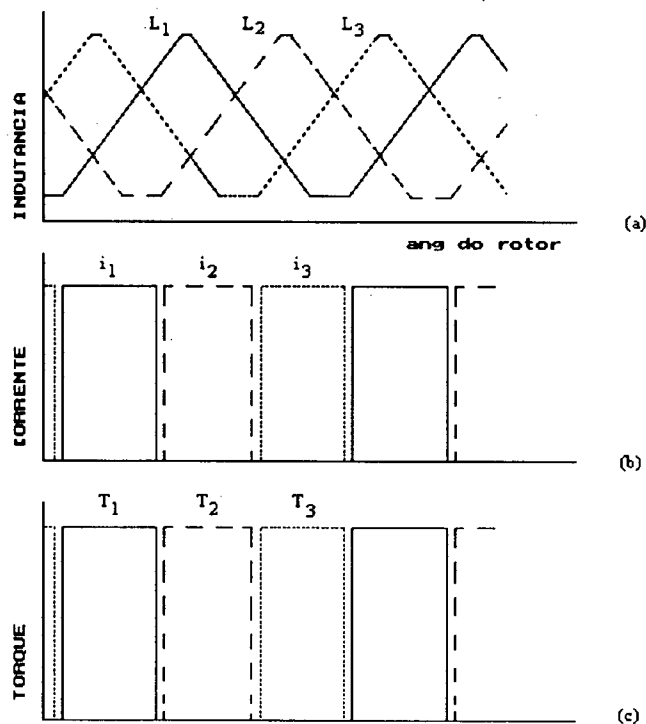


Fig. 1.6 - (a) Variação da Indutância (b) Pulsos de Corrente (c) Torque

A partir das equações 1.1 e 1.2 o torque instantâneo pode ser visualizado graficamente.

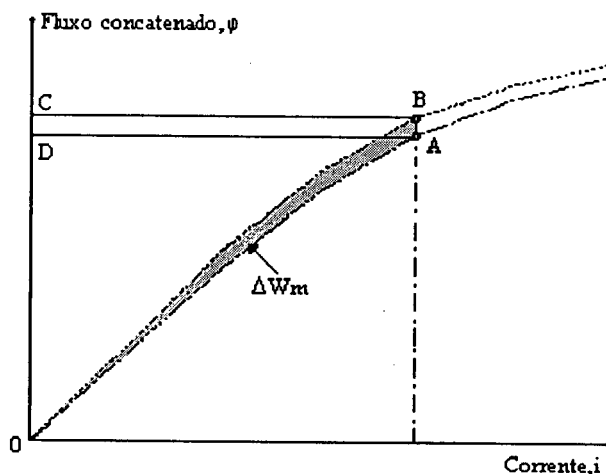


Fig. 1.7 - Cálculo do torque instantâneo a partir da variação da coenergia a corrente constante

O torque instantâneo é igual a ΔW_m dividido por $\Delta\theta$, onde ΔW_m ocorre a corrente constante. Isto é ilustrado na figura 1.7.

Durante este deslocamento há uma troca de energia com a fonte, e há também uma mudança na energia armazenada no campo. A condição de corrente constante assegura que durante este deslocamento, o trabalho mecânico produzido é exatamente igual a variação da coenergia. Isto pode ser provado como se segue. No deslocamento $\Delta\theta$ de A para B na figura 1.7 a corrente constante, a troca de energia com a fonte é

$$\Delta W_e = ABCD. \quad (1.8)$$

A variação na energia armazenada no campo é

$$\Delta W_f = OBC - OAD \quad (1.9)$$

E o trabalho mecânico produzido deve ser

$$\Delta W_m = T\Delta\theta \quad (1.10)$$

$$= \Delta W_e - \Delta W_f$$

$$= ABCD - (OBC - OAD)$$

$$= (ABCD + OAD) - OBC$$

$$= OAB.$$

1.5 - FORMAS DE OPERAÇÃO REAIS

No item 1.4 a explicação de como ocorre a produção de torque assume que um pulso retangular de corrente (corrente constante) pode ser estabelecido instantaneamente e que a corrente pode ser mantida constante durante todo o período de indutância crescente e também retirada instantaneamente. Isto é impossível, devido aos efeitos da indutância e da força contraeletromotriz, mas na prática isto pode ser aproximado quando em baixas velocidades, como se verá em seguida. As formas de operação reais e o conversor em ponte, que é o conversor padrão, são apresentadas a seguir bem como os demais tipos de conversores.

1.5.1 - CONVERSOR EM PONTE

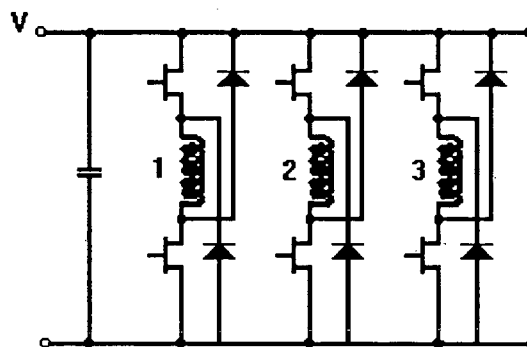


Fig.1.8 - Conversor em ponte.

O conversor em ponte, mostrado na figura 1.8, apresenta as seguintes vantagens [11]:

- 1) As fases são alimentadas independentemente. Este fato é muito importante quando se considera a capacidade do circuito de isolar componentes ou as fases do motor em caso de faltas e continuar em operação.
- 2) Operação no modo histerese quando controlado em corrente.
- 3) Mínimo estresse de cada chave semicondutora. Cada chave deve suportar uma tensão nominal igual a V e a correspondente corrente nominal I .

As desvantagens são:

- 1) O uso de duas chaves por fase, com os respectivos circuitos de comando.
- 2) Necessidade de comando com tensão flutuante para as chaves ligadas ao terminal superior da fonte CC.

1.5.2 -OPERAÇÃO A PULSO ÚNICO

O fluxo no MRC não é constante, sendo levado de zero ao seu valor nominal a cada ciclo de trabalho. O processo é controlado pelo chaveamento da tensão da fonte, ou seja, no circuito da figura 1.9, quando os transistores Q1 e Q2 são ligados no ângulo θ_{on} a corrente se estabelece no enrolamento, devido a tensão V aplicada pela fonte (fig.1.9(a)). Quando as chaves são abertas no ângulo θ_{off} , a corrente se transfere para os diodos, e o enrolamento vê uma tensão $-V$, que causa a queda da corrente (fig. 1.9(b)).

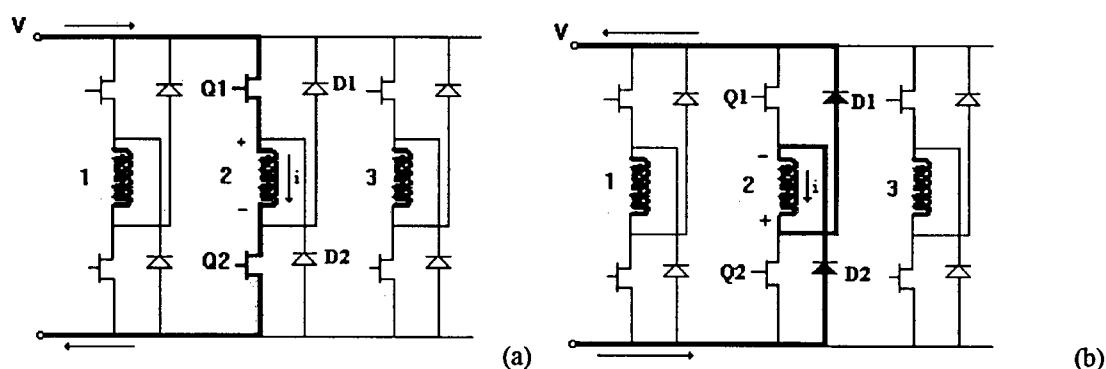


Fig.1.9 - Operação a Pulso único. (a) Q1 e Q2 ligados. (b) Q1 e Q2 desligados.

Considerando que o motor opera em alta velocidade, as formas de onda de tensão, fluxo concatenado, corrente e indutância são as da figura 1.10. A operação do motor com estas características é chamada de operação a pulso único.

Nota-se na figura 1.10(d) que a corrente começa a cair antes de θ_{off} , isto se deve a força contraeletromotriz que limita a corrente em altas velocidades. Devido a isso os transistores devem ser ligados antes do período de indutância crescente, para que haja tempo da corrente se estabelecer. A curva de indutância é usada puramente como um meio de relacionar as formas de onda com a posição do rotor, porque a curva de indutância mostra de forma direta o grau de superposição entre os pólos do estator e do rotor da fase em questão.

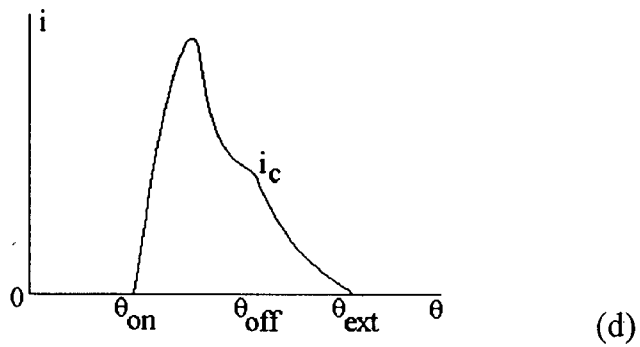
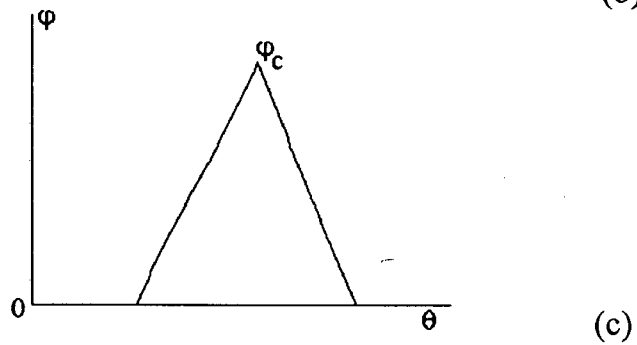
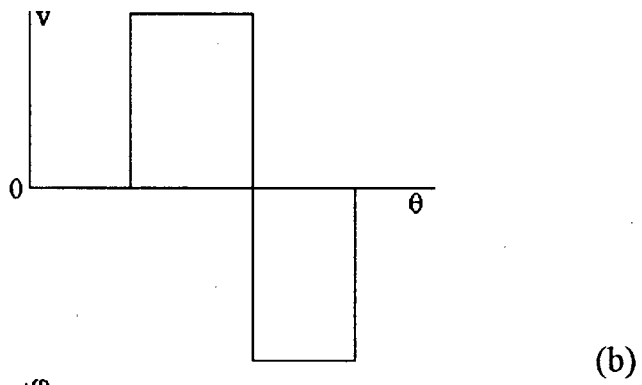
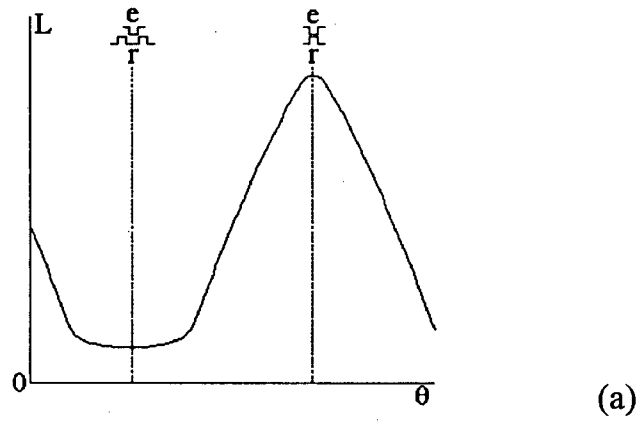


Fig.1.10 - Formas de onda a pulso único. (a) Indutância e Tensão. (b) Fluxo Concatenado. (c) Corrente.

O crescimento do fluxo concatenado se dá de acordo com a lei de Faraday, que com a velocidade ω constante tem a seguinte forma:

$$\varphi_c = \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} (V - R.i) d\theta / \omega + \varphi_{on} \quad (1.11)$$

onde φ_{on} é o fluxo concatenado na posição θ_{on} (geralmente nulo), V é a tensão da fonte, R é a resistência da fase, e i é a corrente instantânea. Todas as impedâncias e quedas de tensão referentes ao inversor são ignoradas neste estágio.

Na operação como motor o fluxo deve ser idealmente reduzido a zero antes que os pólos se separem, senão o torque torna-se negativo e temos então um torque de frenagem. Para que isto não aconteça a tensão deve ser revertida em θ_{off} , o que é feito através dos diodos de roda livre, quando os transistores são abertos. Este estágio é também representado pela Lei de Faraday:

$$0 = \varphi_c + \int_{\theta_{on}}^{\theta_{ext}} (V - R.i) d\theta / \omega \quad (1.12)$$

onde θ_{ext} é o ângulo no qual a tensão reversa $-V$ leva o fluxo a zero. O pico de fluxo concatenado ocorre no ângulo de comutação θ_{off} .

1.5.3 - REGULAÇÃO DE TENSÃO

A regulação de tensão (ou modulação por largura de pulso) é utilizada para controle de velocidade. Isto é feito deixando Q_2 ligado no período $\theta_{on} \rightarrow \theta_{off}$, e ligando e desligando Q_1 alternadamente em alta frequência com uma razão cíclica $d = t_{on}/T$, onde t_{on} é o tempo ligado e T é o período de chaveamento. No circuito da figura 1.11, quando Q_1 está ligado (fig. 1.11(a)), a tensão V é vista pelo enrolamento da fase. Quando está desligado (fig. 1.11(b)), o enrolamento é curto-circuitado através de Q_2 e D_2 . Quando as chaves Q_1 e Q_2 são abertas no ângulo θ_{off} , a corrente se transfere para os diodos, e o enrolamento vê uma tensão $-V$, que causa a queda da corrente (fig. 1.11(c)).

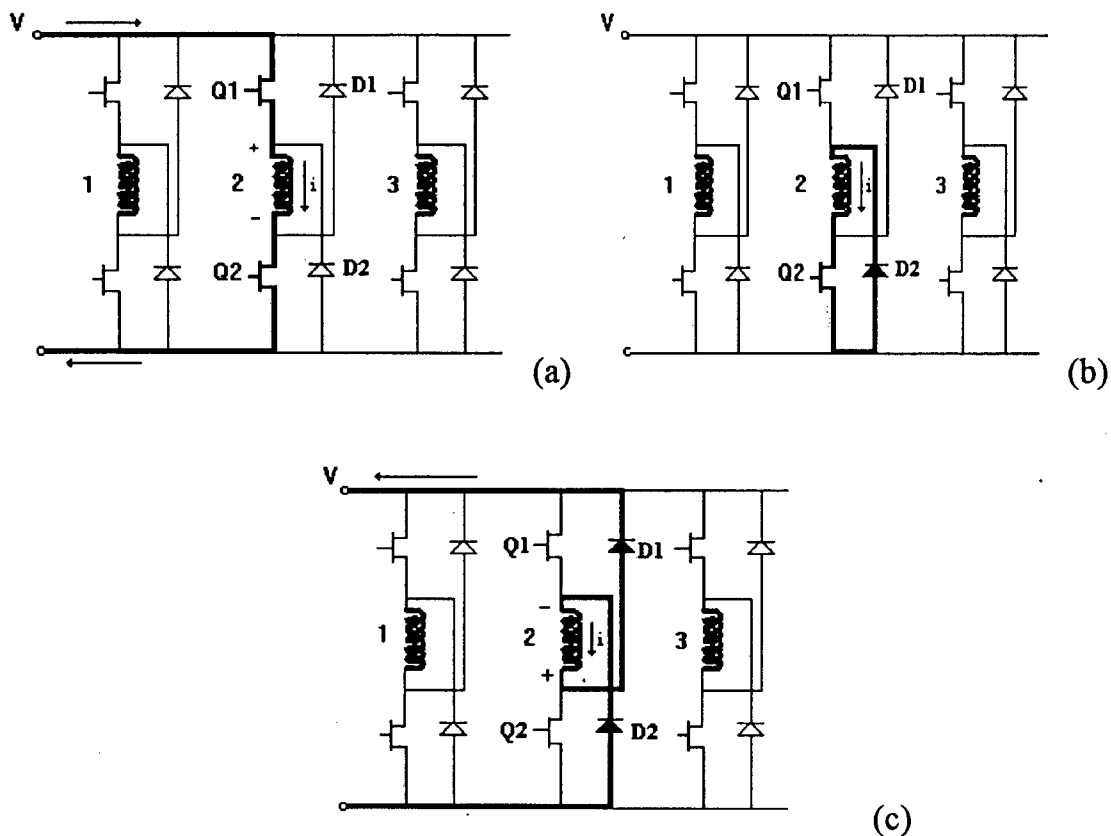


Fig.1.11 - (a) Q1 e Q2 ligados. (b) Q1 desligado e Q2 ligado.(c) Q1 e Q2 desligados.

As formas de onda são mostradas na figura 1.12. Durante o período de condução a tensão média aplicada ao enrolamento é dV .

1.5.4 - REGULAÇÃO DE CORRENTE

Em baixas velocidades o motor não têm força contraeletromotriz suficiente para limitar a corrente, então o controle de corrente por histerese é utilizado para obtenção aproximada de um pulso retangular de corrente. Durante o chaveamento a corrente varia entre dois níveis, $I + \delta I / 2$ e $I - \delta I / 2$, onde I é a corrente de referência, e δI é o nível de histerese. O torque é controlado pelo nível de histerese. Quando os transistores $Q1$ e $Q2$ (fig. 1.11a)) estão ligados temos uma tensão V aplicada ao enrolamento e a corrente cresce até chegar ao nível superior $I + \delta I / 2$; quando então o transistor $Q1$ (fig.1.11b)) é desligado uma tensão $V = 0$ é aplicada ao enrolamento e a corrente cai até chegar ao nível inferior $I - \delta I / 2$ quando $Q1$ é novamente ligado. Quando as chaves Q_1 e Q_2 são abertas no ângulo θ_{off} , a corrente se transfere para os diodos, e o enrolamento vê uma tensão $-V$, que causa a queda da corrente (fig. 1.11(c)).

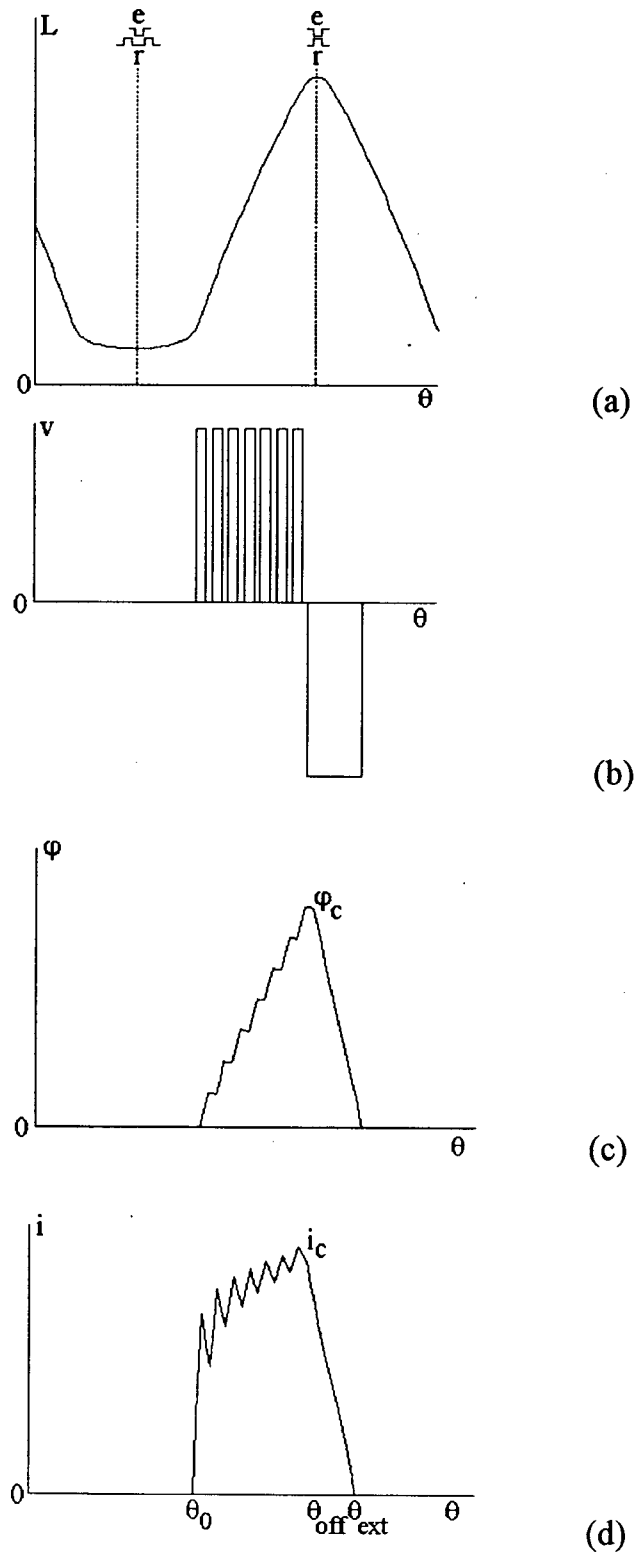


Fig.1.12- Formas de onda - Regulação de tensão. (a) Indutância. (b) Tensão. (c) Fluxo Concatenado. (d) Corrente.

