

**IVAN EDUARDO CHABU**

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E PROJETO DOS MOTORES  
SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA**

**Tese apresentada à Escola  
Politécnica da Universidade de São  
Paulo para Obtenção do Título  
de Doutor em Engenharia.**

**São Paulo  
1997**

**IVAN EDUARDO CHABU**

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E PROJETO DOS MOTORES  
SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA**

**Tese apresentada à Escola  
Politécnica da Universidade de São  
Paulo para Obtenção do Título de  
Doutor em Engenharia.**

**Área de Concentração:  
Sistemas de Potência**

**Orientador:  
Prof.Dr. José Roberto Cardoso**

**São Paulo  
1997**

## **A G R A D E C I M E N T O S**

*Queremos aqui expressar nossos agradecimentos àqueles que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho. Em particular, agradecemos:*

- *Ao Prof. Dr. José Roberto Cardoso, nosso orientador, pela paciência, compreensão e apoio durante todas as fases do trabalho, e cujo ânimo nos motivou a conduzir esta tese a seu término.*
- *Ao Prof. Dr. Aurio Gilberto Falcone, pelos ensinamentos que vem nos ministrando desde a época em que fomos privilegiados por termos sido seus alunos.*
- *A Equacional Elétrica e Mecânica Ltda., pelo apoio recebido na fabricação e testes do protótipo utilizado na parte experimental deste trabalho.*
- *A Prof. Dr. Walter Kaiser, pelo constante incentivo e pelo empréstimo de alguns instrumentos para a realização dos ensaios no protótipo.*
- *Ao Prof. Dr. Silvio Ikuyo Nabeta, pelo apoio, discussões e simulações em diversas fases do trabalho.*
- *Ao Sr. Saburo Inoue, cuja colaboração inestimável tornou possível a realização da parte experimental desta tese.*
- *Aos Srs. Venâncio Carlos dos Santos Filho e Flávio Caparroz de Oliveira, pela presteza e boa vontade que permitiram a entrega deste trabalho dentro do prazo.*
- *A Maria de Fátima, Daniel e Victor, de quem subtraímos preciosas horas de convívio familiar. A eles dedicamos o nosso trabalho.*

## RESUMO

Os motores Síncronos de Relutância (MSR) são máquinas elétricas amplamente utilizadas na técnica de acionamentos, especialmente em aplicações multi-motorizadas com sincronismo entre eixos. Atualmente, além dessa utilização, os MSR têm sido propostos para acionamentos em velocidade variável a partir de inversores de frequência estáticos, dadas as suas vantagens como robustez e baixo custo, comparáveis ao motor de indução, e com maior facilidade de controle.

O presente trabalho tem por objetivo um estudo detalhado do MSR, propondo uma nova configuração de rotor, com dentes saturáveis, além de uma nova metodologia para o projeto desse tipo de máquina.

No Capítulo I, é apresentado um histórico geral de desenvolvimento dos MSR, com seus aspectos construtivos, principais aplicações e o estágio atual de sua utilização.

No Capítulo II, são detalhados os objetivos e a motivação do trabalho, baseados em problemas e resultados específicos do MSR com os quais nos defrontamos ao longo de nossa atividade profissional.

Nos Capítulos III e IV, são apresentadas a formulação e a metodologia de análise do MSR, para os modos de operação a tensão e a corrente constantes. São determinados circuitos equivalentes e estabelecido um tratamento específico da saturação do MSR proposto.

Nos Capítulos V e VI são tratadas, respectivamente as harmônicas de campo com suas influências sobre o MSR e a abordagem de projeto dos mesmos, permitindo uma fácil determinação dos parâmetros e do desempenho desse tipo de máquina.

No Capítulo VII é apresentada a parte experimental do trabalho, composta de:

- Projeto e cálculo do desempenho de um protótipo de MSR construído conforme a abordagem proposta.
- Ensaio no protótipo com medição de parâmetros e características.

O trabalho é concluído com a comparação e discussão dos resultados teóricos e experimentais.