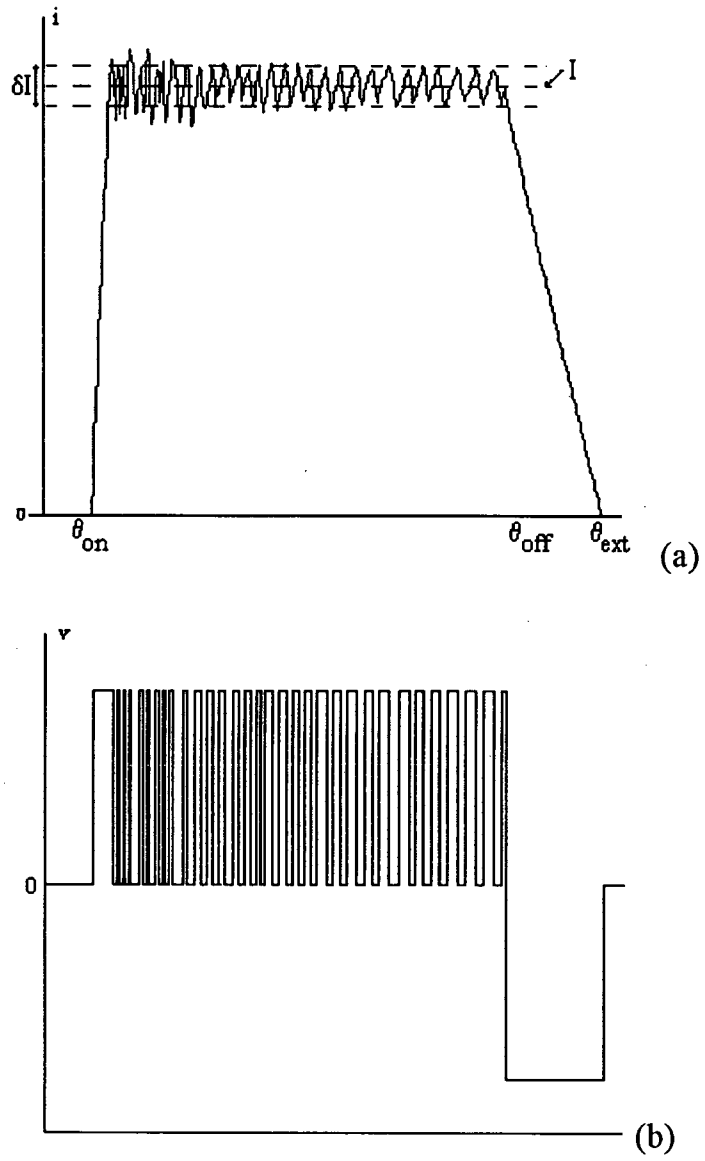


Fig.1.13- Formas de onda no modo histerese.(a) Corrente.(b) Tensão.

1.6 - CONVERSORES

A natureza unidirecional do fluxo de corrente e a isolação elétrica entre fases do MRC torna possível o uso de uma larga variedade de configurações de circuitos conversores. Devido ao alto custo dos semicondutores de potência e dos seus circuitos de comando relativamente aos outros elementos do acionamento, um grande esforço tem sido feito para o desenvolvimento de conversores de potência para o MRC, os quais utilizam o menor número de chaves possível. Embora o baixo custos destes conversores, eles geralmente limitam o desempenho do acionamento em muitas aplicações. Os principais tipos de conversores, excluindo o conversor em ponte, são os seguintes:

1.6.1 - CONVERSOR DE MILLER

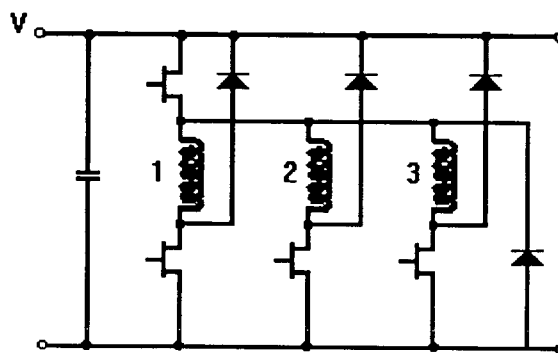


Fig. 1.14 - Conversor de Miller.

Na figura 1.14 temos o conversor de Miller que é uma modificação do conversor em ponte. Neste circuito todas as chaves ligadas ao terminal superior da fonte CC são reduzidos a somente uma chave, comum a todas as fases. O controle da corrente é feito pela chave comum, enquanto as outras chaves comutam as fases na seqüência estabelecida pelo controle de posição .

Vantagens:

1) Requer somente $q+1$ chaves e $q+1$ diodos para um motor com q fases. Portanto um motor trifásico requer apenas 4 chaves e 4 diodos.

Desvantagens:

1) Não permite controle totalmente independente das fases. Não é possível aplicar tensão positiva a uma fase e tensão negativa a outra fase simultaneamente. Assim

em altas velocidades, onde a superposição de condução das fases é importante para maximizar o torque, o desempenho da máquina é severamente limitado [3]. Em função disto esta topologia somente é utilizada em aplicações onde a velocidade requerida é baixa [11].

2) A tolerância a faltas é pobre, já que a perda de apenas um componente resultará em uma severa redução no desempenho do motor [3].

1.6.2 - CONVERSOR BIFILAR

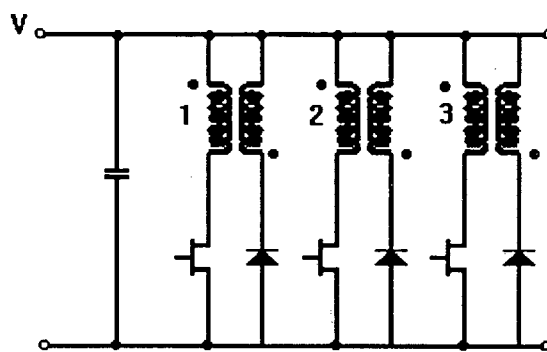


Fig. 1.15 - Conversor Bifilar.

Na figura 1.15 temos o conversor bifilar, que é a única configuração possível quando o MRC é bobinado com enrolamento duplo. O conversor bifilar opera da seguinte forma. Para alimentar uma fase, a chave conectada ao enrolamento é fechada, aplicando a tensão V da fonte, causando assim a circulação de corrente. Para desenergizar a fase, a chave é aberta e a corrente é transferida para o segundo enrolamento. A energia magnética armazenada no campo é transferida para a fonte através do diodo.

Vantagens:

- 1) Permite operação independente de cada fase.
- 2) Requer somente q chaves e q diodos para um motor com q fases.

Desvantagens [11]:

- 1) Requer um motor complicado o qual não é tão eficiente como o monofilar.
- 2) Requer circuitos snubber, os quais aumentam seu custo.

1.6.3 - CONVERSOR DE CAPACITOR BIPARTIDO.

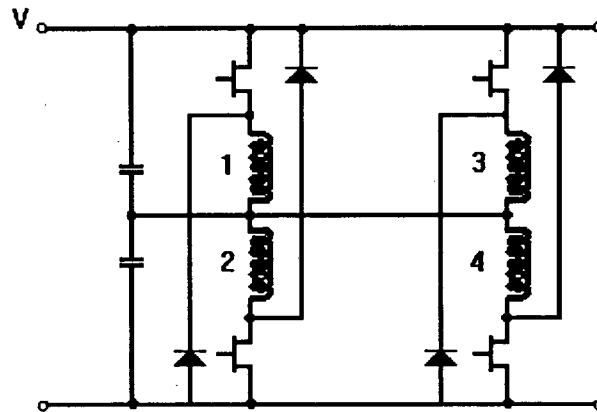


Fig. 1.16 - Conversor de capacitor bipartido.

A operação do conversor de capacitor bipartido, mostrado na figura 1.16, é a seguinte. Para alimentar uma fase, a chave em série com o enrolamento é fechada, conectando o enrolamento entre dois capacitores, aplicando tensão $V/2$ ao enrolamento. A corrente circula no enrolamento, a partir do terminal superior do barramento, através da bobina, e pelos capacitores. Quando a chave é aberta, a corrente continua a circular no enrolamento, e no capacitor, retornando para o enrolamento através do diodo associado.

Vantagens:

- 1) Requer somente $q+1$ chaves e $q+1$ diodos para um motor com q fases.

Desvantagens:

- 1) O motor deve ter um número par de fases.
- 2) As correntes nos enrolamentos devem ser balanceadas, para que se mantenha tensão fixa no ponto médio entre os capacitores. Do que se conclui que a operação independente de cada fase é perdida e a falta em um dos componentes compromete todo o circuito [3].

1.6.4 - CONVERSOR C-DUMP

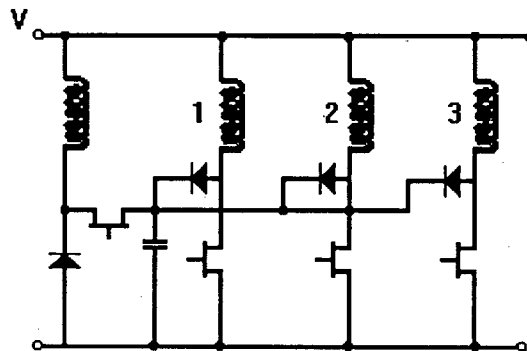


Fig.1.17 - Conversor C-Dump

Na figura 1.17 é mostrado o conversor C-dump, que possui somente uma chave por fase, e usa uma chave adicional, um capacitor, e um reator numa configuração de chopper para que se dê o retorno de energia para a fonte. Quando a chave ligada em série com a fase é aberta, a corrente carrega o capacitor C com uma tensão superior a da fonte.

Vantagens:

1) Permite a operação independente das fases, com menos chaves que o conversor em ponte.

Desvantagens [11]:

1) As perdas no chopper o tornam menos eficiente que o conversor em ponte.

2) Uma falta no chopper afeta o conversor como um todo.

1.7 - ASPECTOS DE CONTROLE DO MRC

1.7.1 CARACTERÍSTICA TORQUE-VELOCIDADE [1,3,26]

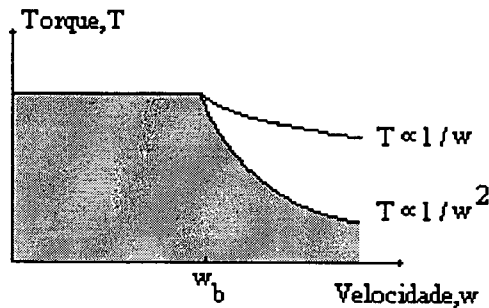


Fig 1.18- Característica Torque-velocidade

A característica torque-velocidade típica do MRC é a da figura 1.18. Para velocidades abaixo da velocidade base (w_b), que é definida como a maior velocidade na qual máxima corrente pode ser fornecida ao motor, na tensão nominal, com ângulos de chaveamento fixos, a corrente do motor e assim o torque desenvolvido deve ser limitado para estar dentro do limite térmico da máquina ou do limite dos semicondutores. Como nas máquinas CC, uma característica de torque constante pode ser obtida por meio do controle de corrente por histerese, além disso, os ângulos de chaveamento podem ser definidos de forma que maximizem o torque médio e minimizem o ripple de torque. O controle de velocidade abaixo de w_b é obtido pela variação da tensão aplicada, como num motor série. Isto pode ser atingido ajustando a tensão do link CC, mas é mais usual utilizar modulação por largura de pulso.

Acima de w_b , a força contraeletromotriz é suficiente para limitar a corrente, e o motor opera no modo de pulso único. Se os ângulos de chaveamento são mantidos fixos, com tensão nominal, o torque máximo decai na proporção do quadrado da velocidade. Entretanto, se o ângulo de condução ($\theta_{cond.} = \theta_{off} - \theta_{on}$) é aumentado pela diminuição do θ_{on} , conforme a equação 1.13, há uma considerável faixa de velocidade na qual o torque pode ser mantido alto o suficiente de forma a sustentar uma operação a potência constante.

$$\theta'_{on} = \theta_{on} - I^* \frac{L_u \omega}{V} \quad (1.13)$$

onde θ_{on} é o ângulo de disparo que variará com a velocidade ω , I^* é a corrente referência e L_u é a indutância na posição não alinhada.

1.7.2- ALGORITIMOS DE CONTROLE DO MRC[1,3,14]

Apartir da discussão anterior se conclui que o controle do MRC depende da corrente ou da tensão e da escolha adequada dos ângulos de chaveamento. O método escolhido geralmente depende das características de controle desejadas.

Caso o objetivo seja obter um acionamento com controle de torque, ou um servomotor de alto desempenho, então o laço de controle mais interno deverá possuir um regulador de corrente tipo histerese, mostrado na figura 1.19. Um diagrama de blocos deste acionamento com controle de corrente, e com controle dos ângulos de chaveamento, é mostrado na figura 1.20. A corrente de referência I^* é determinada pelo torque imposto T^* , que é função do erro de velocidade, na relação corrente-torque do motor. Este tipo de controle permite rápida variação da corrente em cada fase e assim do torque do motor. O acionamento com controle de corrente produzirá torque constante ao longo de uma larga faixa de velocidades, fazendo uso de um laço de realimentação para controle de velocidade, embora o acionamento possua um controle de velocidade natural em cargas nas quais o torque varia monotonicamente. Este acionamento requer o uso de um sensor de corrente para cada fase do motor, embora para motores com mais de três fases, seja possível para duas fases não adjacentes dividir um sensor de corrente, contanto que não haja superposição dos pulsos de corrente.

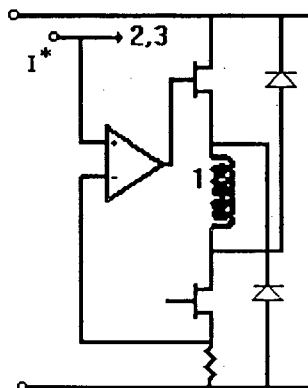


Fig 1.19 - Regulador de corrente tipo histerese

Para aplicações de baixo desempenho um controle de tensão por modulação de largura de pulso (PWM), como é mostrado na figura 1.21 pode ser mais desejável do que um controle de corrente. A razão cíclica (ou "of-time") do PWM pode ser variada através de um circuito monoestável simples, como mostra a figura 1.22. Apesar do baixo desempenho, o controle de tensão PWM possui uma característica natural de regulação de

velocidade. Há necessidade também de um sensor de corrente para proteger o conversor de sobrecorrentes. Este sensor é tipicamente posto na perna inferior do link CC.

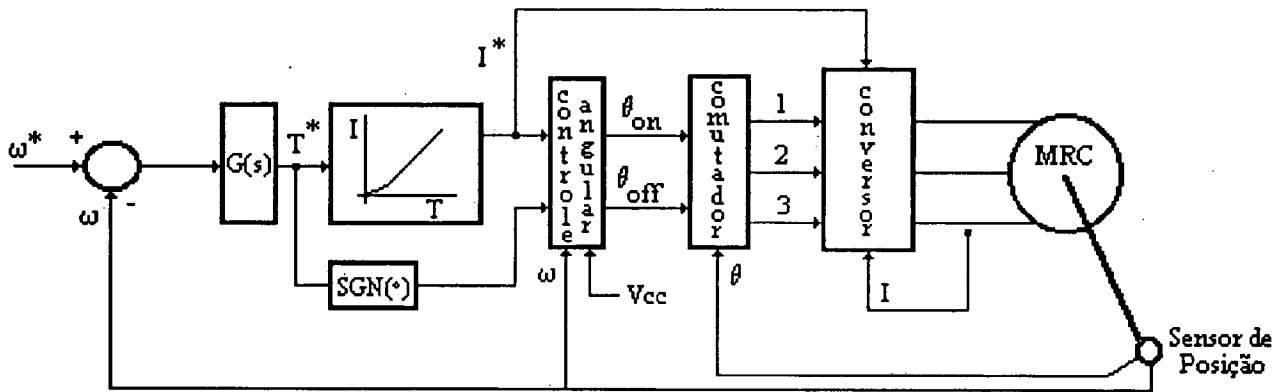


Fig. 1.20 - Diagrama de blocos do acionamento com controle de corrente e ângulos de chaveamento.

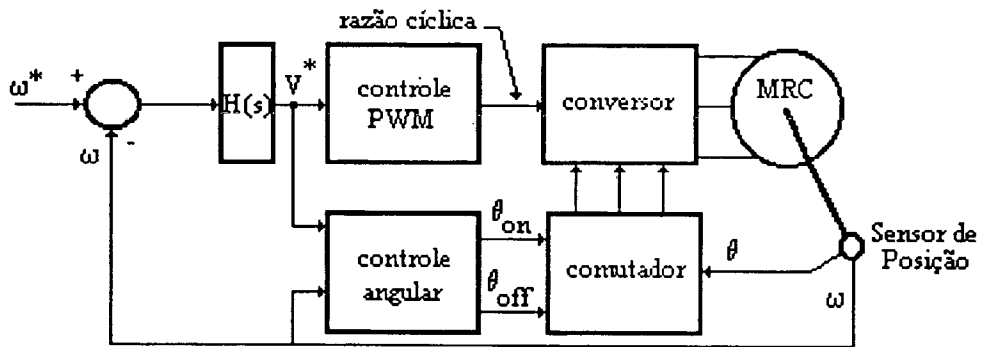


Fig 1.21 - Acionamento com controle de tensão PWM.

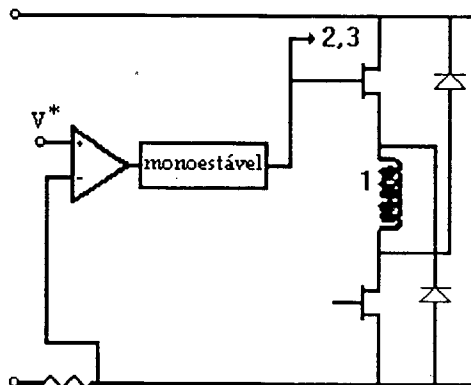


Fig 1.22 Circuito Monoestável.

1.7.3 - CARACTERÍSTICAS DO MRC COMO ACIONAMENTO

O MRC possui alta potência de saída e um alto torque por unidade de volume comparável aos dos motores de indução, enquanto que razão torque/inércia é apreciavelmente maior do que a do motor de indução. Quando utilizado em acionamentos de velocidade variável apresenta alta eficiência ao longo de uma larga faixa de torque e velocidade, e a potência nominal do conversor para uma dada potência de saída é comparável a exigida por um acionamento utilizando motor de indução alimentado por inversor PWM [15, 16, 26].

Porém, o MRC, ao contrário do motor de indução, não pode operar sem seu conversor de potência, e há um grande número de interconexões entre motor e conversor, particularmente com enrolamentos bifilares. O torque pulsante do MRC pode causar problemas como ruído acústico e vibração devido a excitação de estruturas ressonantes. Em geral, em uma rotação do motor, cada fase do estator conduz tantos pulsos de corrente quantos forem o número de polos do rotor. Assim, a máquina de 4 fases (8/6 polos) terá seis pulsos de corrente por fase em cada rotação e haverá 24 pulsos de torque por rotação. O motor trifásico de 6/4 polos tem 12 pulsos de torque por revolução. Estes pulsos de torque são significantes em baixas velocidades, a menos, que o acionamento seja especificamente projetado para suprimi-los. Em altas velocidades, a frequência de chaveamento das correntes influencia as perdas no núcleo do motor e as perdas devido ao chaveamento no conversor. Para uma dada velocidade no eixo as frequências de chaveamento são mais altas no MRC do que no acionamento com motor de indução alimentado por inversor de seis passos. Na velocidade de 3000 rpm, a frequência de chaveamento do motor de 8/6 polos é 300Hz ($f_{ph} = N_r \omega / 60$), para uma frequência de 50Hz para um motor de indução de dois polos ($f = P \omega / 120$). A 3000 rpm, o motor de três fases (6/4 polos) possui uma frequência de chaveamento de 200Hz. Por isso é importante manter o número de fases e o número de polos do rotor o mais baixo possível [26].

CAPÍTULO 2

BALANÇO DE ENERGIA E EFEITOS DA SATURAÇÃO

2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é feita uma análise matemática e gráfica do balanço de energia na operação do MRC. São estudados os efeitos da saturação sobre as curvas de magnetização, indutância, torque, e no balanço de energia da máquina.

2.2 - BALANÇO DE ENERGIA

2.2.1 ANÁLISE MATEMÁTICA

A voltagem nos terminais de uma fase é dada pela seguinte equação:

$$v = R.i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (2.1)$$

onde v é a tensão aplicada ao enrolamento, R é a resistência do enrolamento e φ é o fluxo concatenado com a bobina.

Considerando um modelo simplificado que assume linearidade magnética e resistência desprezível. A equação 2.1 pode ser escrita como:

$$v = \frac{d(L.i)}{dt} \quad (2.2)$$

$$v = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (2.3)$$

$$v = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2.4)$$

$$v = L \frac{di}{dt} + e \quad (2.5)$$

onde ω é a velocidade de rotação e e é a força contraeletromotriz. A taxa de fluxo de energia (potência instantânea) é dada por:

$$v_i = \frac{d}{dt} \left(\frac{L \cdot i^2}{2} \right) + \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2.6)$$

Esta equação mostra que, funcionando como motor, a potência elétrica fornecida divide-se em duas componentes; uma parte que é armazenada no campo magnético ($1/2 Li^2$) e outra que produz potência mecânica de saída

$$\frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2.7)$$

sendo que a última está associada com a força contraeletromotriz. Tomando como base a figura 1.4, com as chaves fechadas durante a região de indutância crescente ($\theta_0 - \theta_1$), parte da energia é convertida em energia mecânica de saída e parte é armazenada no campo magnético; mas com as chaves abertas durante esta região, parte da energia que estava armazenada no campo magnético é convertida em energia mecânica e parte retorna como energia elétrica para a fonte. Se a corrente continua circulando durante o período em que a indutância é máxima e constante ($\theta_1 - \theta_2$), a energia simplesmente retorna para a fonte de alimentação já que neste caso a potência mecânica é nula. Finalmente se a corrente circula durante o período de indutância decrescente ($\theta_2 - \theta_3$), a energia flui para a fonte, não somente a partir daquela que está armazenada no campo magnético, mas também do sistema mecânico.

2.2.2 - ANÁLISE GRÁFICA

Considerando a operação em pulso único do item 1.3.1 o locus do ponto de operação $[i, \varphi]$ segue a curva mostrada na figura 2.1. A trajetória entre os pontos O e C corresponde ao período em que os transistores Q1 e Q2 estão fechados. No ponto C a fase é comutada, isto é, a tensão da fonte é revertida e a corrente circula em roda-livre pelos diodos. A figura 2.1 mostra as curvas de magnetização para as posições alinhada, não alinhada e para a posição onde ocorre a comutação.

No ponto C a energia fornecida pela fonte é igual a área $U = Wmt + Wfc$. A energia magnética armazenada é igual a Wfc . Portanto a energia mecânica produzida durante a condução dos transistores, ou seja entre O e C, é igual a área Wmt . Nota-se na figura 2.1 que a área Wmt corresponde aproximadamente a metade de U . A outra parte Wfc é armazenada no campo magnético.

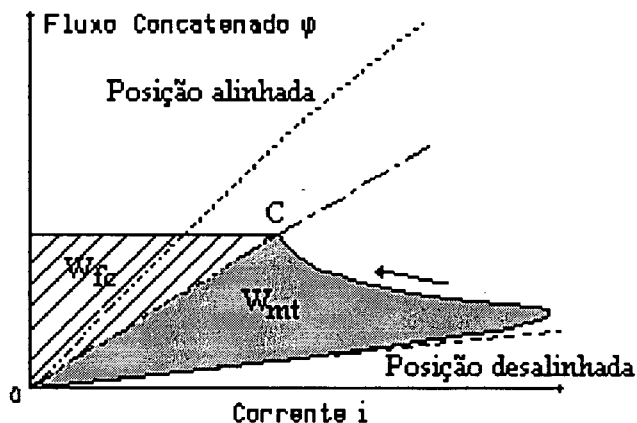


Fig.2.1.Período de Condução dos transistores.

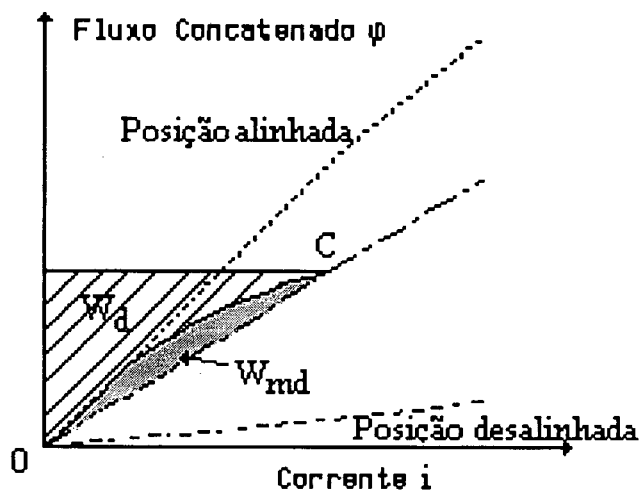


Fig.2.2 - Período de Condução dos diodos.

Após a comutação, figura 2.2, a fonte de tensão é revertida e a energia W_d retorna para a fonte. No ponto O, que corresponde ao ângulo de extinção θ_{ext} na figura 1.10(c), não há energia armazenada no campo magnético pois a corrente e o fluxo são nulos. O trabalho produzido entre C e O é igual a $W_{md} = W_{fc} - W_d$. Note na figura 2.2 que W_{md} corresponde a menos da metade de W_{fc} .

Um balanço de energia simplificado pode ser deduzido a partir do valor estimado das áreas das figuras 2.1 e 2.2. Supondo que $U=10J$ então no ponto C 5J são convertidos em trabalho mecânico e 5J são armazenados no campo. Durante o período de condução dos diodos, entre C e O, $W_d = 3,5 J$ retornam para a fonte e $W_{md} = 1,5 J$ são convertidos em trabalho mecânico. O valor total do trabalho mecânico produzido é então igual a

$W = W_{mt} + W_{md} = 5 + 1,5 = 6,5$ J ou 65% da energia suprida pelo conversor. A energia que retorna para a fonte a cada ciclo de trabalho é $Wd = 3,5$ J ou 35%.

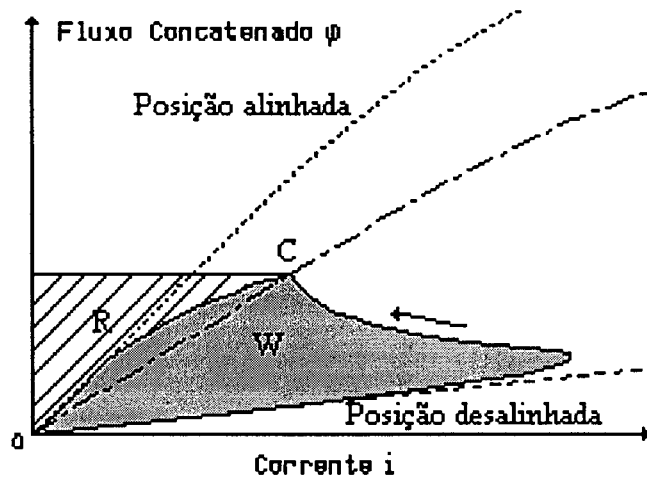


Fig.2.3 - Ciclo de Conversão completo.

O ciclo de trabalho inteiro o qual combina os dois diagramas anteriores é mostrado na figura 2.3. A energia convertida é agora vista como a área W , enquanto que a energia que retorna para a fonte é $R = Wd$. A energia suprida pelo conversor é $U = W + R$. A relação W/U é conhecida como razão de energia E , que é um tipo de fator de potência que diz a quantidade de energia que é convertida em trabalho mecânico (W) a partir de uma entrada de energia U a cada ciclo de trabalho [8]. No caso estudado antes, $E = 0.65$.

2.3 - TORQUE MÉDIO:

O torque médio pode ser determinado pelo número de loops de conversão de energia por revolução, isto é, o número de ciclos de trabalho por revolução. Como o número de ciclos de trabalho é qN_r , portanto o torque médio durante uma revolução é

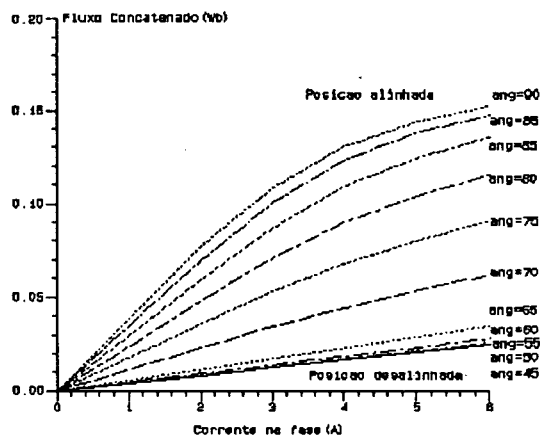
$$T_{med} = \frac{qN_r}{2\pi} W \quad (2.8)$$

2.4 - EFEITOS DA SATURAÇÃO

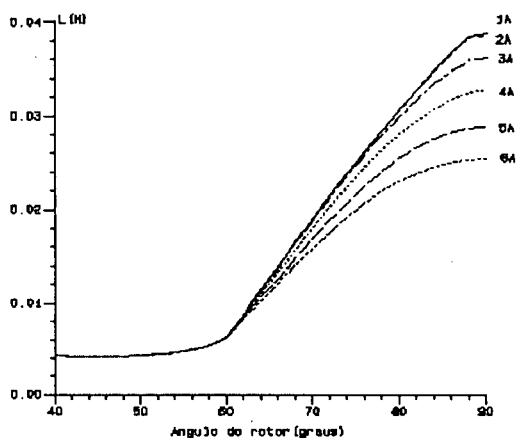
As discussões até agora evitaram a influência das características não-lineares do ferro saturado, mas é também essencial entender e levar em conta estes efeitos quando projetamos e simulamos motores com polos salientes no rotor quanto no estator.

Variações típicas de fluxo concatenado versus corrente, indutância versus ângulo

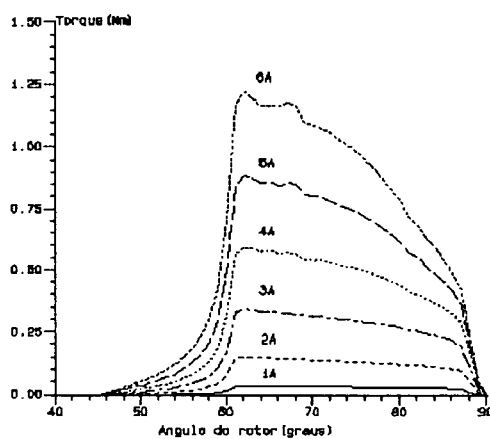
de deslocamento do rotor e torque versus ângulo de deslocamento do rotor são mostradas nas figuras 2.4(a), 2.4(b) e 2.4(c) respectivamente.



(a)



(b)



(c)

Fig.2.4 - Efeitos da Saturação. (a) Curvas de magnetização. (b) Curvas de Indutância. (c) Curvas de Torque.

Para correntes acima de 2A, a curva de indutância fica arredondada bem como a curva de torque. As diferenças advêm principalmente da saturação do circuito magnético. Nota-se que conforme o ângulo do rotor desloca-se entre a posição não alinhada e a posição alinhada as curvas de magnetização referentes a cada posição vão aos poucos perdendo sua característica linear, até atingir o máximo de saturação na posição alinhada.

Há dois efeitos distintos de saturação. O primeiro é o efeito de saturação local que ocorre nos extremos dos polos do rotor e do estator quando estes estão parcialmente alinhados, mas que progressivamente dá lugar ao efeito de saturação global na proporção em que os polos se alinham. Conforme o nome indica, o efeito de saturação global afeta o circuito magnético da máquina como um todo [3].

2.5 - INFLUÊNCIA DA SATURAÇÃO NO BALANÇO DE ENERGIA [13]

2.5.1 - RELAÇÕES BÁSICAS E CONSIDERAÇÕES

A forma de onda da corrente nos enrolamentos do MRC, varia com o torque e com a velocidade, mas há um caso especial (como mostra a figura 2.5), em que a forma de onda da corrente é limitada a um certo valor, dando origem a uma forma de onda cujo topo é plano. Se $di/dt = 0$ entre A e C, a força contraeletromotriz neste intervalo deve ser igual à tensão V aplicada pela fonte (sendo a queda de tensão na resistência desprezada).

Tomando como base o ciclo de conversão de energia da figura 2.6, no qual a trajetória correspondente a figura 2.5 é mostrada em linha cheia, a área hachurada OACEO representa a energia W . Os pontos O, A, C, ... correspondem aos da figura 2.5.

A área W pode ser calculada a partir da figura 2.5 em termos das indutâncias, da corrente de pico, e da tensão aplicada V . As considerações seguintes são relativas à estrutura do diagrama:

1) A mínima indutância L_u ocorre na posição não alinhada do rotor e é constante.

2) A curva de magnetização para a posição alinhada do rotor é linear até o ponto D, com indutância L_a^u . Depois, a curva de magnetização segue com inclinação L_u , e com o segmento DB paralelo ao segmento OA, separados pelo valor fixado de fluxo concatenado φ_s . A indutância saturada na posição alinhada é L_a^s , e é função da corrente i .

O fator de indutância saturada para a posição alinhada é definido por:

$$\sigma = \frac{L_a^s}{L_a^u} \quad (2.9)$$

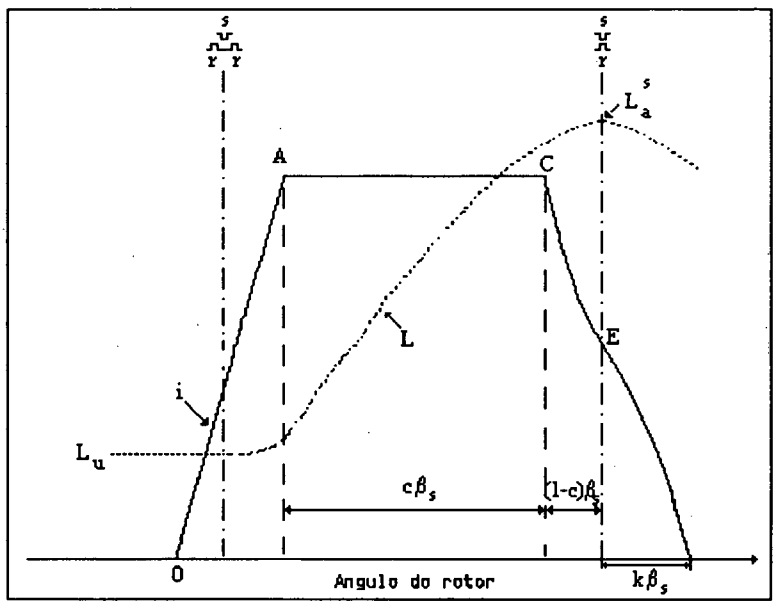


Fig.2.5 - Forma de onda da corrente de topo plano do MRC, sobreposta a forma de onda da indutância L.

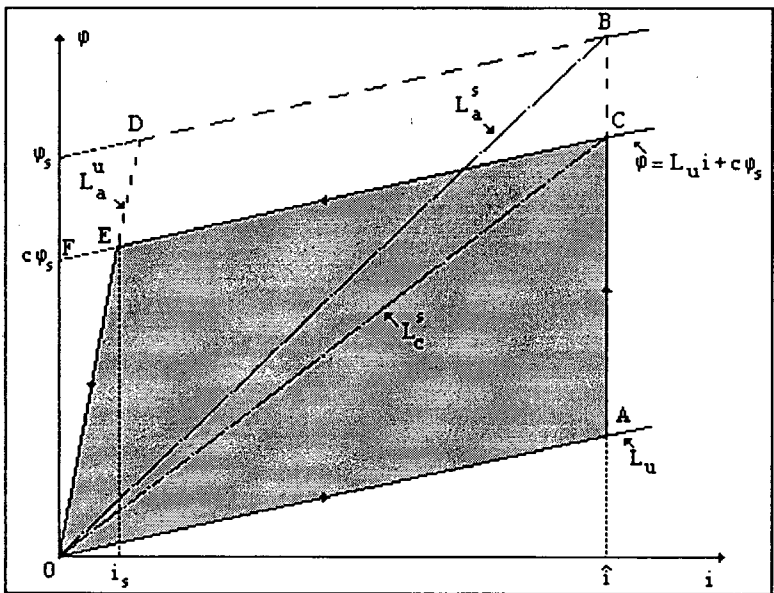


Fig.2.6 - Ciclo de conversão de energia. A área sombreada representa a energia convertida em trabalho mecânico.

A razão de indutância não-saturada é definida por:

$$\lambda_u = \frac{L^u}{L_u} \tag{2.10}$$

Observe que $\lambda_u > 1$ e $\sigma < 1$.

3) A trajetória do ponto de operação chega ao fim do intervalo de corrente constante, no ponto de comutação C, de forma que:

$$AC = c \cdot AB = c\varphi_s \quad (2.11)$$

onde $c < 1$. Note que AC representa a variação de fluxo concatenado entre A e C, que é igual a integral temporal da tensão entre estes pontos. Após a comutação, o ponto de operação move-se ao longo de CE, assumido paralelo a AO, e então ao longo de EO quando o inversor força o fluxo a cair, ou seja, considera-se que o inversor aplique tensão $-V$ ao enrolamento entre C e O.

As condições da figura 2.6 correspondem a comutação adiantada, isto é, com $c < 1$. A comutação é feita antes que o rotor chegue a posição alinhada, no ponto B, por isso o termo adiantado. É essencial que a fase seja desenergizada antes do ponto B, porque de outra forma, torque negativo será gerado. A posição alinhada é primeiramente alcançada no ponto E, e embora o fluxo concatenado ainda seja muito alto, a energia armazenada no campo magnético (que é igual a área a esquerda da curva de magnetização) será bem menor que em C, desde que L_a'' seja grande. O torque negativo gerado entre E e O é portanto pequeno, permitindo que esta seção da trajetória seja aproximada por uma linha reta. É importante notar que a comutação adiantada exclui da conversão a energia representada pela área CBDE, que é tipicamente da ordem de 30% da máxima área OABDO teoricamente disponível e deve ser considerada em qualquer procedimento de projeto.

A área trapezoidal OACEO na figura 2.6 é utilizável para análise, mas ela é artificial e estritamente não física. A justificativa de seu uso, é que ela é uma aproximação razoavelmente boa das trajetórias observadas em laboratório para correntes de topo plano, e dá resultados suficientemente precisos que fazem dela uma fonte confiável para compreensão física e um bom veículo para análise de tendências.

2.5.2 - EQUAÇÃO FUNDAMENTAL DE CONVERSÃO DE ENERGIA DO MRC

Da referência 13, temos que ao longo de AC:

$$c\varphi_s = V \frac{\theta_{AC}}{\omega} \quad (2.12)$$

onde θ_{AC} é a rotação angular do rotor quando o ponto de operação se move entre A e C. A análise torna-se mais simples se assumirmos que

$$\theta_{AC} = c\beta_s \quad (2.13)$$

onde β_s é o arco polar do estator. Isto equivale a dizer que a variação da indutância na fase em questão é restrita a rotação angular de β_s , o que é aproximadamente verdadeiro. Assim,

$$c\varphi_s = cV \frac{\beta_s}{\omega} \quad (2.14)$$

o que significa que o fluxo varia linearmente com a posição do rotor se a corrente na fase é constante. Embora isto represente um suposição ruim, isto é de fato uma condição para a existência de uma forma de onda de corrente de topo plano a velocidade constante. Isto significa que a presente análise é somente válida para formas de onda de corrente de topo plano.

A conversão de energia W pode ser agora deduzida como

$$W = OACEO = OACF - OEF \quad (2.15)$$

$$= c\varphi_s i - 1/2 c\varphi_s i_s = c\varphi_s (i - 1/2 i_s) \quad (2.16)$$

Da referência 13, temos que:

$$i_s = ic \frac{\lambda_u - 1}{\lambda_u \sigma - 1} = i \frac{c}{s} \quad (2.17)$$

onde

$$s = \frac{\lambda_u - 1}{\lambda_u \sigma - 1} \quad (2.18)$$

Substituindo 2.14 e 2.17 na expressão de W , temos

$$W = V \frac{\beta_s}{\omega} ci \left[1 - \frac{1}{2} \frac{c}{s} \right] \quad (2.19)$$

A potência eletromagnética média é portanto

$$P = Vi \frac{\beta_s q N_r}{4\pi} c \left[2 - \frac{c}{s} \right] = Vi \frac{\beta_s q N_r}{4\pi} Q \quad (2.20)$$

Esta é a equação fundamental de conversão de energia para o MRC, na qual V é a tensão da fonte CC e i é o pico da corrente de topo plano na velocidade ω . Isto permite estimar a potência aparente do conversor utilizado e comparar com outros motores.

No caso especial de um motor não saturável, temos $\sigma = 1$ e

$$W = V \frac{\beta_s}{\omega} i c \left[1 - \frac{c}{2} \right] \quad (2.21)$$

E se também $c=1$, temos

$$W = \frac{1}{2} V \frac{\beta_s}{\omega} i \quad (2.22)$$

A quantidade $V\beta_s i/\omega$ corresponde a energia fornecida pelo conversor ao longo de AC quando o motor move-se da posição de mínima indutância para a posição alinhada, percorrendo um ângulo β_s num tempo β_s/ω . Sendo que $V\beta_s/\omega$ é a variação de fluxo concatenado durante este intervalo.

A razão de energia de um sistema que não satura é determinada como segue:

$$W = \frac{1}{2} V \frac{\beta_s}{\omega} i = \frac{1}{2} (L_a^u - L_u) i^2 \quad (2.23)$$

$$R = \frac{1}{2} L_a^u i^2 \quad (2.24)$$

$$E = \frac{W}{W+R} = \frac{\lambda_u - 1}{2\lambda_u - 1} \quad (2.25)$$

Portanto a razão de energia aumenta com λ_u , mas nunca excede 0.5 num motor que não satura. Com base nos valores de $W = 0.76J$ e $R = 0.82J$ obtidos numericamente na figura 2.5(a), temos $E=0.48$. O que esta de acordo com a expressão analítica.

2.5.3 - RAZÃO DE ENERGIA DE UM MOTOR SATURÁVEL

As figuras 2.5(a) e 2.5(b) mostram os ciclos de conversão de energia para dois MRCs, com as seguintes características:

- 1) Dimensões e enrolamentos iguais.
- 2) Valores de W e λ_u iguais.

3) O motor que corresponde ao ciclo da figura 2.5(a) é construído com um material que possui permeabilidade constante, e que portanto não satura. Já o outro, que corresponde ao ciclo da figura 2.5(b) é construído com ferro real, e portanto satura.

4) Em ambos os casos a corrente é estabelecida instantaneamente na posição de mínima indutância, e permanece constante até a posição alinhada, quando é removida instantaneamente.