## **A B S T R A C T**

*Synchronous Reluctance Motors (SRM) are electric machines widely utilized in drive technology, specially in multi-motor applications with shaft synchronization. At present, in addition to that utilization the SRM have been proposed to inverter fed variable speed drives due to its advantages like reliability and low cost, comparable to the induction motors, and simpler control.*

*The objective of the present work is a detailed study of the SRM, proposing a new rotor configuration, with saturable teeth, and a new design methodology for this type of machine.*

*In Chapter I, a general review of the SRM development is presented, with constructive details, main applications and its present stage of utilization.*

*In Chapter II are detailed the objectives and motivation of the work, based on specific problems and results on SRM obtained along our professional activity.*

*In Chapter III and IV, the formulation and methodology of analysis are presented for constant voltage and current modes of operation. Equivalent circuits are determined and a specific approach of magnetic saturation established for the proposed SRM.*

*In Chapter V and VI are treated the field harmonics and its influence on the behavior of the SRM, as well as its design, allowing for simple parameter calculations and performance evaluation.*

*In Chapter VII is presented the experimental part of this work, composed of:*

- *Parameter and performance calculations for a prototype SRM, designed according to the proposed methodology.*
- *Tests on the prototype, with measurement of parameters and performance characteristics.*

*The work is concluded with comparison and discussion on the theoretical and experimental results.*

# **CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E PROJETO DOS MOTORES**

## **SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA**

### **S U M Á R I O**

<b>I</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>8</b>
	<b>I.1 - Desenvolvimento e Aspectos Construtivos dos Motores Síncronos de Relutância.....</b>	<b>8</b>
	<b>I.2 - Aplicações e Aspectos Operacionais dos Motores Síncronos de Relutância.....</b>	<b>18</b>
<b>II</b>	<b>OBJETIVOS DO TRABALHO.....</b>	<b>25</b>
<b>III</b>	<b>RELAÇÕES DE POTÊNCIA NO MOTOR SÍNCRONO NO DE RELUTÂNCIA .....</b>	<b>30</b>
	<b>III.1 - Operação do Motor Síncrono de Relutância Sob Tensão Constante.....</b>	<b>31</b>
	<b>III.1.1. Circuito Equivalente para o MSR sob Tensão Constante.....</b>	<b>38</b>
	<b>III.2.- Operação do Motor Síncrono de Relutância Sob Corrente Constante.....</b>	<b>44</b>

<b>III.2.1. Circuito Equivalente para o MSR sob corrente Constante.....</b>	<b>48</b>
---	-----------

<b>IV INFLUÊNCIA DA GEOMETRIA SOBRE OS PARÂMETROS DO MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA.....</b>	<b>51</b>
--	-----------

<b>IV.1 - Distribuição Espacial de Induções no Entreferro do MSR.....</b>	<b>51</b>
---	-----------

<b>IV.2 - Influência da Saturação sobre o Comportamento do MSR.....</b>	<b>64</b>
---	-----------

<b>IV.2.1 - Influência da Saturação Sobre a Distribuição Espacial de Induções.....</b>	<b>65</b>
--	-----------

<b>IV.2.2 - Influência da Saturação Sobre as Reatâncias dos Eixos do MSR.....</b>	<b>73</b>
---	-----------

<b>V CONSIDERAÇÕES SOBRE AS HARMÔNICAS E PERDAS NO FERRO DO MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA..</b>	<b>89</b>
--	-----------

<b>V.1 - Harmônicas da Distribuição de Induções no Entreferro do MSR.....</b>	<b>90</b>
---	-----------

	<b>V.2 - Influência das Harmônicas na Tensão</b>	
	Induzida por Fase do MSR.....	96
	<b>V.3 - Incremento das Perdas no Ferro do MSR</b>	
	em Relação a Uma Máquina de Rotor Liso.....	98
<b>VI</b>	<b>A ABORDAGEM DO PROJETO DOS MOTORES SÍN</b>	
	<b>CRONOS DE RELUTÂNCIA.....</b>	<b>102</b>
	<b>VI.1 - Determinação da Geometria Rotórica do</b>	
	<b>MSR.....</b>	<b>108</b>
	<b>VI.2 - Fatores de Forma das Distribuições de Indu-</b>	
	<b>ção - Solução dos Circuitos Magnéticos do MSR..</b>	<b>112</b>
	<b>VI.3 - Características de Magnetização do MSR no</b>	
	<b>E.D. e no E.Q.. Determinação das Reatâncias</b>	
	<b><math>X_d</math> e <math>X_q</math>.....</b>	<b>124</b>
<b>VII</b>	<b>PARTE EXPERIMENTAL</b>	
	<b>VII.1 - Introdução.....</b>	<b>130</b>
	<b>VII.2 - Projeto do Motor Síncrono de Relutância.....</b>	<b>132</b>
	<b>VII.2.1 - Detalhes Construtivos do Protótipo.....</b>	<b>132</b>
	<b>VII.2.2 - Cálculo do Circuito Magnético do MSR.....</b>	<b>139</b>