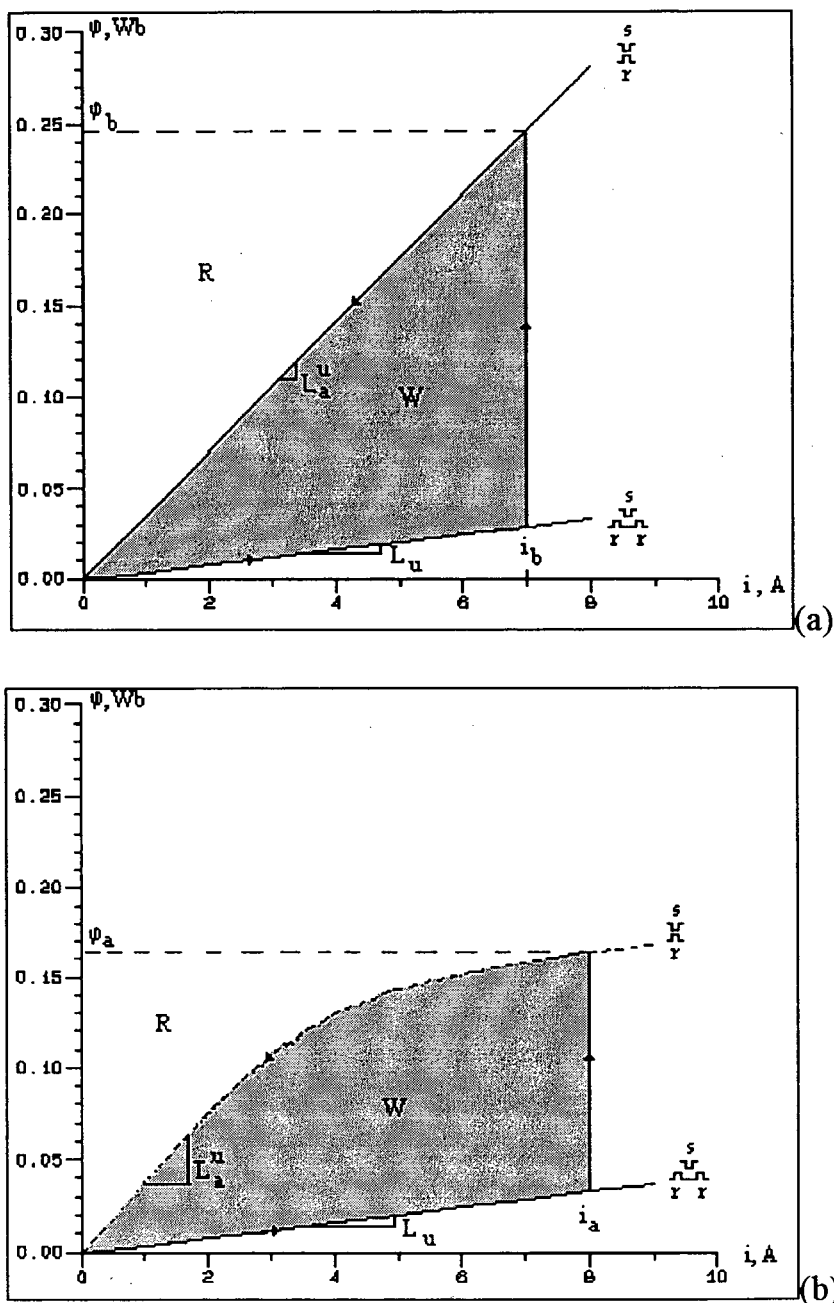


Fig.2.5 - Ciclo de Conversão de Energia. (a) Motor não saturável. (b) Motor saturável.

Note que no caso do motor saturável, o valor máximo de fluxo concatenado é limitado a um valor menor ($\varphi_a < \varphi_b$), então (de acordo com a equação 2.14 para uma mesma velocidade ω) a tensão da fonte V deve ser reduzida comparada ao motor não saturável. Em outras palavras, o motor saturável não aceita um impulso de tensão tão alto como o motor não saturável. Assim de acordo com a equação 2.19, para a mesma conversão de energia W a máxima corrente i deve ser agora maior.

A razão entre as correntes máximas dos dois motores é :

$$\frac{i_a}{i_b} = \frac{s}{\sqrt{2s-1}} \quad (2.26)$$

O subscrito a na equação 2.26 refere-se ao motor saturável e o subscrito b refere-se ao motor não saturável. Assim, com fator de saturação de $\sigma = 0.58$ e $\lambda_u = 8.5$, temos $i_a/i_b = 1.14$; isto é, maior que a do motor não saturável. Entretanto, a tensão necessária é menor, de um fator maior. Como pode ser comprovado pela equação 2.27.

$$\frac{V_a}{V_b} = \frac{1}{\sqrt{2s-1}} \quad (2.27)$$

Temos $V_a/V_b = 0.59$, isto é, o motor saturável necessita que a tensão da fonte seja somente 59% da necessária para alimentar um motor não saturável. O produto $V.i$ do conversor, $1.14 \times 0.59 = 0.67$, isto é, a potência aparente requerida, é somente 67 % do valor exigido para um motor não saturável, para o mesmo torque e velocidade. Como pode ser comprovado pela equação 2.28.

$$r = \frac{(V.i)_a}{(V.i)_b} = \frac{s}{2s-1} \quad (2.28)$$

Naturalmente o motor saturável pode ser rebobinado com $1/0.59=1.69$ espiras a mais, de modo que ele aceitaria a mesma fonte CC do motor não saturável, com os mesmos ângulos de chaveamento. Para o mesmo torque, sua corrente de pico será somente 67% da absorvida pelo motor não saturável.

Outro fato que pode ser comprovado via cálculo de campo é o crescimento da razão de energia com o aumento da saturação. A tabela abaixo mostra para um mesmo motor saturável, valores de razão de energia obtidos para diferentes fatores de saturação:

σ	E
0.92	0.533
0.81	0.559
0.72	0.609
0.63	0.622
0.57	0.656

Tab. 1 - Valores de razão de energia obtidos para diferentes valores de fator de saturação

Portanto a saturação aumenta a razão de energia, e por sua vez diminui a energia convertida em trabalho mecânico por unidade de volume, pois quanto maior o valor de E maior é a circulação de energia, com o conseqüente aumento das perdas. Porém isto é compensado pela redução da potência aparente requerida pelo conversor, assim com base neste ponto de vista a saturação é desejável até o ponto em que as perdas no ferro não sejam excessivas e reduzam a densidade de potência [1].

A saturação, desta forma, leva geralmente a um inversor menor mas a um motor maior.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM

3.1 - INTRODUÇÃO

Como foi visto anteriormente tanto o rotor como o estator do MRC não possuem superfícies cilíndricas planas no entreferro, mas ambos os membros possuem polos salientes. Devido a esta característica, não há um regime permanente puro. O regime permanente é uma série de transitórios nos quais os parâmetros indutivos do circuito dos enrolamentos são funções que variam tanto com a posição quanto com a corrente. A variação com a corrente está associada com a intensa saturação dos polos parcialmente alinhados. Estas características fazem com que a obtenção das grandezas do MRC necessitem de simulação.

3.2 - MODELAGEM DO CIRCUITO CONVERSOR

Independentemente das formas de operação do circuito conversor (vistas no capítulo 1). Os estados dos transistores de potência podem ser resumidos na tabela verdade abaixo.

Estado	Q1	Q2	D1	D2	V
A	1	1	0	0	V
B	1	0	0	1	0
C	0	1	1	0	0
D	0	0	1	1	-V

Tab.2 - Tabela verdade dos estados dos transistores

No estado A (ambos os transistores conduzem), a equação da tensão para uma fase é:

$$V - 2v_q - 2r_q \cdot i = \omega \frac{d\phi}{d\theta} + R \cdot i \quad (3.1)$$

onde v_q é a queda de tensão em cada transistor, r_q é a resistência de cada transistor, R é a resistência do enrolamento de uma fase, i é a corrente na fase e φ é o fluxo concatenado. Os parâmetros v_q e r_q permitem a modelagem da maioria das chaves de potência (IGBT's, MOSFET's e transistores bipolares principalmente). Considerando desprezível a queda de tensão nos transistores, temos:

$$V = \omega \frac{d\varphi}{d\theta} + R.i \quad (3.2)$$

No estado D temos:

$$-V + 2v_d = \omega \frac{d\varphi}{d\theta} + R.i \quad (3.3)$$

onde v_d é a queda de tensão direta em cada diodo. Considerando desprezível a queda nos diodos, a equação torna-se:

$$-V = \omega \frac{d\varphi}{d\theta} + R.i \quad (3.4)$$

E nos estados B e C, temos:

$$0 = \omega \frac{d\varphi}{d\theta} + R.i \quad (3.5)$$

3.3 - MODELAGEM DO CIRCUITO MAGNÉTICO PELO MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS BIDIMENSIONAL

O campo magnético no interior do motor é determinado pelo cálculo do potencial vetor magnético A . O que satisfaz a equação de Poisson [24]:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J \quad (3.6)$$

num sistema cartesiano bidimensional onde μ é a permeabilidade magnética e J é o vetor densidade de corrente. A partir das condições de fronteira conhecidas, uma técnica de interpolação é usada para resolver o vetor potencial nodal. Isto envolve a minimização do funcional da energia

$$F = \int_{R_e} \left[\int_0^B H \cdot dB - \int_0^A J \cdot dA \right] dR_e \quad (3.7)$$

onde H é a intensidade do campo magnético, B é a densidade de fluxo magnético e R_e é a região de integração. O valor de B dentro de cada elemento é obtido a partir da relação

$$B = \text{Rot}A \quad (3.8)$$

A região em estudo é subdividida em triângulos, tomando-se cuidado para que os lados dos triângulos coincidam com as fronteiras dos materiais. No caso do MRC existe uma situação de anti-periodicidade, como mostra a figura 3.1, portanto o domínio mínimo de estudo é 180° de máquina. No restante da máquina é imposta a condição de contorno de Dirichlet ($A=0$) como mostra a figura 3.2.

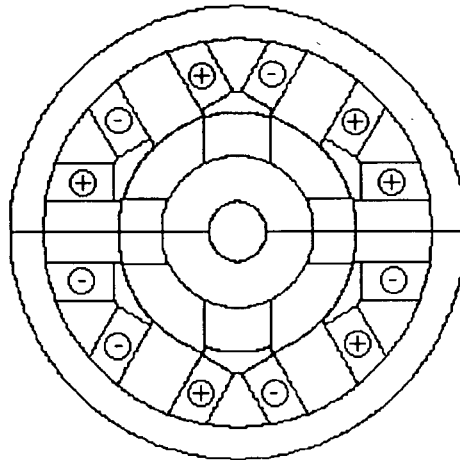


Fig.3.1 - Sentido das Correntes nos enrolamentos

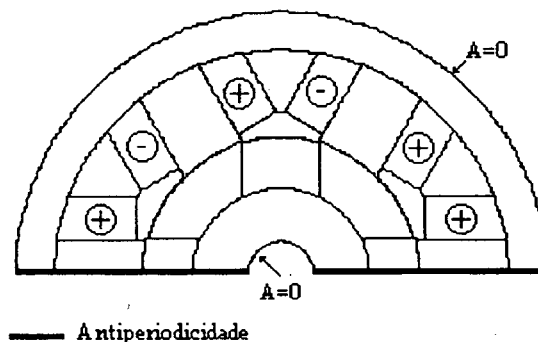


Fig.3.2 - Condições de Contorno

A figura 3.4 mostra a malha de elementos finitos, e a figura 3.5 mostra as linhas de fluxo para a posição em que o ângulo do rotor é igual a 60° , com a fase 3 excitada.

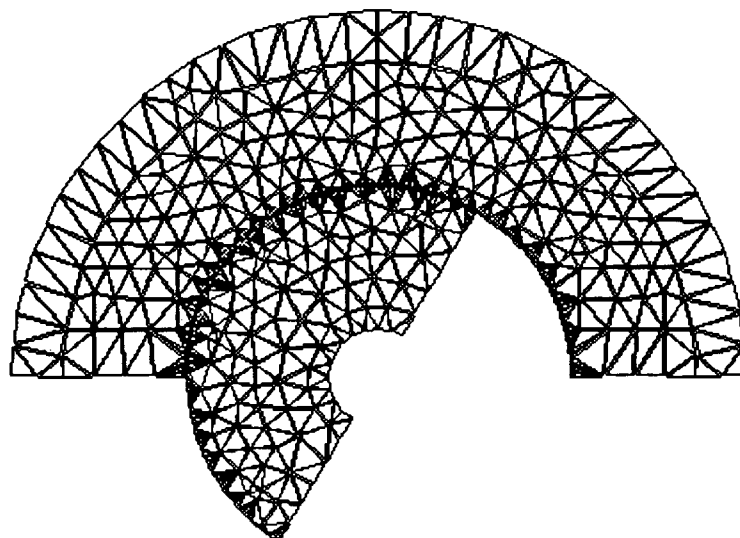


Fig.3.4 - Malha de Elementos Finitos

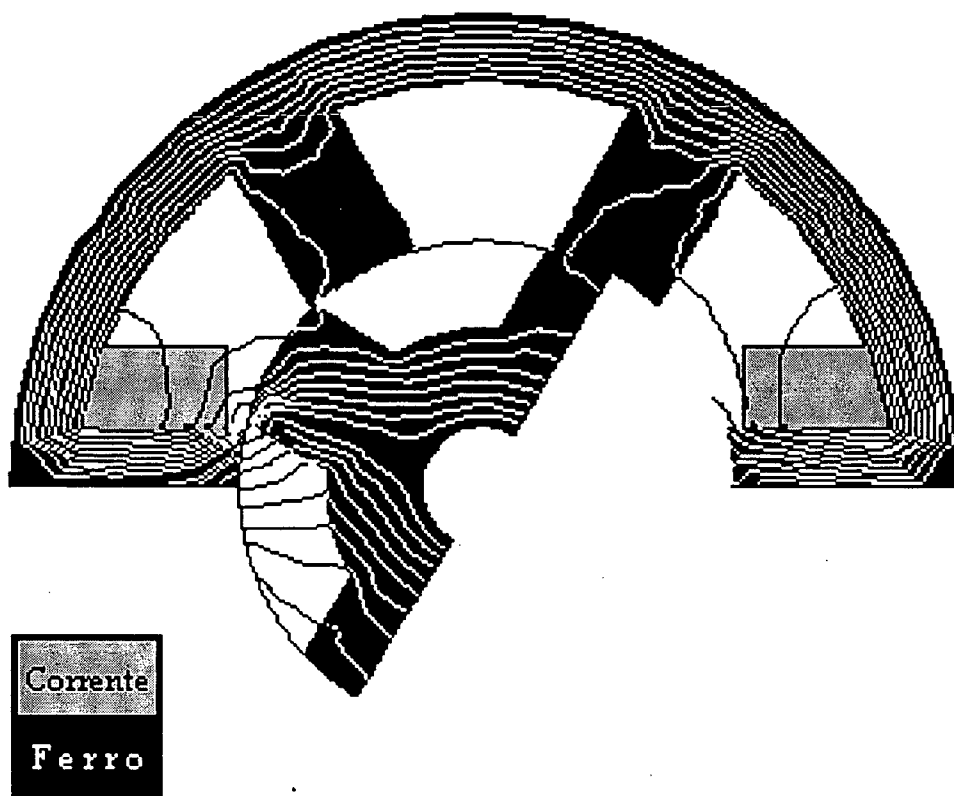


Fig.3.5 - Fluxo Magnético

3.4 - MODELAGEM DO ACOPLAMENTO MÁQUINA-CONVERSOR

Neste trabalho são utilizados duas técnicas de modelagem do motor de relutância chaveado (MRC). Uma das técnicas utiliza elementos finitos para resolução simultânea das equações de campo com o circuito conversor (acoplamento forte) e a outra utiliza um modelo baseado em circuitos elétricos que descreve o conversor, no qual os parâmetros magnéticos da máquina são obtidos por elementos finitos (acoplamento fraco). Ambas as técnicas permitem acoplar conversor e motor, mas somente a técnica de acoplamento forte permite a resolução simultânea do circuito magnético com o circuito conversor.

3.4.1 - MODELAGEM DO CONJUNTO CONVERSOR-MOTOR PELA TÉCNICA DE ACOPLAMENTO FORTE

Nesta técnica a interação entre os circuitos magnético e elétrico é levada em conta pela adição das equações do circuito externo à matriz de elementos finitos [4].

O campo magnético na máquina é descrito pela equação (3.6). A densidade de corrente \mathbf{J} nos enrolamentos da máquina é geralmente desconhecida, mas pode ser relacionada à tensão nos enrolamentos $v(t)$ por meio das equações do circuito elétrico:

$$v(t) = \mathbf{R}i(t) + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}(t)}{dt} + \frac{dN\phi(t)}{dt} \quad (3.9)$$

onde $v(t)$ é o vetor da tensão, \mathbf{R} é a matriz das resistências CC dos enrolamentos, \mathbf{L} é a matriz que contém as indutâncias de cabeças de bobinas, $N\phi(t)$ é a matriz de enlace de fluxo e $i(t)$ é o vetor corrente no enrolamento. O fluxo magnético $\phi(t)$ é relacionado ao vetor potencial magnético $\mathbf{A}(t)$.

A equação (3.6) é discretizada por meio do método de elementos finitos bidimensional (item 3.3), e as derivadas no tempo das equações (3.6) e (3.9) são discretizadas com o algoritmo β [7]. Um grande sistema matricial de equações (3.10) é então obtido. Sendo \mathbf{M} e \mathbf{N} são as respectivas matrizes, permeabilidade magnética e condutividade elétrica. \mathbf{P} e \mathbf{Q} são as matrizes que relacionam as equações do campo e as equações do circuito elétrico. \mathbf{V} é o termo da fonte relacionado a tensão aplicada. $\Delta(t)$ é o passo de cálculo, λ é um fator que depende da configuração dos enrolamentos (série ou paralelo). O sistema inteiro é resolvido passo a passo com respeito ao tempo, e as incógnitas $\mathbf{A}(t)$ e $i(t)$ podem ser calculadas.

$$\begin{aligned}
 & \left| \frac{\beta \mathbf{M}(t) + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{N}}{\frac{1}{\Delta t} \lambda \mathbf{Q}} \right| - \frac{-\beta \mathbf{P}}{\beta \mathbf{R} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{L}} \left| \frac{\mathbf{A}(t)}{\mathbf{i}(t)} \right| = \\
 & = \left| \frac{(\beta - 1) \mathbf{M}(t - \Delta t) + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{N}}{\frac{1}{\Delta t} \lambda \mathbf{Q}} \right| - \frac{(1 - \beta) \mathbf{P}}{(\beta - 1) \mathbf{R} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{L}} \left| \frac{\mathbf{A}(t - \Delta t)}{\mathbf{i}(t - \Delta t)} \right| + \\
 & \left| \frac{\mathbf{D}}{-\beta \mathbf{C}_v(t)} \right| + \left| \frac{\mathbf{O}}{(\beta - 1) \mathbf{C}_v(t - \Delta t)} \right| \tag{3.10}
 \end{aligned}$$

O movimento do rotor é levado em conta por meio da técnica de Banda de Movimento [29]. Esta técnica permite uma rotação qualquer independente do passo de discretização, desde que a deformação dos elementos situados dentro da banda seja tolerada.

A utilização de elementos triangulares dentro do entreferro pode levar a imprecisões no cálculo de certas grandezas, como por exemplo, o torque em função da rotação [8]. De forma a obter uma melhor precisão, elementos quadriláteros são utilizados conforme figura 3.6.

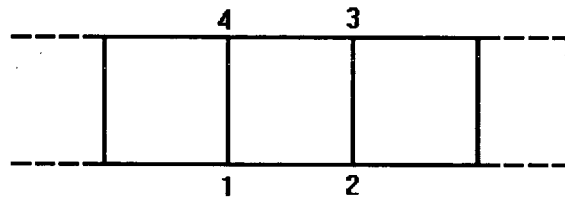


Fig.3.6 - Elementos quadriláteros.

Cada um destes elementos quadriláteros pode ser obtido a partir de elementos triangulares conforme figura 3.7.

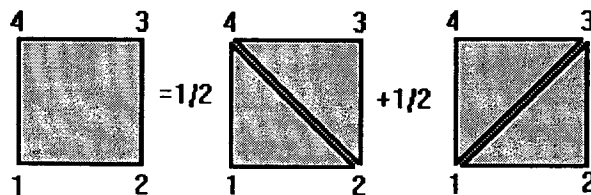


Fig. 3.7 - Decomposição do elemento quadrilátero.

Estes elementos vão se deformando a medida que o rotor se movimenta até o ponto em que uma permutação dos nós destes elementos é efetuada para evitar elementos excessivamente distorcidos conforme figura 3.8.

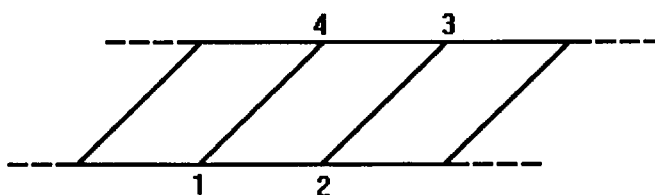


Fig.3.8 - Deformação dos elementos da banda de movimento.

Esta operação é acompanhada por uma realocação das condições de contorno do tipo (anti)periódicas, de maneira que não existe aumento no número de incógnitas do problema. No entanto a matriz M precisa ser recalculada a cada nova posição. A figura 3.9 mostra a região do entreferro com a Banda de Movimento em destaque, sendo esta região a única que será remalhada durante o movimento do rotor.

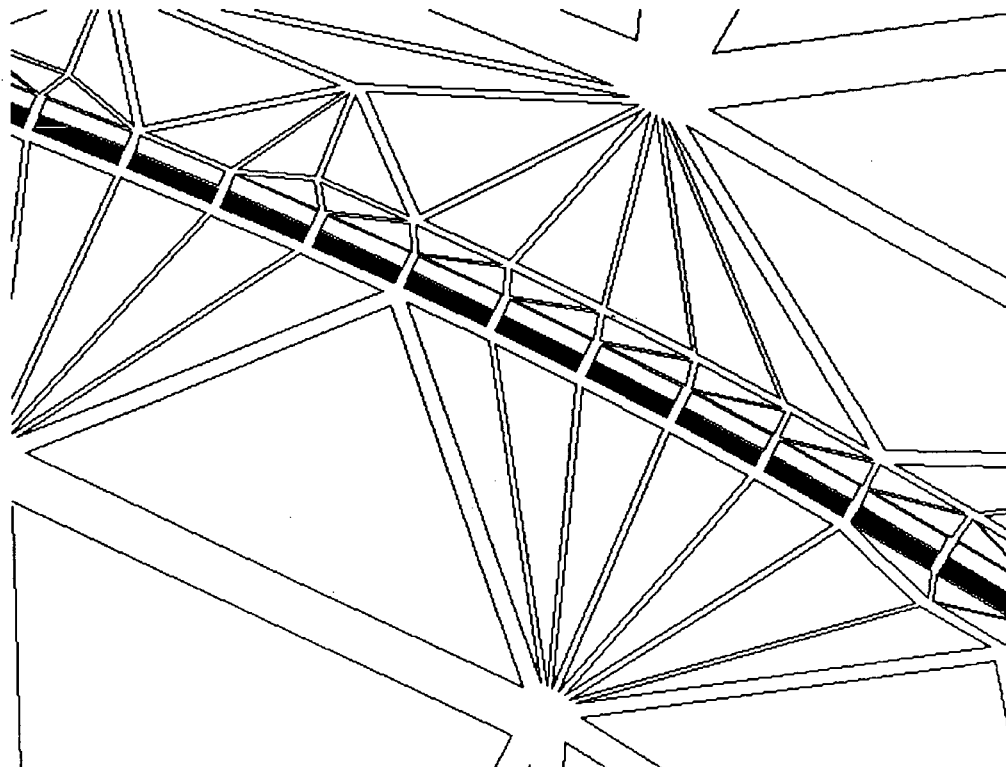


Fig.3.9 - Malha na região do entreferro com a região da banda de movimento em escuro.

Exemplos dos resultados obtidos com este método são mostrados nas figuras 3.10(a) e 3.10(b).

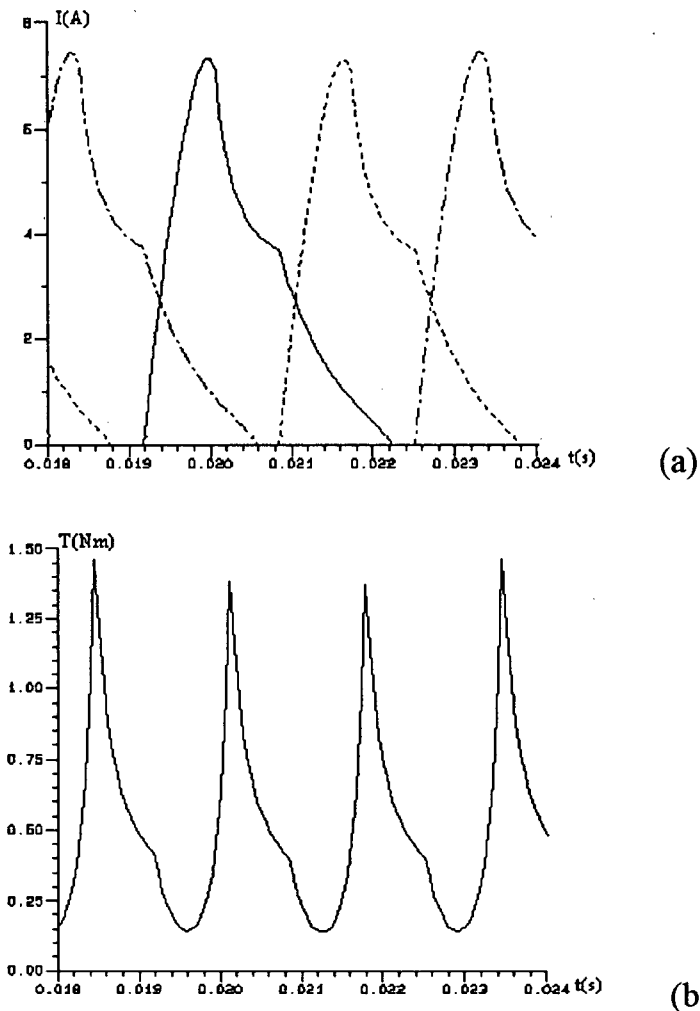


Fig.3.10 - Exemplos de resultados obtidos com o método.(a) Corrente nas fases.(b) Torque Resultante

Nos estudos envolvendo transitórios eletro-mecânicos, precisa-se incorporar no processo de cálculo a equação relacionando os torques eletromagnético e o torque mecânico.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [T_e - B\omega - T_l] \quad (3.11)$$

com :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (3.12)$$

onde T_e é o torque eletromagnético calculado pelo Tensor de Maxwell.

Nas equações acima ω é a velocidade, θ é o ângulo de rotação, B é um coeficiente de atrito, T_L é o torque de carga e J é a inércia do rotor.

Na figura 3.11, a curva de velocidade versus tempo, mostra os valores instantâneos de velocidade do MRC do momento da partida até o regime permanente.

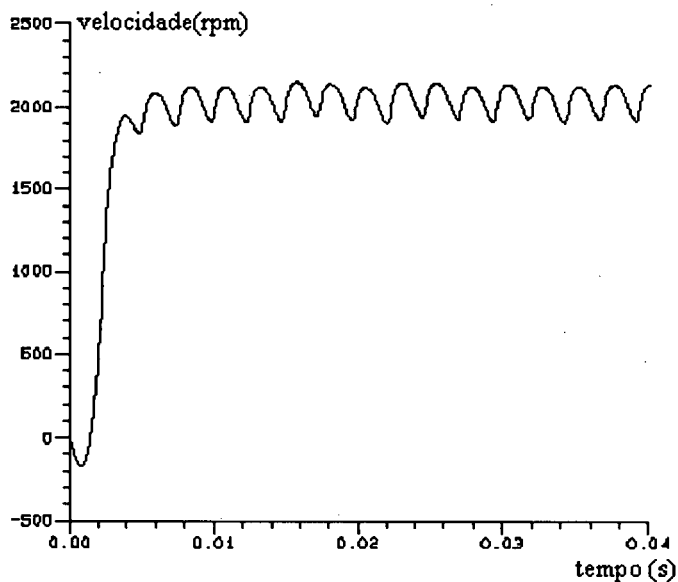


Fig.3.11 - Curva dos valores instantâneos de velocidade do momento da partida até o regime permanente.

Nas figuras 3.12 e 3.13 temos as respectivas curvas de corrente e torque.

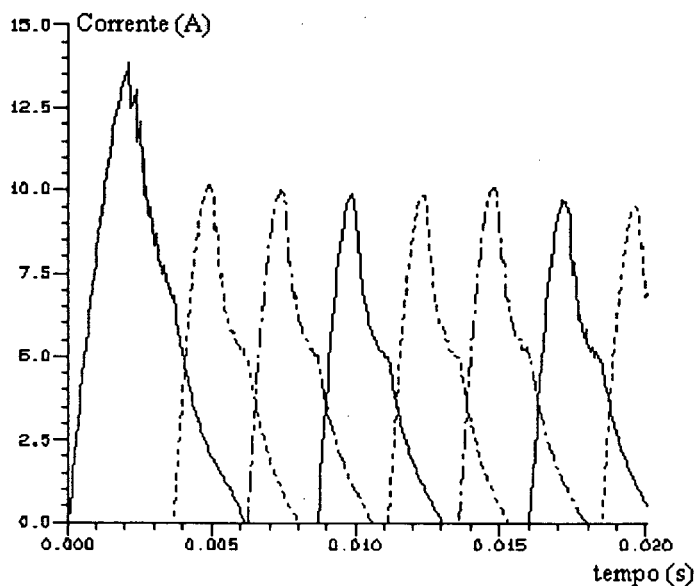


Fig.3.12 - Curva de corrente

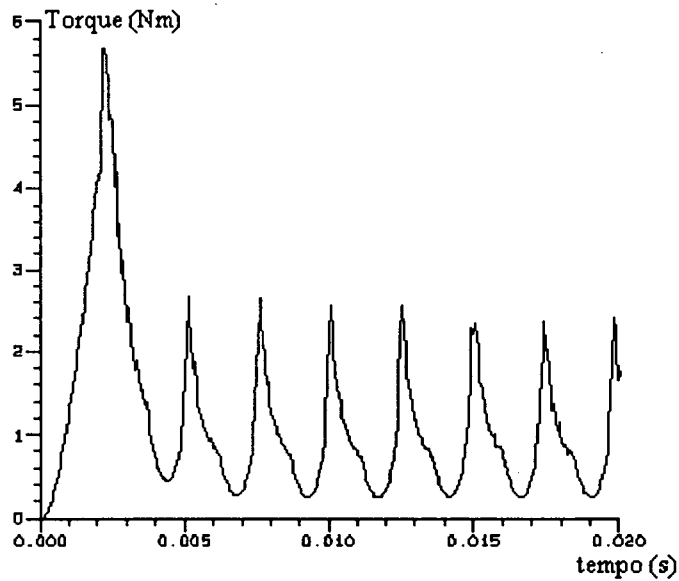


Fig.3.13 - Curva de torque

3.4.2 - MODELAGEM DO CONJUNTO CONVERSOR-MOTOR PELA TÉCNICA DE ACOPLAMENTO FRACO

Esta técnica utiliza um sistema de equações diferenciais de 1ª ordem para representar o conjunto conversor-motor [27].

A equação diferencial que descreve o circuito conversor é:

$$\pm V = Ri + \frac{d\varphi(\theta, i)}{dt} \quad (3.13)$$

As equações mecânicas são:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \{T(\theta, i) - T_L\} \quad (3.14)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (3.15)$$

Sendo que os valores de $\varphi(\theta, i)$, que descrevem o comportamento magnético do motor, são obtidos por meio do método de elementos finitos bidimensional. Originando as curvas da figura 3.14.

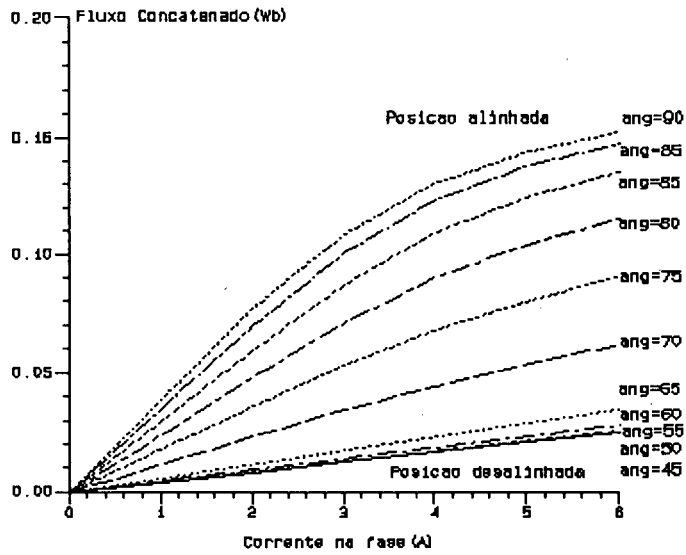


Fig.3.14 - Curvas de Magnetização

O sistema de equações é então resolvido por meio de integração numérica. No final de cada passo de integração, θ e φ são ambos conhecidos e a corrente i pode ser determinada via interpolação (utilizando a segunda fórmula de Interpolação de Newton [6]) a partir da curva de magnetização para cada ângulo do rotor. A ordem de dependência é: tensão \rightarrow fluxo concatenado \rightarrow corrente. O torque instantâneo $T(\theta, i)$ é determinado pela diferencial parcial da coenergia com corrente constante (equação 1.1), conforme o esquema da figura 3.15, o método numérico de diferenciação utiliza as fórmulas de derivação aproximada com base na fórmula de Stirling, [6]. Uma idéia aproximada do torque instantâneo total é obtida a partir da soma dos torques de cada fase, deslocados do ângulo de passo, como mostra a figura 3.16. Exemplos dos resultados obtidos com este método são mostrados na figura 3.17.

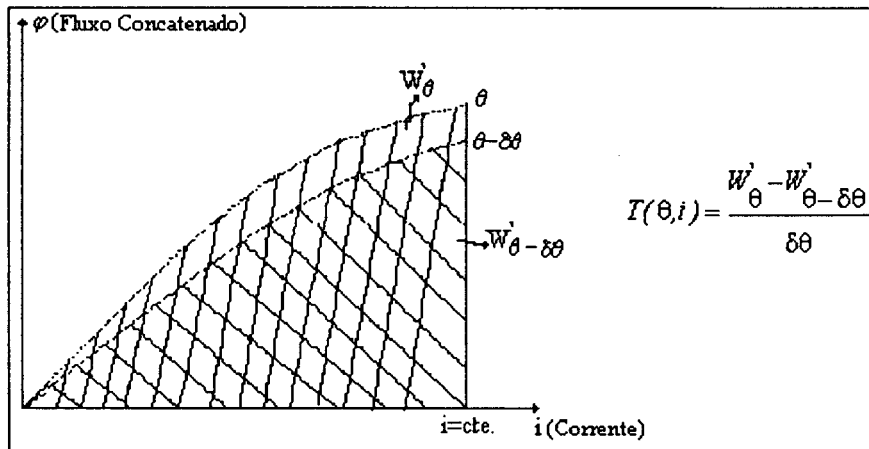


Fig.3.15 - Obtenção do torque instântaneo pela diferencial parcial da coenergia.

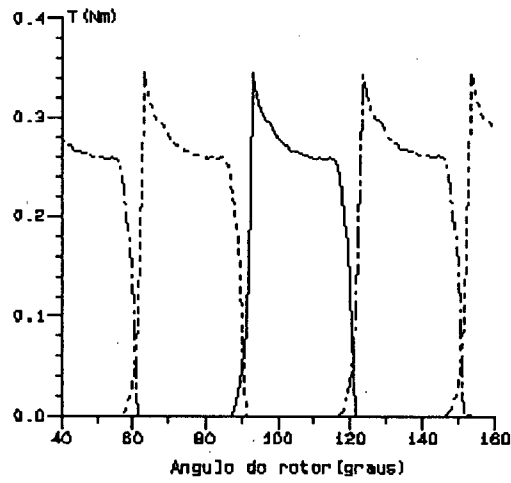
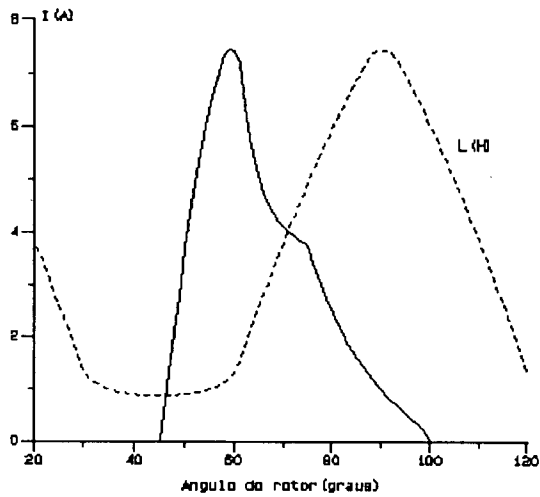
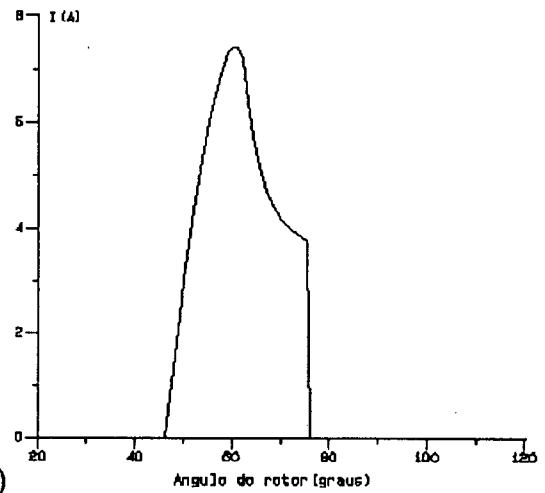


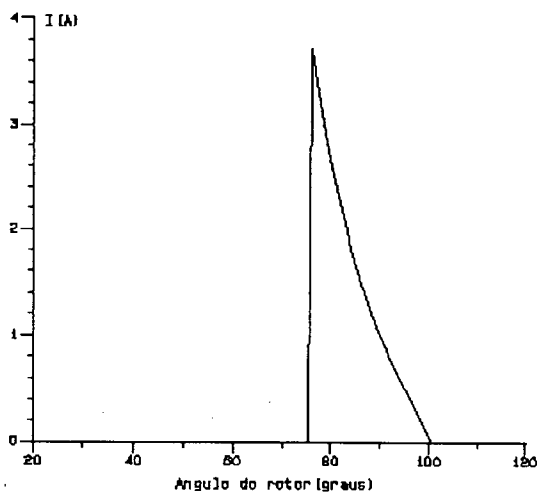
Fig.3.16 - Torque instantâneo total versus posição.



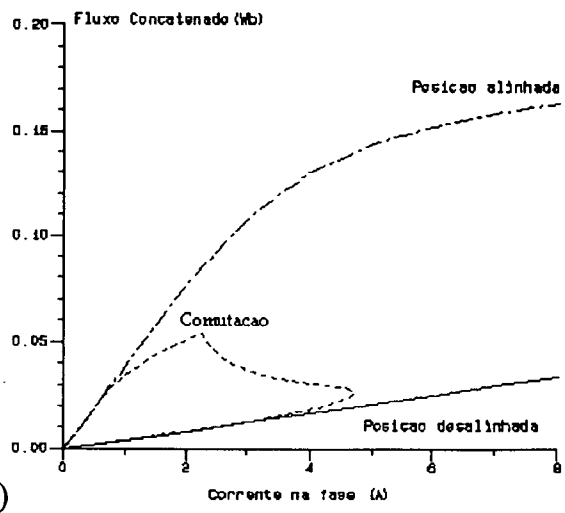
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig 3.17 - Exemplos de resultados obtidos.(a) Corrente na fase 3.(b) Corrente nos transistores.(c) Corrente nos diodos.(d) Loop de Conversão de Energia

3.4.3 - COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS

As curvas comparativas das correntes obtidas com as duas técnicas são mostradas nas figuras 3.18(a) e 3.18(b), para os casos linear e saturado, respectivamente.

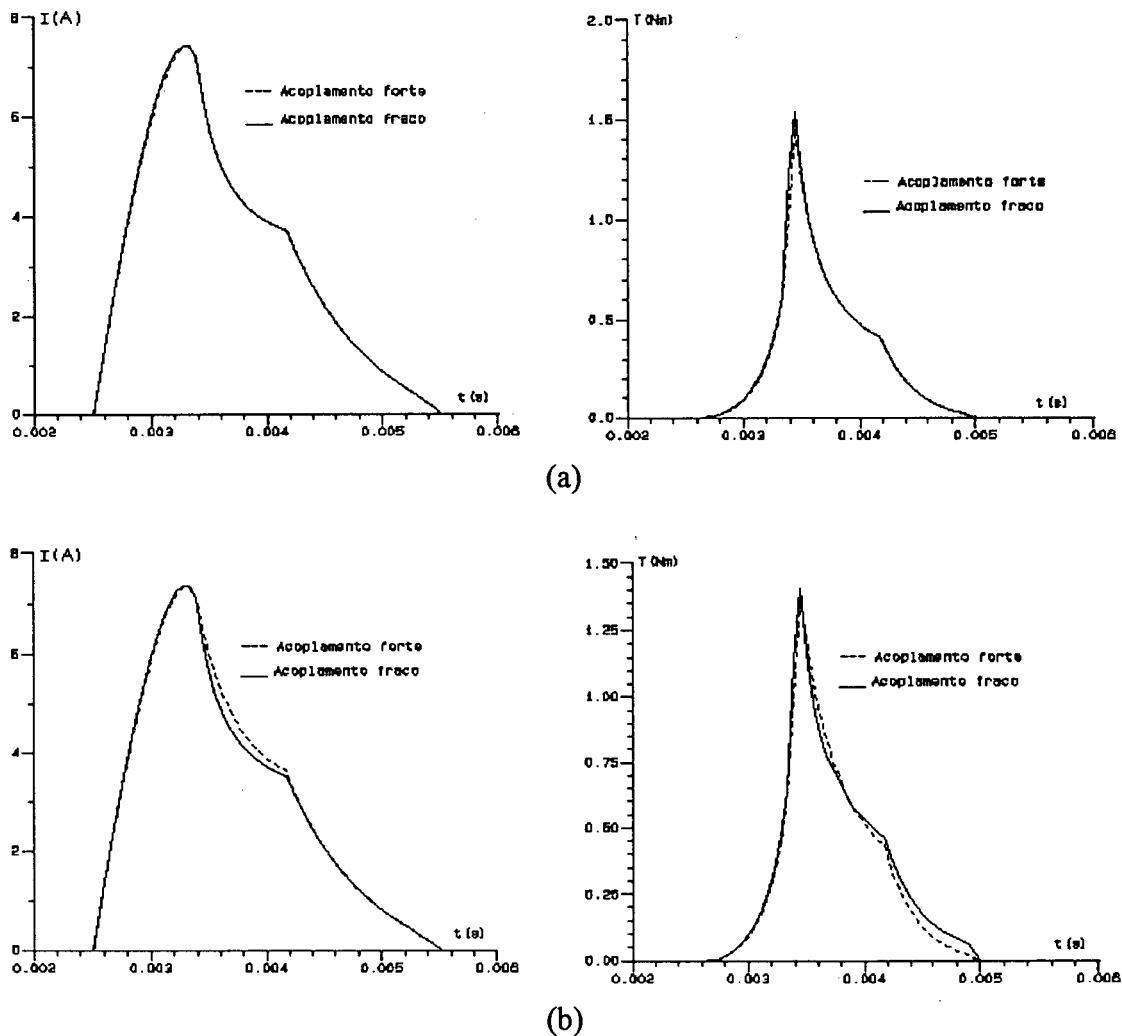


Fig.3.18 - Comparação dos resultados.(a) Corrente e Torque para o caso linear.(b) Corrente e Torque para o caso Saturado

3.5 - CONCLUSÃO

Ambas as técnicas se constituem em ferramentas de análise poderosas e complementares.

A técnica de acoplamento forte é interessante pois dispensa a etapa intermediária de determinação das curvas $\varphi(\theta, i)$. Permite ainda o estudo de estruturas de máquina que

tenham partes não laminadas. É mais apropriada para o estudo de transitórios do que a técnica de acoplamento fraco. A desvantagem é que é um processo de cálculo longo.

A técnica de acoplamento fraco, possui a vantagem de ser rápida na análise do desempenho da máquina. Seu inconveniente é que necessita-se refazer vários cálculos para a determinação das curvas $\varphi(\theta, i)$, quando deseja-se mudar a estrutura da máquina. Além disso não leva em conta os efeitos da mútua indução entre fases.