<b>VII.2.3 - Cálculo das Reatâncias de Dispersão do MSR.....</b>	<b>144</b>
<b>VII.2.4 - Cálculo das Reatâncias dos Eixos do MSR</b>	<b>149</b>
<b>VII.2.5 - Cálculo do Desempenho do MSR.....</b>	<b>158</b>
<b>VII.3 - Ensaio do Motor Síncrono de Relutância....</b>	<b>161</b>
<b>VII.3.1 - Montagens Experimentais e Equipamentos Utilizados.....</b>	<b>162</b>
<b>VII.3.2 - Ensaio com o Rotor de Polos Lisos.....</b>	<b>168</b>
<b>VII.3.3 - Ensaio com o Rotor de Polos Salientes...</b>	<b>173</b>
<b>VII.3.4 - Ensaio em Carga do MSR.....</b>	<b>182</b>
<b>VII.4 - Comparação dos Resultados e Conclusões..</b>	<b>184</b>
<b>VIII REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>197</b>

## ***Lista de Símbolos***

- a:** Relação entre o comprimento dos dentes estático e rotórico.
- A:** Parcela de perdas no ferro nos dentes estáticos da máquina de rotor liso equivalente.
- $b_{ds}; b_{dr}$ :** Largura magneticamente equivalente dos dentes do estator e rotor, respectivamente.
- B:** Parcela de perdas no ferro na coroa estática da máquina de rotor liso equivalente.
- $B_e; B_{ds}; B_{dr}$ :** Induções magnéticas no entreferro, dentes do estator e do rotor respectivamente, para efeito de cálculo do circuito magnético.
- $B_{ed}; B_{eq}$ :** Induções magnéticas no entreferro resultantes nos eixos direto e em quadratura.
- $B_p$ :** Valor de pico da fundamental de distribuição espacial de induções no entreferro do MSR.

- $B_{Ps}$ : Valor de pico da distribuição de induções no entreferro, afetada de distorção por saturação.
- $B_m$ : Valor médio da distribuição de induções no entreferro do MSR.
- $B_{ef}$ : Valor eficaz da distribuição de induções no entreferro do MSR.
- $B'_p$ : Valor de pico efetivo da distribuição de induções resultante no entreferro, segundo o E.Q..
- $B_{mR}$ : Valor médio da parcela da distribuição de induções confinada aos dentes do rotor.
- $B_{cf_0}$ : Valor eficaz da distribuição de induções no entreferro da máquina de rotor liso equivalente.
- $B_{ref}$ : Valor de pico de referência da máquina de rotor liso equivalente (valor genérico).
- $B_{ref_0}$ : Valor de pico de referência típico, para efeito de quantificação dos efeitos da saturação no MSR.

- c:** Constante de proporcionalidade da perda no ferro.
- C:** Constante de potência específica volumétrica do entreferro para MSR alimentado com tensão constante.
- $C_{\max}$ ;  $C_{\max i}$ : Conjugado máximo desenvolvido pelo MSR, para alimentação com tensão constante e corrente constante, respectivamente.
- D:** Diâmetro do rotor, medido na linha central do entreferro.
- $e_d$ ;  $e_q$ : Entreferro do MSR, respectivamente ao longo do E.D. e do E.Q..
- E:** Tensão por fase induzida no enrolamento do MSR, devido exclusivamente ao fluxo útil no entreferro.
- E.D.:** Eixo direto.
- E.Q.:** Eixo em quadratura.
- f:** Frequência de alimentação.

$f_D(\alpha; k)$ ;  $f_Q(\alpha; k)$ : Funções geométricas do MSR, segundo o E.D. e o E.Q.. (caso linear).