CAPÍTULO 4

ANÁLISE

4.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é analisar a variação das curvas de corrente e torque em função da velocidade, módulo da tensão aplicada e ângulos de chaveamento. Bem como obter o ângulo de disparo ótimo na região de torque médio constante e a influência do avanço do disparo para a operação a potência constante. Utilizando as técnicas de modelagem do capítulo 3 teremos condições de analisar como variam as formas de onda de torque e corrente em função dos parâmetros a pouco citados.

4.2 - EFEITOS DA VARIAÇÃO DO ÂNGULO DE DISPARO E DO ÂNGULO DE DESLIGAMENTO SOBRE CORRENTE E TORQUE

O ângulo de disparo θ_{on} têm um efeito bem acentuado sobre o módulo do pulso de corrente e conseqüentemente sobre o torque, como mostram as figuras 4.1 e 4.2.

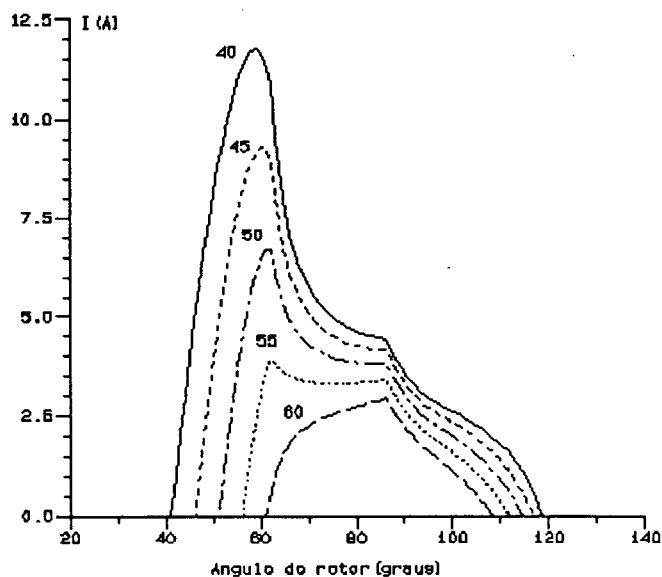


Fig.4.1 - Influência do ângulo de disparo sobre a corrente

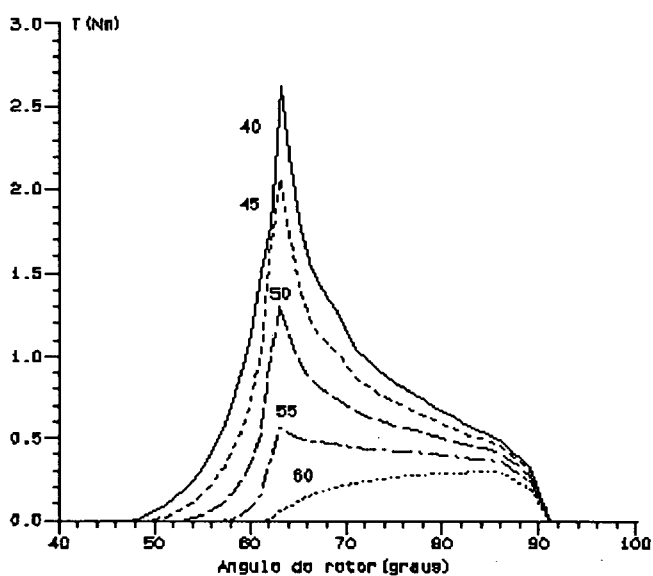


Fig.4.2 - Influência do ângulo de disparo sobre o torque.

O aumento do ângulo de desligamento θ_{off} (atraso do desligamento da fase) expande o período do pulso de corrente e conseqüentemente do pulso de torque, como mostram as figuras 4.3 e 4.4.

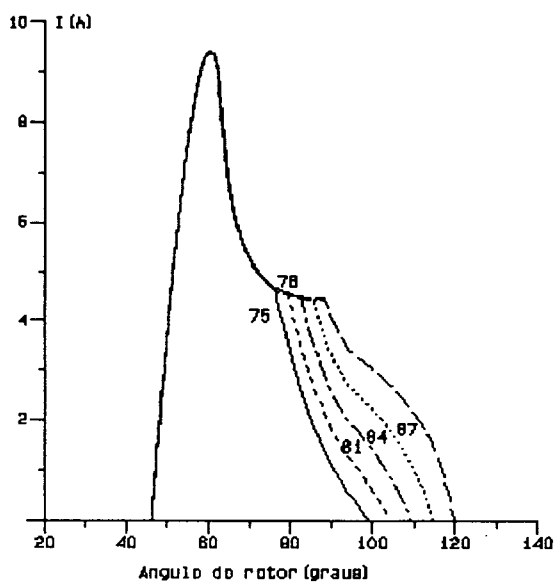


Fig.4.3 - Influência do ângulo de desligamento sobre a corrente

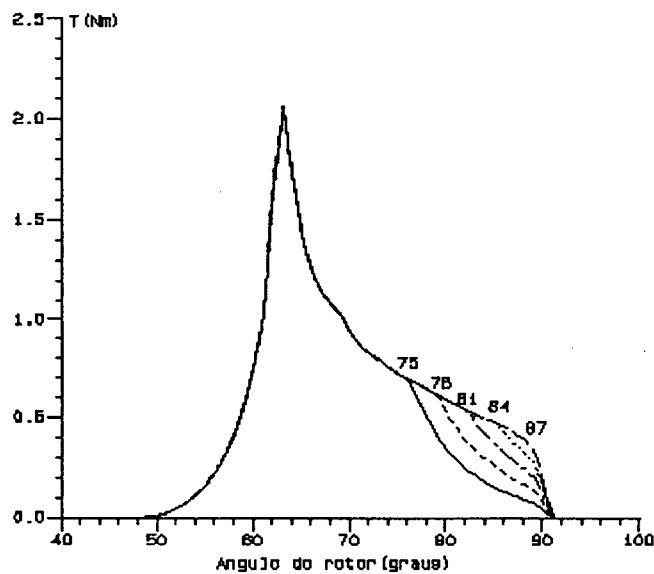


Fig.4.4 - Influência do ângulo de desligamento sobre o torque.

A figura 4.5 mostra duas curvas de torque, a em linha cheia onde $\theta_{\text{off}}=75^\circ$ e a tracejada onde $\theta_{\text{off}}=85^\circ$. Os valores de Torque máximo (T_{max}), Torque mínimo ($T_{\text{mín}}$), Torque médio (T_{med}) e Ripple de Torque (R_p) são mostrados na tabela abaixo. Com base nestes valores conclui-se que o atraso do ângulo de desligamento maximiza o torque médio e minimiza o ripple de torque.

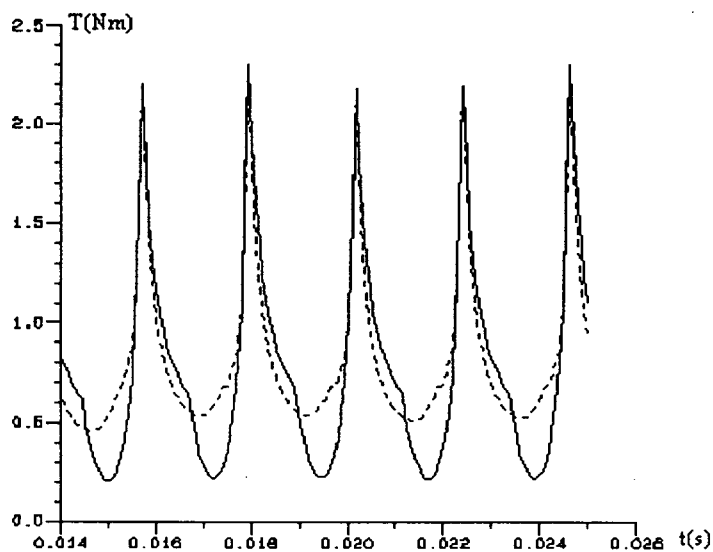


Fig.4.5 - Influência do ângulo de desligamento sobre o torque médio e o ripple de torque.

θ_{on}	θ_{off}	T_{max}	T_{min}	T_{med}	R_p
45	75	2.2	0.2	0.74	200%
45	85	2.2	0.5	0.79	170%

Tab. 3 - Variação do torque com o atraso do desligamento da fase.

4.3 - EFEITO DA VELOCIDADE E DA TENSÃO SOBRE A CORRENTE

A equação 2.1 mostra que para um dada tensão V aplicada e uma pequena resistência R , di/dt , decrescerá conforme a velocidade aumenta. Isto limitará a corrente em altas velocidades. A figura 4.6(a) mostra a influência da velocidade sobre a forma de onda de corrente.

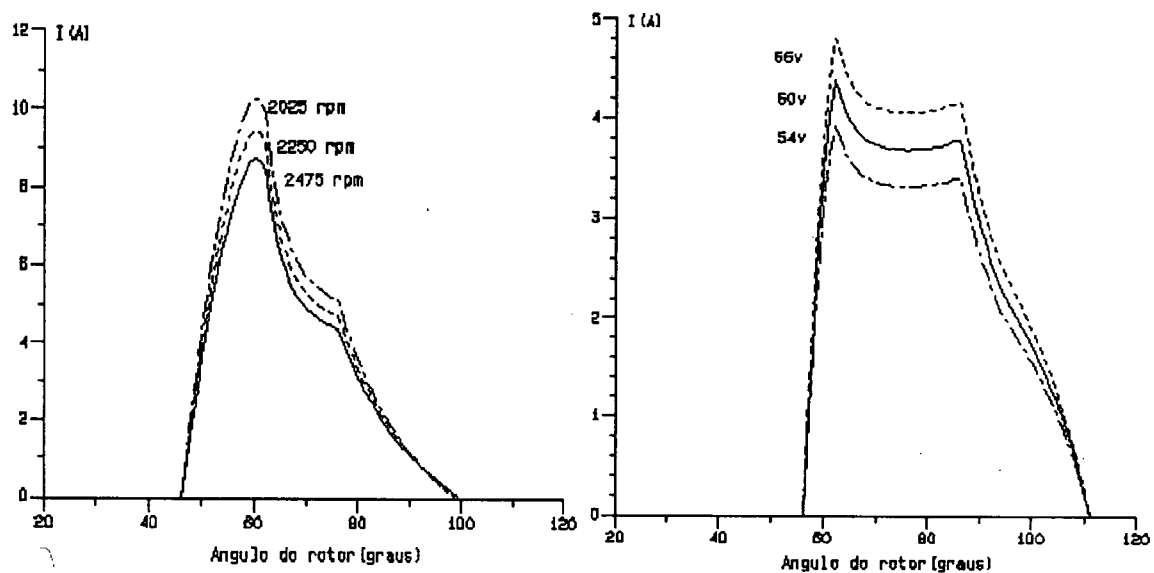


Fig.4.6 - (a)Variação da corrente com a velocidade. (b)Variação da corrente com a tensão

Tomando como base a velocidade de 2250 rpm, nota-se que um decréscimo de 10% na velocidade resulta em aumento de 8% na amplitude da corrente e um acréscimo de 10% na velocidade resulta em uma diminuição de 7.4% na amplitude da corrente.

A figura 4.6(b) mostra o efeito provocado na corrente, pela variação da tensão aplicada pelo conversor.

4.4 - EFEITO DA VELOCIDADE E DA TENSÃO SOBRE O TORQUE

Os efeitos da velocidade e da tensão sobre o módulo do torque são mostrados nas figuras 4.7(a) e 4.7(b). Na figura 4.7(a), tomando como base a velocidade de 2250 rpm, nota-se que um decréscimo de 10% na velocidade resulta em aumento de 7,8% na amplitude do torque e um acréscimo de 10% na velocidade resulta em uma diminuição de 7,1% na amplitude do torque.

A figura 4.7(b) mostra o efeito provocado no torque, pela variação da tensão aplicada pelo conversor.

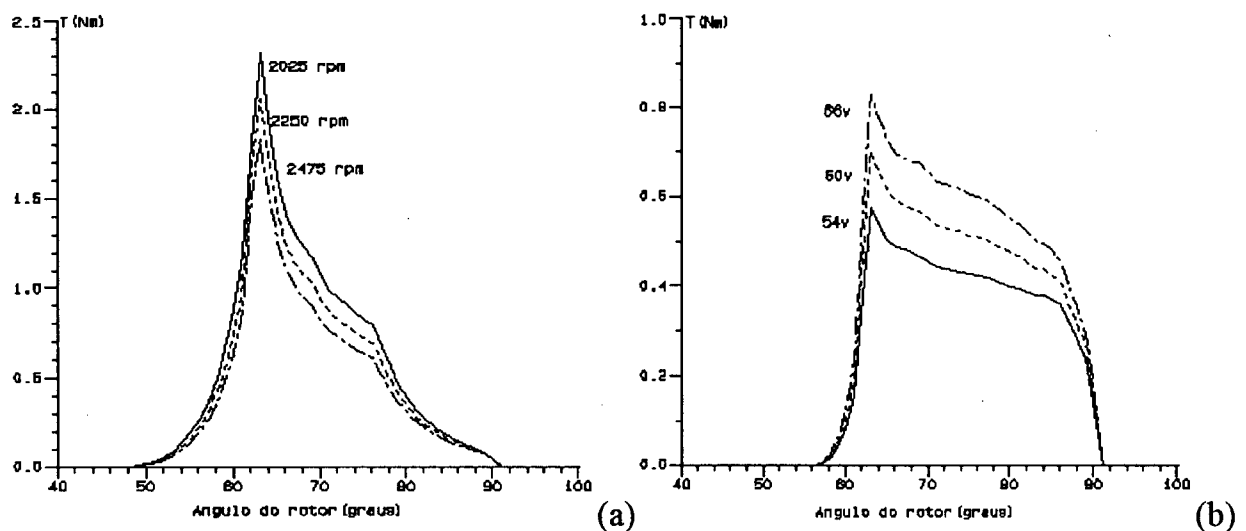


Fig.4.7 - (a)Variação do torque com a velocidade.(b) Variação do torque com a tensão

4.5 - DETERMINAÇÃO DOS ÂNGULOS DE DISPARO E DESLIGAMENTO ÓTIMOS NA REGIÃO DE TORQUE MÉDIO CONSTANTE

Como foi visto anteriormente; na região de torque médio constante os ângulos de disparo e desligamento são mantidos constantes e podem ser definidos de forma que se tenha o maior torque médio, com menor ripple. Usando-se o primeiro método de análise, obteve-se as curvas de torque mostradas nas figuras 4.8(a), 4.8(b) e 4.8(c) para os ângulos de disparo e desligamento ($57,5^{\circ}$ - $87,5^{\circ}$), (55° - 85°) e ($52,5^{\circ}$ - $82,5^{\circ}$), respectivamente.

Os valores de Torque máximo, Torque mínimo, Torque médio e Ripple de torque, são mostrados na tabela abaixo. Assim com base nestes valores conclui-se que os ângulos ótimos são ($57,5^{\circ}$ - $87,5^{\circ}$) pois obtemos o maior torque médio e o menor ripple(fig.4.8(a)).

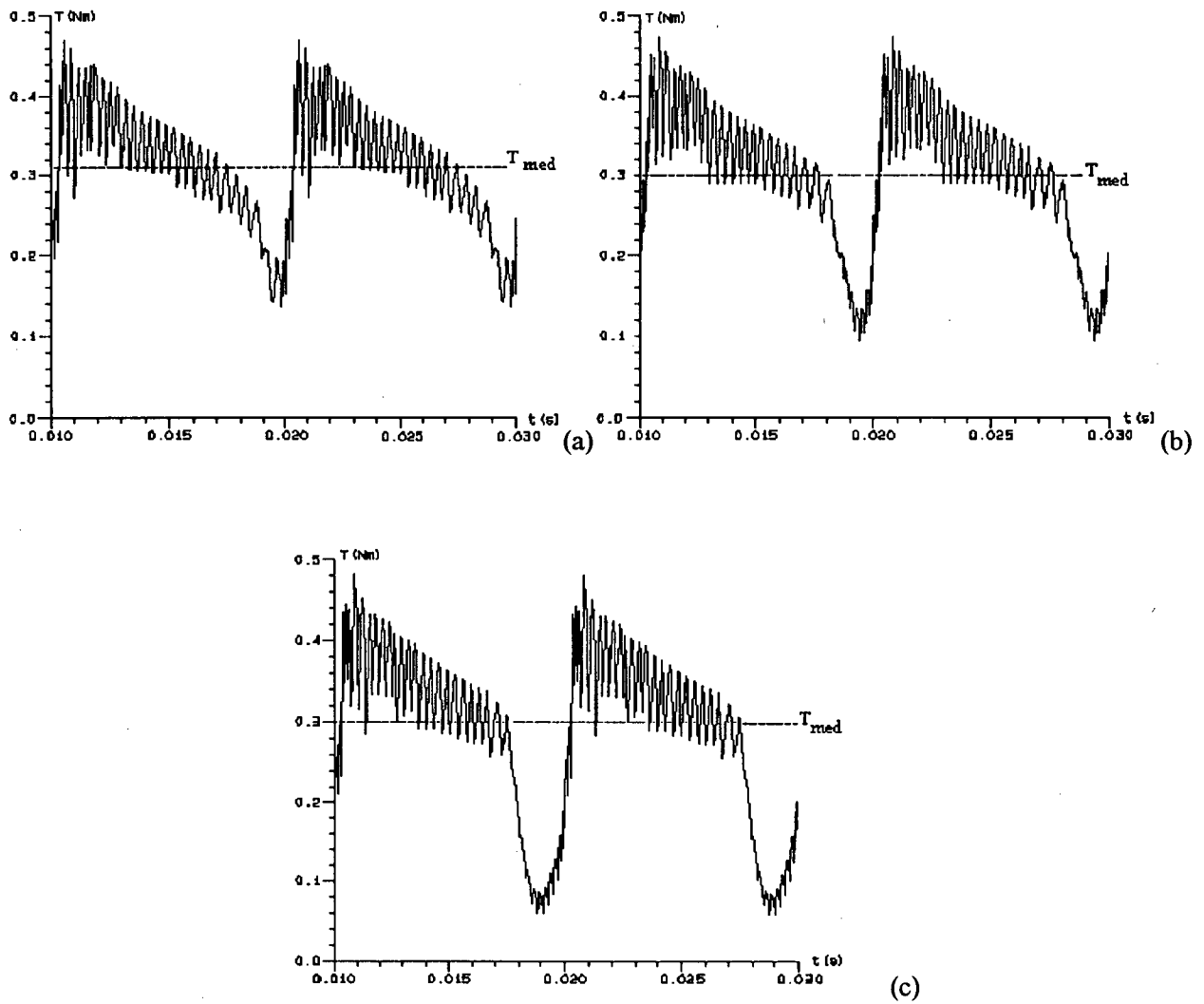


Fig.4.8 - Curvas de Torque. (a) $\theta_{on}=57,5^\circ, \theta_{off}=87,5^\circ$. (b) $\theta_{on}=55^\circ, \theta_{off}=85^\circ$.
 (c) $\theta_{on}=52,5^\circ, \theta_{off}=82,5^\circ$.

θ_{on}	θ_{off}	T_{max}	T_{min}	T_{med}	R_p
52.5	82.5	0.48	0.06	0.288	42%
55	85	0.47	0.10	0.300	37%
57.5	87.5	0.47	0.14	0.310	33%

Tab. 4 - Variação do torque para diferentes valores de θ_{on} e θ_{off} .

4.6 - OPERAÇÃO A POTÊNCIA CONSTANTE ATRAVÉS DO AVANÇO DO ÂNGULO DE DISPARO

Utilizando o segundo método de análise pode-se analisar a influência do ângulo de disparo nas velocidades acima da velocidade base. Assim observa-se na figura 4.9, que se mantivermos o ângulo de disparo constante acima de ω_b , o torque vai decaindo, conforme a curva em linha cheia. Já se formos reduzindo o ângulo de disparo a partir de ω_b mantemos o torque alto o suficiente para operação a potência constante, conforme a curva em linha tracejada.

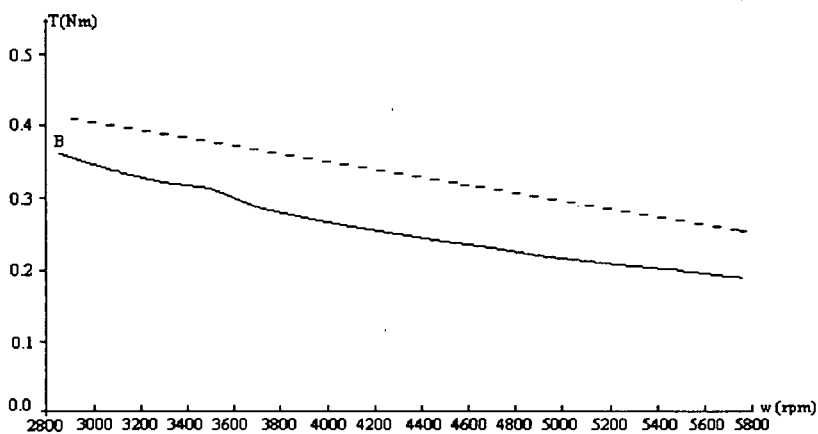


Fig.4.9 - Influência do ângulo de disparo na característica torque/velocidade.

CAPÍTULO 5

PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA O MRC

5.1 - INTRODUÇÃO

As técnicas de projeto usadas para os motores CC clássicos e para os motores elétricos CA não se aplicam ao MRC. No caso do MRC o torque desenvolvido é determinado pela geometria do pólos do rotor e do estator, assim a simulação assume um papel importante no projeto. Este capítulo detalha os procedimentos de projeto e mostra como a simulação interage com o projeto. A rotina de cálculo dos parâmetros assumiu a forma proposta pela referência 9 que é a mais rica e fundamentada dentre as várias consultadas, com exceção do item 5.5 onde se utilizou conceitos teóricos da referência 2 e procurou-se prová-los através de simulação, sendo portanto esta a contribuição do presente capítulo.

5.2 - DIMENSIONAMENTO DO ROTOR APARTIR DA EQUAÇÃO DE SAÍDA

Como é usual em termos de projeto de motores elétricos, o ponto de partida de um projeto é a equação de saída, dada abaixo em termos de torque:

$$T = KD_r^2 L_{stk} \quad (5.1)$$

onde K é o coeficiente de saída e D_r e L_{stk} são o diâmetro do rotor e o comprimento do pacote, respectivamente, como mostra a figura 5.1.

O torque por unidade de volume (TRV) e o esforço de cisalhamento no entreferro σ_{gap} se relacionam com K e entre si por meio das seguintes expressões:

$$TRV = 2\sigma_{gap} \quad (5.2)$$

$$K = \frac{\pi}{2} \sigma_{gap} = \frac{\pi}{4} TRV \quad (5.3)$$

Então com base num valor de torque de saída especificado e no valor de σ_{gap} podemos através das equações 5.1 e 5.2, determinar o valor de $D_r^2 L_{stk}$. Já para determinar os valores de D_r e L_{stk} separadamente é necessário seleccionar a razão L_{stk} / D_r que é tipicamente igual a 1. Assim temos:

$$D_r^3 = \frac{T}{K} \quad (5.4)$$

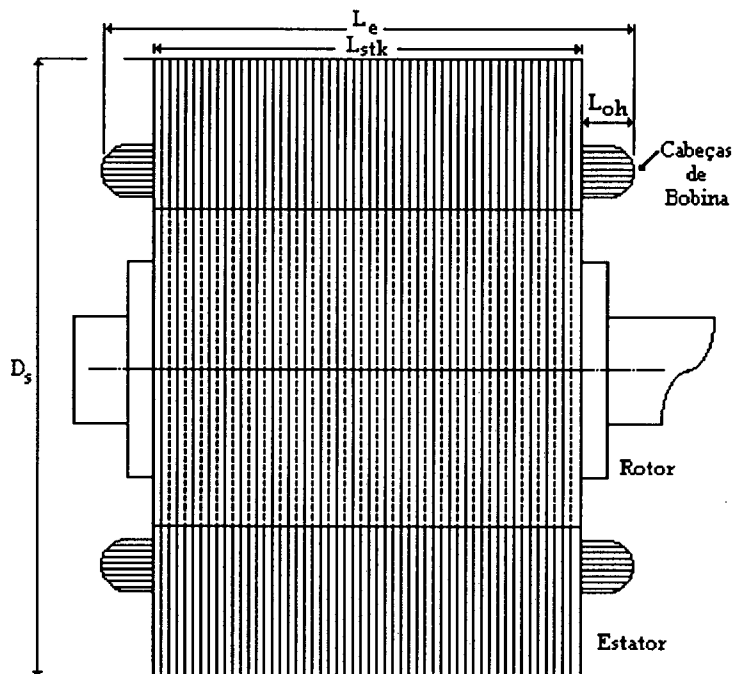


Fig. 5.1 - Corte Axial do MRC.

Valores típicos de σ_{gap} , K , TRV são dados na tabela 5.

	Valores típicos de σ_{gap} , K , TRV		
	σ_{gap}	K	TRV
	lbf / in^2	$Nm - m / m^3$	kNm / m^3
Motores pequenos totalmente fechados	0,69 - 3,45	1,08 - 5,42	1,38 - 6,9
Motores industriais de potência não fracionária	3,45 - 13,8	5,42 - 21,7	6,9 - 27,6
Servomotores de alto desempenho	6,9 - 20,7	10,8 - 32,5	13,8 - 41,4
Máquinas aeroespaciais	13,8 - 34,5	21,7 - 54,19	27,6 - 69
Máquinas grandes resfriadas a líquido	69 - 103,5	108,4 - 162,6	138 - 207

Tab.5 - Valores típicos de σ_{gap} , K , TRV

5.3 - DIMENSIONAMENTO DO ESTATOR

O diâmetro do estator D_s é determinado a partir da razão D_r/D_s , que pode variar entre 0,4 e 0,7, ou entre 0,5 e 0,55, pois dependem do número de pólos do estator e do rotor (item 5.6) e das condições de operação.

Os valores sugeridos para o número de pólos mais comuns são os seguintes:

Fases	N_s	N_r	D_r/D_s	β_r	β_s
3	6	4	0,50	32°	30°
3	12	8	0,57	16°	15°
4	8	6	0,53	23°	21°

Tab.6 - Valores de D_r/D_s , β_r , β_s para os números de pólos mais comuns.

O comprimento do estator incluindo cabeças de bobina L_e , é determinada pela fórmula abaixo:

$$L_e = L_{stk} + 2L_{oh} \quad (5.5)$$

onde L_{oh} é o comprimento da saliência de cada cabeça de bobina, que pode ser estimado sendo igual a $1,2t_s$, t_s é a largura do pólo do estator (equação 5.8). Assim:

$$L_e = L_{stk} + 2,4t_s \quad (5.6)$$

5.4- ENTREFERRO

O MRC precisa de um entreferro uniforme e de uma boa concentricidade para que as fases sejam balanceadas e para minimizar o ruído acústico. Além disso o entreferro precisa ser pequeno para maximizar o torque específico e o VA de entrada do conversor.

Um guia para ajudar na determinação do comprimento do entreferro g é dado na tabela 7.

L_{stk}/D_r	g
1	$0,05 \times D_r$
2	$0,005 \times D_r$

Tab.7 - Guia para determinação do comprimento do entreferro.

5.5 - CONSIDERAÇÕES QUANTO AOS ARCOS POLARES

As combinações normalmente permissíveis de β_s e β_r são expressas na forma gráfica, através dos diagramas conhecidos como "triângulos viáveis". Na figura 5.2 temos um destes triângulos, onde os limites de combinações de valores de β_s e β_r são representados pelos lados do triângulo XYZ.

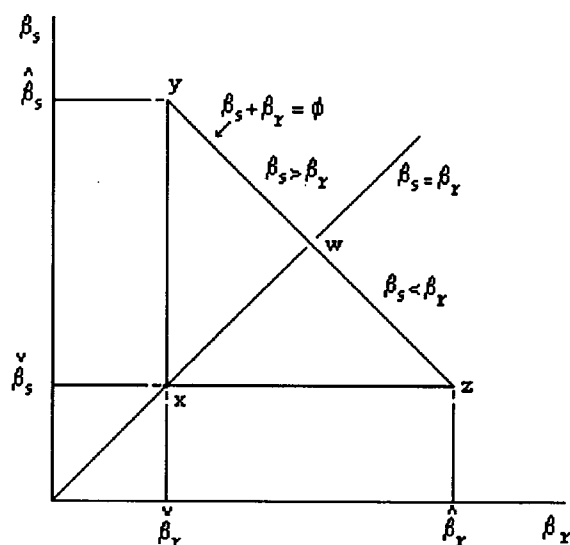


Fig. 5.2 - Considerações sobre arcos polares - Triângulo Viável

A variação no desempenho das máquinas, definidas em diferentes pontos destes triângulos são consideráveis. No ponto X onde a máquina conteria a menor quantidade de ferro a curva de indutância não possui zona morta e tem a forma vista na curva A da figura 5.3.

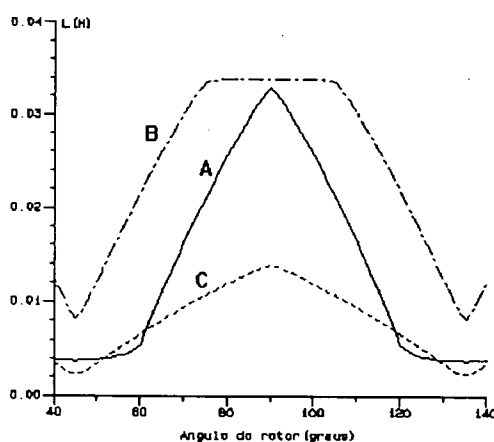


Fig. 5.3 - Variação da Indutância nos pontos XWZ do triângulo viável

Como a geometria varia apartir do ponto X ao longo de XW ou XZ até os pontos Y ou Z, a zona morta surge e o comprimento da região de mínima indutância diminui; nos pontos Y e Z a indutância terá a forma representada na curva B da figura 5.3.

O ponto Z corresponde a máquina com o máximo espaço para enrolamento (como em X) e o ponto Y corresponde a máquina com nenhum espaço para enrolamento. Este último não é realizável fisicamente, mas pode ser visto que pondo β_r em torno do β_s , implica em um rotor de baixa inércia.

Um caso especial pode ser visto no ponto W, onde $\beta_s = \beta_r = \phi/2$. Neste ponto, tanto o período de mínima indutância da curva A e a zona morta da curva B desaparecem, como mostra a curva C da figura 5.3. Qualquer geometria correspondente a qualquer ponto no interior do triângulo exibem características dos três exemplos mostrados, dependendo da posição do ponto. A linha de $\beta_s = \beta_r$ divide o triângulo em duas regiões, uma onde $\beta_s > \beta_r$, e outra onde $\beta_s < \beta_r$.

Considerações detalhadas de projeto, fabricação e desempenho levam a conclusão que projetos práticos tem $\beta_r > \beta_s$ e portanto recaem no triângulo menor XWZ. Assim para um motor de três fases de 6/4 pólos teríamos o triângulo viável da figura 5.4(a) e para um de quatro fases 8/6 pólos teríamos o da figura 5.4(b).

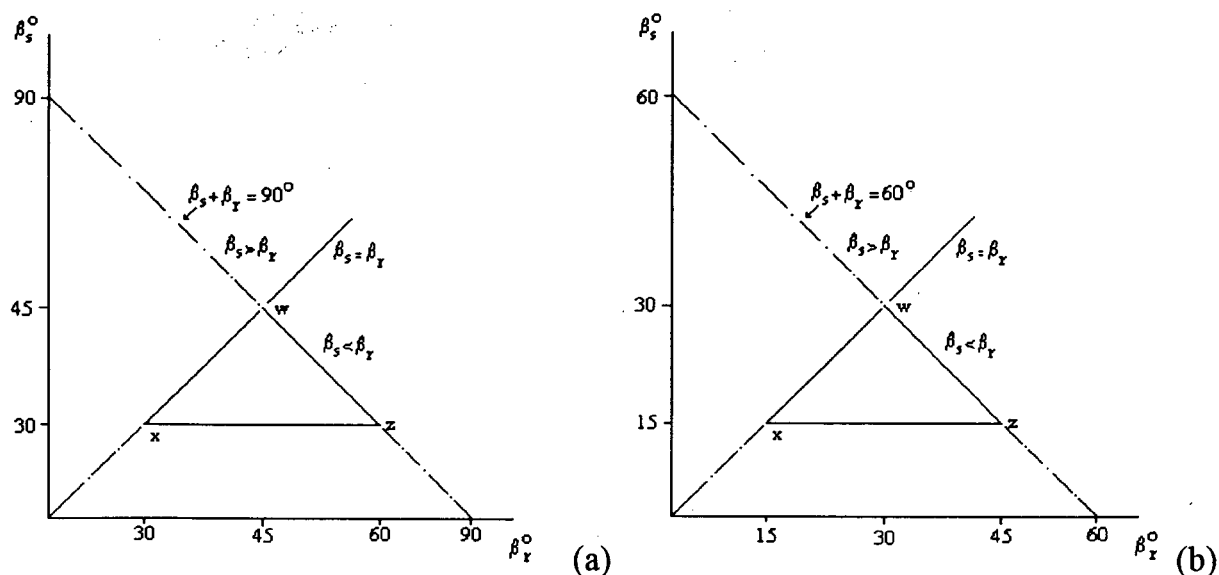


Fig 5.4 - Considerações quanto a arcos polares (triângulos viáveis).(a) Motor de três fases 6/4.(b) Motor de quatro fases 8/6.

As figuras 5.5(a), 5.5(b) e 5.5(c) mostram para um motor trifásico, as seções transversais correspondentes aos vértices XWZ da figura 5.4(a).

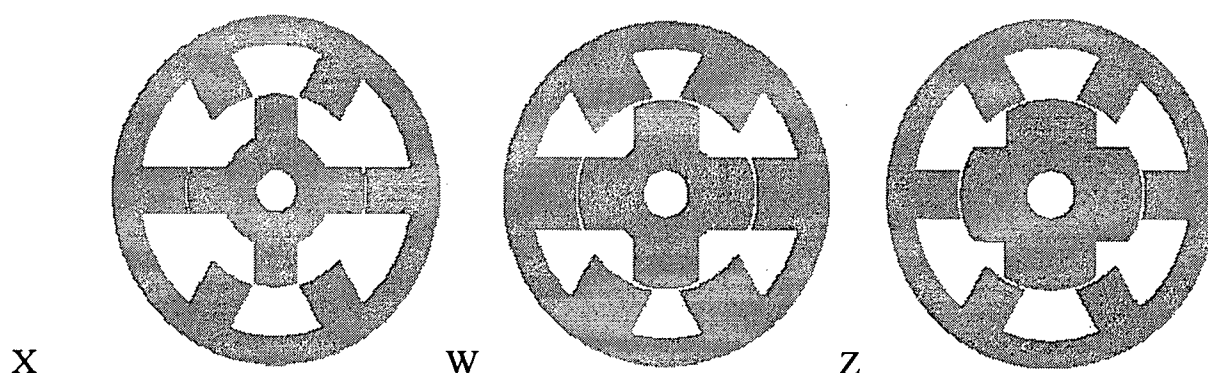


Fig 5.5 - Seções transversais obtidas a partir dos vértices do triângulo viável da figura 5.4(a). As dimensões relativas determinam a razão de indutância e as perdas no cobre e no ferro.

A seguir analisaremos a variação no desempenho do MRC trifásico através de cálculo de campo, em diferentes pontos do triângulo da figura 5.4(a), mantendo as demais dimensões constantes. O projeto W terá $\lambda_u = 5,91$, um valor baixo; e uma pequena área de enrolamento. O projeto Z terá maior área de enrolamento, porém com um $\lambda_u = 4,15$, portanto ainda mais baixo que no projeto W. O projeto X tem uma grande área de enrolamento e um valor de $\lambda_u = 8,66$, o que o torna de alta eficiência e de alta densidade de potência, mas seu *ripple* de torque será mais alto que nos outros casos, como se observa na tabela 8.

	T_{\max}	T_{\min}	T_{med}	R_p
X	1,57	0,15	0,50	142%
W	0,43	0,30	0,35	13%
Z	0,17	0,05	0,12	12%
K	1,46	0,15	0,48	131%

Tab.8 - Comparação do desempenho do MRC trifásico nos pontos X,W,Z e K do triângulo viável.

As curvas A,B e C da figura 5.6 mostram as curvas de torque correspondentes aos projetos X,W,Z respectivamente. Se analisarmos um ponto K, próximo do ponto X, (vide tabela 8) com $\beta_s = 28^\circ$ e $\beta_r = 32^\circ$, temos um $\lambda_u = 8.5$ e um *ripple* de torque mais baixo que o de X, ou seja, diminui-se um pouco a eficiência e a densidade de potência em favor de um torque ligeiramente mais suave, como é mostrado na figura 5.7.

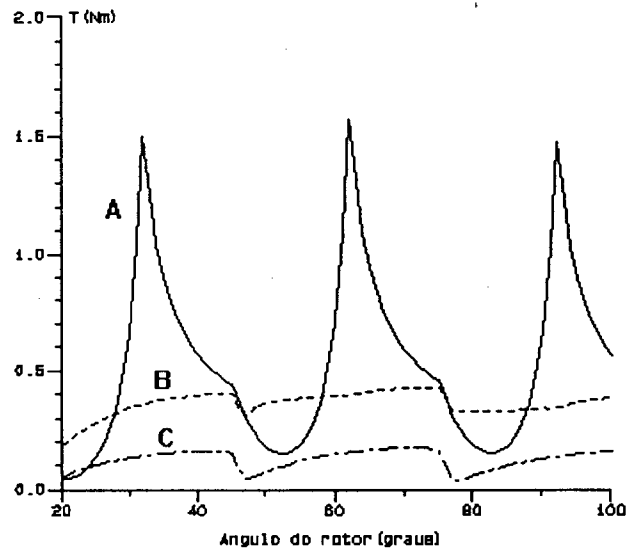


Fig. 5.6 - Curvas de torque dos projetos X, W, Z.

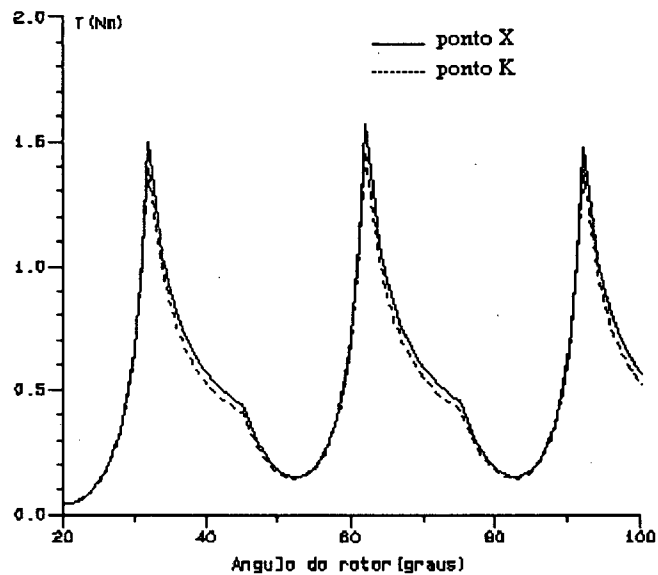


Fig. 5.7 - Curvas de torque dos projetos X e K.

5.6 - NÚMERO DE PÓLOS E FASES

A escolha do número de fases é influenciada de forma dominante pelo torque de partida requerido (e assim pelo valor efetivo de $dL/d\theta$). Para assegurar um torque de partida adequado para todos os ângulos do rotor (ou seja para qualquer posição relativa entre estator e rotor) deve haver uma superposição adequada entre as variações de $L(\theta)$ das fases adjacentes.

A superposição adequada pode depender significativamente dos efeitos de dispersão de fluxo que levam ao arredondamento dos cantos da curva $L(\theta)$ e reduzem os valores de $dL/d\theta$ (e assim o torque) em ambos os extremos do período de indutância crescente. Entretanto, um guia útil sobre os efeitos da superposição pode ser obtido apartir da variação ideal de $L(\theta)$. Assim, com base nesta curva determina-se a razão de indutância de superposição entre duas fases adjacentes ao longo do ângulo que a indutância varia, que é dada pela fórmula abaixo [2]:

$$K_L = 1 - \frac{2\pi}{qN_r\beta_s} \quad (5.7)$$

A variação de K_L é melhor descrita em um diagrama, já que os valores de N_r e β_s são, no mesmo grau, dependentes de q . Na figura 5.8 K_L é visto como função de β_s , onde β_s varia entre um valor máximo e um valor mínimo determinado pela combinação de q e N_r . A curva A corresponde a $q=3$ e $N_r=4$ e a curva B corresponde a $q=4$ e $N_r=6$.

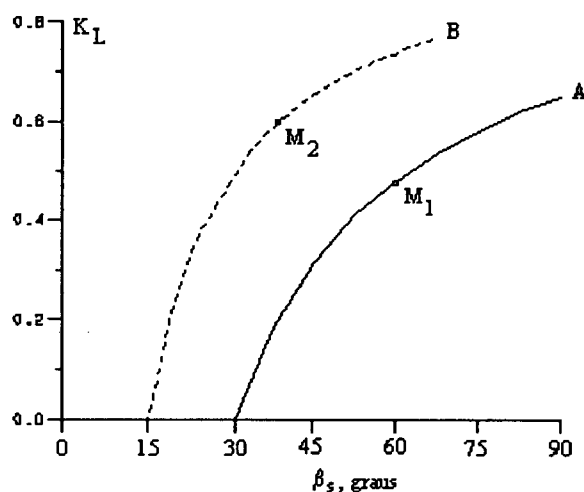


Fig. 5.8 - Variação do coeficiente de superposição com o arco polar do estator.

Pode ser visto que valores maiores de K_L são atingidos a relativamente baixos valores de β_s para um motor de quatro fases. Pondo de outra forma, para um valor específico de K_L , o motor de quatro fases pode trabalhar muito mais próximo do valor de β_s , condição esta que já provou ser benéfica. Em vista disso, uma máquina de quatro fases permite maior flexibilidade de projeto e terá melhor desempenho na partida.

5.7 - LARGURA DOS PÓLOS DO ESTATOR E DO ROTOR

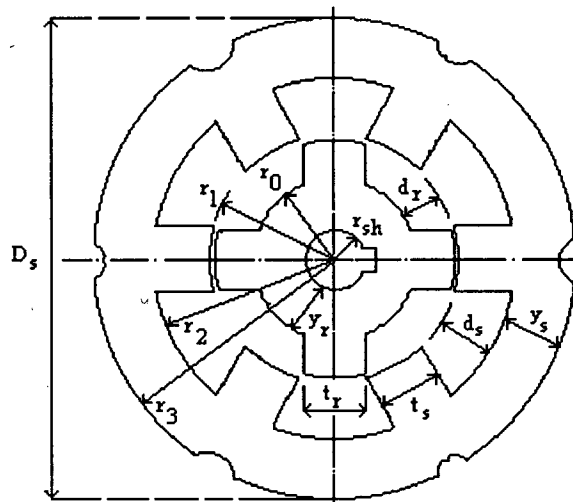


Fig.5.9 - Secção transversal do MRC.

Com o entreferro e os arcos polares definidos, as larguras dos pólos do estator t_s e a largura dos pólos do rotor t_r , mostrados na figura 5.9 são assim calculadas:

$$t_s = 2(r_1 + g) \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \quad (5.8)$$

$$t_r = 2r_1 \sin\left(\frac{\beta_r}{2}\right) \quad (5.9)$$

onde $r_1 = D_r / 2$

5.8 - PROFUNDIDADE DA RANHURA DO ROTOR

A profundidade da ranhura do rotor (d_r) deve ter 20 à 30 vezes o comprimento do entreferro de modo a obter um baixo valor de indutância não alinhada. Um bom guia, é dada pela fórmula abaixo:

$$d_r = \frac{t_s}{2} \quad (5.10)$$

5.9 - ESPESSURA DA COROA DO ROTOR

A espessura da coroa do rotor γ_r deve ser suficiente para conduzir o pico de fluxo do rotor sem saturar.

Nos motores de relutância chaveada o fluxo principal divide-se em duas partes iguais quando sai do pólo do rotor e entra na coroa do rotor. Assim γ_r deve ser no mínimo igual a $t_r/2$, e de preferência de 20 a 40% maior, para permitir que a secção da coroa seja dividida entre as diferentes fases que conduzem ao mesmo tempo. Podemos assim usar a seguinte fórmula:

$$\gamma_r = (2/3)t_r \quad (5.11)$$

5.10 - DIÂMETRO INTERNO DO ROTOR

O diâmetro interno do rotor D_{sh} deve ser grande para maximizar a rigidez lateral do rotor, pois isto ajuda a minimizar o ruído acústico e aumentar a primeira velocidade crítica. Uma velocidade crítica alta não significa que o rotor não precise ser balanceado, ou que não haja problemas com vibração, mas meramente indica que a carcaça é adequadamente rígida para uma determinada velocidade e peso do rotor. Utilizando a fórmula abaixo calculamos D_{sh} :

$$D_{sh} = D_r - 2(d_r + \gamma_r) \quad (5.12)$$

e com 5.13 calculamos a velocidade crítica correspondente:

$$n_c = \frac{D_{sh}^2}{l\sqrt{P_r l}} \quad (5.13)$$

onde $l = 2L_{stk}$ é a distância entre rolamentos e P_r é o peso do rotor.

5.11 - ESPESSURA DA COROA DO ESTATOR

A espessura da coroa do estator γ_s está sujeita as mesmas considerações que γ_r . Assim $\gamma_s = (2/3)t_s$.

5.12 - PROFUNDIDADE DA RANHURA DO ESTATOR

A profundidade da ranhura do estator deve ser tão grande quanto possível para maximizar a área de enrolamento e para que haja cobre suficiente de forma a minimizar as perdas térmicas. Isto é muito importante em máquinas totalmente fechadas. Assim temos:

$$d_s = 1/2(D_s - D_r - 2(g + \gamma_s)) \quad (5.14)$$

5.13 - ESTIMATIVA DO NÚMERO DE ESPIRAS POR PÓLO

Uma estimativa aproximada do número de espiras por pólo é feita com base na seguinte fórmula:

$$N_p = \frac{46500V}{\omega \cdot ts \cdot L_{stk} \cdot N_r \cdot \beta_s} \quad (5.15)$$

5.14 - CÁLCULO DA DENSIDADE DE CORRENTE EFICAZ

A densidade de corrente eficaz (J_{eficaz}) é dada por:

$$J_{eficaz} = \frac{N_p I_{eficaz}}{S_b} \quad (5.16)$$

onde I_{eficaz} , que é a corrente eficaz no enrolamento do motor, é obtida via simulação e S_b é a área da secção transversal da bobina.

5.15 - CONSIDERAÇÕES QUANTO A PERDAS

As perdas no cobre constituem uma parte considerável das perdas no MRC, particularmente em graus elevados de excitação. Estimativas precisas das perdas no cobre são complicadas devido ao fato que a forma da corrente não é sinusoidal. Como já foi visto anteriormente a forma de onda da corrente é dependente das condições de operação, particularmente a corrente de excitação, velocidade e ângulos de chaveamento.

Uma determinação com precisão das perdas no cobre pode ser feita pela fórmula:

$$P_{cu} = q \cdot (I_{eficaz})^2 R \quad (5.17)$$

onde I_{eficaz} deve ser obtida via simulação.

As perdas no núcleo do MRC são dependentes da frequência de excitação e da densidade de fluxo. Ao contrário dos motores CA convencionais, a frequência e a forma das variações de fluxo no núcleo variam entre as diferentes partes do circuito magnético. Além disso, a forma de onda da corrente não é sinusoidal e é dependente das condições de operação. O fato desta máquina operar com diferentes graus de saturação torna ainda mais difícil a determinação das perdas no núcleo [28].

A frequência de chaveamento f_q de qualquer fase, como mostra a figura 5.10(a), é [2]:

$$f_q = N_r \omega_r / 2\pi \quad (5.18)$$

onde ω_r é a velocidade do rotor.

A frequência da fonte é:

$$f_s = qN_r \omega_r / 2\pi \quad (5.19)$$

As figuras 5.10 de b a f mostram as formas de onda de fluxo, para diferentes partes do motor, representado na figura 1.1. Os pólos do estator experimentam pulsos de fluxo unidirecionais de frequência f_q , como é mostrado na figura 5.10(b). Os fluxos na coroa do estator são ilustrados considerando esta, dividida em seções limitadas por linhas que passam pelo centro dos pólos. Assim, as seções entre as linhas centrais dos pólos S1 e S2, S2 e S3, S4 e S5, S5 e S6 terão formas de onda de fluxo como da figura 5.10(c). A forma de onda é composta de uma componente triangular de frequência f_q e uma componente CC. As seções restantes, isto é, entre as linhas centrais dos pólos S3 e S4, S6 e S1 terão o tipo de forma de onda da figura 5.10(d), que possui uma componente CC com um ripple de frequência f_s .

Os pólos do rotor experimentam pulsos bidirecionais com uma frequência $\omega_r / 2\pi$, como é mostrado na figura 5.10(e), e o núcleo do rotor também experimenta pulsos bidirecionais, como é mostrado na figura 5.10(f), de frequência $\omega_r / 2\pi$, porém a forma de onda é consideravelmente mais complexa e contém frequências de ordem alta. A laminação do rotor se deve a mínima frequência $\omega_r / 2\pi$.

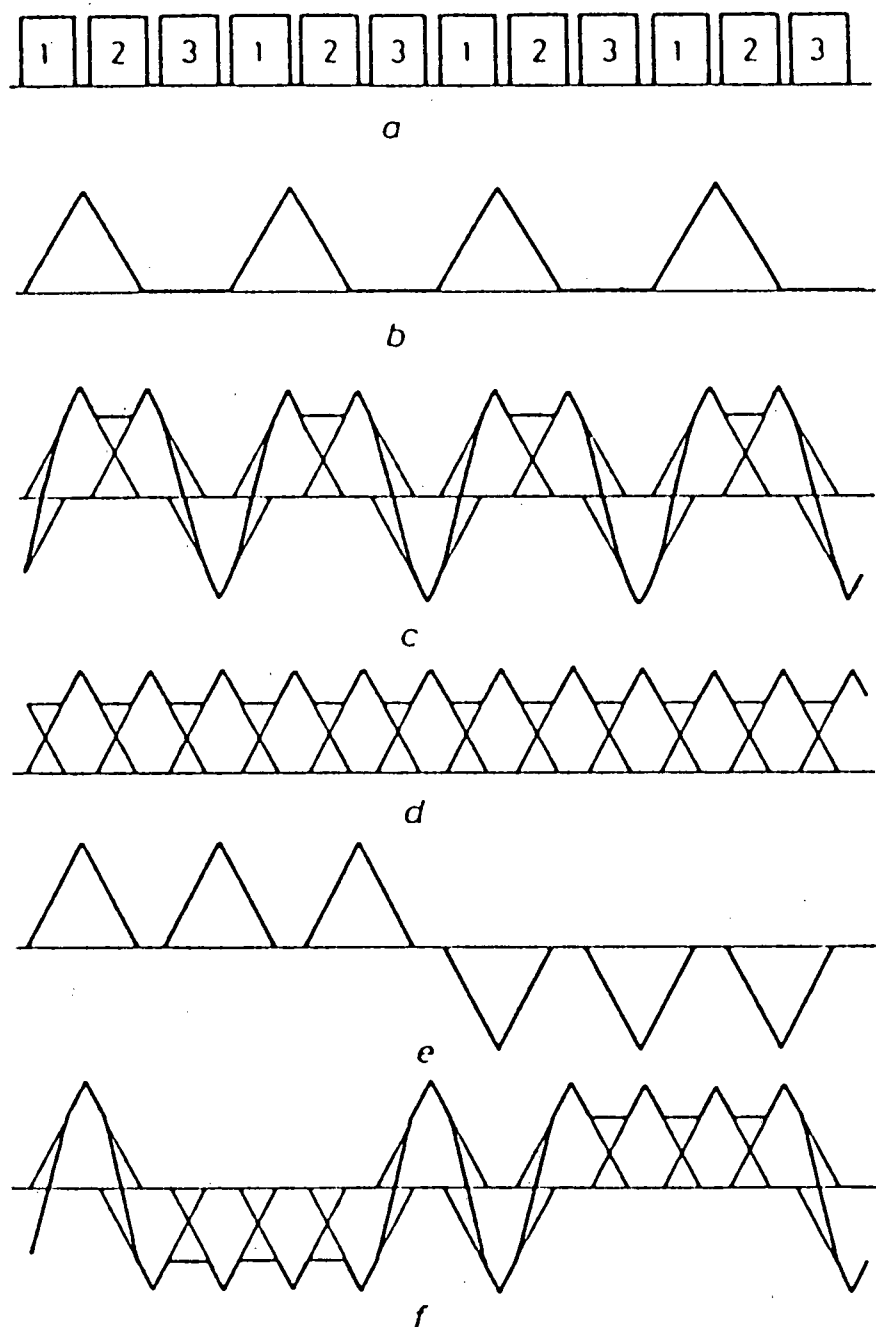


Fig.5.10 - Tensão e formas de onda de fluxo para um MRC de 3 fases e 6/4 pólos.

As perdas no núcleo das máquinas CA convencionais são calculadas com a equação de Steinmetz [9]:

$$P_{fe} = C_h f B_{pk}^{a+bb_{pk}} + C_e f^2 B_{pk}^2 \quad (5.20)$$

onde C_h e C_e são os coeficientes de histerese e correntes parasitas, e a e b são constantes, que são obtidas na curva de perdas do material magnético.

Para lidar com formas de onda de fluxo não sinusoidais, o termo referente as correntes parasitas é reescrito em termos de dB / dt , então:

$$P_{fe} = C_h f B_{pk}^{a+bB_{pk}} + C_{e_1} \left[\frac{dB}{dt} \right]^2 \quad (5.21)$$

onde $C_{e_1} = C_e / 2\pi^2$.

Com base então nos valores de fluxo calculados em partes diferentes do circuito magnético e no valor médio de $(dB / dt)^2$ as perdas em watts/kg são calculadas, e multiplicadas pelo peso do aço na respectiva seção.

As perdas máximas referentes ao núcleo do motor ocorrem na parte do rotor, as quais são muito pequenas, exceto em altas velocidades e/ou em elevados valores de potência nominal. Em baixos níveis de excitação, as perdas no núcleo são maiores que as perdas no cobre, entretanto quando as correntes aumentam, as perdas no cobre são dominantes [9,28].

5.16 - INTERAÇÃO PROJETO SIMULAÇÃO

As fórmulas analíticas usadas para o cálculo do Torque de Pico e para o Pico de Corrente são imprecisas, assim para determinar corretamente os demais parâmetros da máquina que dependem destes, fazemos uso de um programa de simulação.

A fim de ilustrar como isto é feito foi projetado um protótipo de 6/4 pólos com base no procedimento apresentado e a seguir utilizando simulação foram determinados os principais parâmetros:

PROJETO DE UM MOTOR DE RELUTANCIA CHAVEADO	
Especificacoes do motor :	
[0] - Torque maximo (Nm) =====>	1.13
[1] - Velocidade (rpm) =====>	2000
[2] - Tensao da fonte (volts) =====>	24
[3] - Sigma (Nm/m2) =====>	7000
[4] - Numero de fases =====>	3
[5] - Numero de polos do estator =====>	6
[6] - Numero de polos do rotor =====>	4
[7] - Razão Dr/Ds =====>	0.5
[8] - Arco polar do estator =====>	30
[9] - Arco polar do rotor =====>	32
Deseja alterar os dados do motor ([s] / [n]):	

Resultados dos calculos :			
Parametro	Simb.	valor	unid.
Diametro do estator	Ds	0.093697	m
Diametro do rotor	Dr	0.046848	m
Comprimento do pacote	Lstk	0.046848	m
Comprimento total	Le	0.105566	m
Comprimento do entreferro	g	0.000234	m
No. de polos do estator	Ns	6	*
No. de polos do rotor	Nr	4	*
No. de fases	Nf	3	*
Arco polar do estator	Betast	0.523000	rad
Arco polar do rotor	Betar	0.559000	rad
Largura do polo do estator	ts	0.012233	m
Largura do polo do rotor	tr	0.012924	m
Profund. da ranhura do estator	ds	0.008692	m
Profund. da ranhura do rotor	dr	0.006116	m
Espessura da coroa do estator	ys	0.008155	m
Espessura da coroa do rotor	yr	0.008616	m
Diametro da carcaca	Dsh	0.017383	m
Area da Ranhura	Aslot	0.000310	m ²
Estim.num.espiras p/polo	Npe	30.97312	*

Dados obtidos em simulacao:

[0] - Razao Tormax/Tormedio (Nm)=====> 3.913
 [1] - Torque medio (Nm) =====> 0.920
 [2] - Corrente de Pico (A) =====> 37.32
 [3] - Corrente Eficaz (A) =====> 14.46
 [4] - Corrente Media (A) =====> 9.230

Deseja alterar os dados ([s] / [n]) : n

Resultados dos calculos :

Parametro	Simb.	valor	unid.
Amperes espira de pico	Nplp	964.85	Aesp
Amperes espira eficazes	Nplef	246.58	Aesp
Densidade de corrente eficaz	Jefi	4.6855	A/mm ²
Perdas no cobre	Pcu	23.209	w
Eficiencia	η	73.500	%

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

6.1 - CONCLUSÕES

O estudo do Motor de Relutância Chaveado é bastante interessante, pois ele é um relativo recém chegado `a família dos motores elétricos e possui características únicas. O assunto é objeto de intensa pesquisa na Europa e nos Estados Unidos. No Brasil este trabalho apresenta-se como pioneiro.

No capítulo 1 são abordados os seguintes itens:

É feita uma descrição física do motor e das vantagens decorrentes deste tipo de construção.

O princípio de produção de torque e as formas de operação do conversor padrão são explicados. São apresentados os principais tipos de conversores utilizados para o acionamento do MRC.

São apresentados os algoritmos de controle e a característica torque-velocidade da máquina.

No capítulo 2 estudou-se o balanço de energia da máquina nas formas matemática e gráfica e os efeitos da saturação nas curvas de magnetização, indutância, torque e no balanço de energia da máquina.

No capítulo 3 foram apresentadas as técnicas de acoplamento forte e fraco. A comparação entre as curvas obtidas mostrou que os duas técnicas apresentam resultados muito próximos e como se pôde comprovar pelas análises feitas nos capítulos 2, 4, 5 se constituem em ferramentas poderosas e complementares.

No capítulo 4 através da técnica de acoplamento fraco foram analisadas a influência da velocidade, da tensão e dos ângulos de chaveamento sobre as curvas de corrente e torque, bem como, a influência do ângulo de disparo na região de torque médio constante da curva torque-velocidade. Ainda no capítulo 4 utilizando a técnica de acoplamento forte foram determinadas os ângulos de chaveamento ótimos na região de torque médio constante.

No capítulo 5 foram apresentados os procedimentos de projeto do MRC e projetou-se um protótipo com base nos mesmos. No item referente a escolha dos arcos polares do rotor e do estator, foram obtidas curvas de torque do MRC para combinações diferentes de β_r e β_s . A combinação que apresentou os melhores resultados foi a de $\beta_r = 32^\circ$ e $\beta_s = 28^\circ$.

As análises efetuadas nos capítulos 4 e 5 mostram a versatilidade dos métodos de simulação utilizados e sua grande utilidade no desenvolvimento de um protótipo.

6.2 - SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

Como sugestões para trabalhos específicos, que enfoquem melhorias no desempenho do Motor de Relutância Chaveado, podemos citar:

Estudo de formas de redução do ripple de torque, enfocando aspectos construtivos da máquina, como a geometria dos arcos polares ou conversores especiais.

Estudos que enfoquem análise vibratória e ruído acústico.

Elaboração de programas que simulem a operação do MRC em malha fechada, para obtenção de acionamentos de alto desempenho.

Modelagem dos efeitos térmicos, principalmente aqueles provocados pelas perdas no núcleo.

Em termos de trabalhos futuros na área de projeto, podemos citar:

Fabricação de um protótipo, utilizando a metodologia de projeto e de modelagem apresentada.

Otimização da metodologia de projeto.

Implementação de um programa dedicado ao MRC que englobe os programas de simulação e projeto aqui apresentados.

REFERÊNCIAS

- [1] Miller T.J.E., Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Oxford University Press, 1980
- [2] Lawrenson, P.J. et al, Variable-Speed Switched Reluctance Motors; Proc. IEE, Vol 127, Pt. B, N.4, July 1980, pp 253-265
- [3] J.M. Stephenson, S.R. MacMinn, J.R. Hendershot Jr, Switched Reluctance Drives; Tutorial Course, October 1990
- [4] N. Sadowski, B. Carly, Y. Lefevre, M. Lajoie-Mazenc, S. Astier, Finite element simulation of electrical motors fed by current inverters, IEEE Trans. on Mag., Vol. 29, N.2, pp 1683-1688, 1983.
- [5] R.P. Silvester, R. L. Ferrari, Finite element for electrical engineers, Second Edition, Cambridge University Press, Cambridge, 1990.
- [6] B.P. Demidovich, I. A. Maron, Éléments de Calcul Numérique, Éditions Mir, Moscou, 1973.
- [7] K. J. Bathe, Finite element procedures in engineering analysis, Prentice Hall, New-Jersey, 1982.
- [8] H.H. Moghbelli, G.E. Adams, R. G. Hoft, Prediction of the instantaneous and steady torque of the switched reluctance motor using fem with experimental results comparison, Electric Machines Power Systems, Vol 19, pp. 287 - 302, 1991.
- [9] Miller T.J.E., Switched Reluctance Motors and their Control, Magna Physics Publishing and Clarendon Press Oxford, 1993.
- [10] M. R. Spiegel, Manual de Fórmulas e Tabelas Matemáticas, Editora Mc. Graw-Hill do Brasil, LTDA, 1977.
- [11] T. J. E. Miller, Faults and unbalance forces in the switched reluctance machine, IAS-93, part I, pp. 87-96.
- [12] G. S. Buja, M. I. Valla, Power converters in switched reluctance motor drives, COBEP'91, pp.
- [13] T. J. E. Miller, Converter volt- amperes requirements of the switched reluctance motor drives, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 21, N.5, pp.1136-1144, 1985.
- [14] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szczesny, W. H. Bicknell., Microcomputer control of switched reluctance motor, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 22, N.4, pp. 708-715, 1986.
- [15] M.R. Harris, J.W. Finch, J. A. Mallick, A review of integral horsepower switched reluctance motor, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 22, N.4, pp. 716-721, 1986.
- [16] W.F. Ray, P. J. Lawrenson, R. M. Davis, J.M. Stephenson, N.M. Fulton, R. J. Blake, High Performance switched reluctance brushless drives, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 22, N.4, pp. 722-729, 1986.
- [17] R. Krishnan, R. Arumugam, J. F. Lindsay, Design procedure for switched reluctance motors, Proc. IEEE Electric Power Applications, Vol 136, part B, N.1, pp. 50-58, 1989.

- [18] T. J. E. Miller, M. Gilp, Nonlinear Theory of Switched Reluctance motor for rapid computer aided design, Proc. IEEE Electric Power Applications, Vol 137, part B, N.6, pp. 337-347, 1990.
- [19] R. Krishnan, A. S. Bharadwaj, P. N. Materu, Computer-Aided Design of Electrical Machines for Variable Speed Applications, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, N.4, pp. 560-571, 1988.
- [20] A. V. P. Trawinski, Design and Control of Low Power Switched Reluctance Motors (<1Kw), Proc. 4th European Conference on Power Electronic and Application, Vol. 4, pp. 001-006, 1991.
- [21] M. Crivii, M. Jufer, T. Reiman, Switched Reluctance Drive Using Brushless DC motor controller, Proc. 4th European Conference on Power Electronic and Application, Vol. 4, pp. 007-012, 1991.
- [22] R. Arumugam, D. A. Lowter, R. Krishnan, J. F. Lindsay, Magnetic Field Analyses of a Switched Reluctance Motor Using a two dimensional finite element model, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 21, N.5, pp. 1883-1885, 1985.
- [23] T.W. Preston, A.B.J Reece, A.P.S. Sangha, Analyses of Switched Reluctance Driver by the finite element time-stepping method. 5th International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 81-85, 1991.
- [24] J.P.A Bastos, Eletromagnetismo e Cálculo de Campos, Editora da UFSC, 1989.
- [25] P. C. Krause, Analyses of Electric Machinery, Mc Graw-Hill, 1976
- [26] J.M.D Murphy, F.G. Turnbull, Power Electronic Control of AC Motors, Pergamon Press, 1982.
- [27] J.M. Stephenson, J. Corda, Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetisation data, Proc. IEEE Electric Power Applications, Vol. 26, N.5, 1979.
- [28] P. Materu, R. Krishnan, Estimation of switched reluctance motor losses. IEEE IAS Meeting, Pittsburg, pp.79-90, October, 1988.
- [29] N. Sadowski, M. Lajoie-Mazenc, J. Cros, Finite element torque calculation while considering the movement; IEEE Trans. on Magn., Vol. 28, N.2, March 1992, pp.1410-1413.