$f'_D(\alpha; k)$ ;  $f'_Q(\alpha; k)$ : Funções geométricas do MSR, considerando o efeito de distorção adicional por saturação, na distribuição de induções no entreferro.

$F_V$ ;  $F_i$ : Fatores de conjugado do MSR, para alimentação sob tensão constante e corrente imposta, respectivamente.

$F_{Vs}$ : Fator de conjugado sob tensão constante, considerando o efeito de saturação.

$F_{mm_p}$ : Valor de pico da distribuição espacial de força magnetomotriz no entreferro do MSR.

$F_e$ ;  $F_{ds}$ ;  $F_{dr}$ : Forças magnetomotrizes consumidas no entreferro, dentes do estator e dentes do rotor, respectivamente.

$F_T$ : Força magnetomotriz total consumida ao longo do circuito magnético do MSR.

- $i_p$ : Corrente de perdas rotacionais equivalente, por fase, no MSR.
- $I$ : Corrente por fase no MSR, associada às potências ativa e reativa convertidas no entreferro.
- $i_d, i_q$ : Componentes da corrente por fase segundo o E.D. e o E.Q.
- $I_L$ : Corrente total por fase do MSR, considerando perdas e dispersão.
- $I_{max}, I_{ef}$ : Valores máximo e eficaz, respectivamente, da corrente de fase do MSR.
- $K$ : Razão dos entreferros, no E.D. e no E.Q. ( $K = e_d / e_q$ ).
- $K_p$ : Fator de empilhamento no núcleo ferromagnético.
- $K_s$ : Fator de saturação do circuito magnético.
- $K_{sd}, K_{sq}$ : Fatores de saturação segundo o E.D. e o E.Q.
- $K_f$ : Fator de forma da distribuição espacial de induções no entreferro (valor genérico).

- $K_{Fd}; K_{Fq}$ : Fatores de forma do MSR, segundo o E.D. e o E.Q.
- $K_{FDS}; K_{FQS}$ : Fatores de forma válidos para o entreferro e para os dentes do estator, no cálculo dos circuitos magnéticos, segundo o E.D. e o E.Q..
- $K_{FDR}; K_{FQR}$ : Fatores de forma válidos para os dentes rotóricos, no cálculo dos circuitos magnéticos do MSR, segundo o E.D. e o E.Q..
- $l_{ds}; l_{dr}$ : Comprimento dos dentes de estator e rotor do MSR, respectivamente.
- L**: Comprimento do núcleo magnético do MSR.
- $L_p$ : Indutância por polo da máquina.
- m**: Número de fases do enrolamento estatórico.
- MSR**: Motor Síncrono de Relutância.
- $N_p$ : Número de espiras por polo da máquina.

- $N_r$ : Número de espiras efetivas por fase, incluindo o fator de enrolamento.
- $N_s$ ;  $N_r$ : Número de ranhuras do estator e rotor respectivamente (rotor considerado sem os recortes devidos à saliência).
- $p$ : Número de pares de polos da máquina.
- $P_{fe}$ : Perda no ferro do MSR.
- $P_{fe_0}$ : Perda no ferro da máquina de rotor liso equivalente.
- $P$ : Permeância magnética por polo da máquina.
- $P$ ;  $P_i$ : Potência ativa por fase absorvida da linha pelo MSR alimentado sob tensão constante e sob corrente imposta respectivamente.
- $P_{tr}$ ;  $P_{tr_i}$ : Potência transferida ao rotor, pelo MSR sob tensão e corrente constantes, respectivamente.
- $P_{max}$ : Máxima potência desenvolvida pelo MSR, sob tensão constante.



$Q; Q_i$  : Potências reativas totais por fase do MSR, associadas ao fluxo total, respectivamente para tensão e corrente impostas.

$Q_r; Q_{r_i}$  : Potências reativas por fase, associadas ao fluxo útil do MSR, para tensão e corrente impostas.

$r$  : Resistência ôhmica por fase do estator.

$R_{eq}(\delta_m); R_{eq}(\delta_i)$  : Resistências equivalentes de carga, por fase do circuito equivalente do MSR, para tensão e corrente constantes respectivamente.

$R_p(\delta)$  : Resistência equivalente, por fase, das perdas no ferro.

$S$  : Potência aparente total desenvolvida pelo MSR.

$V$  : Tensão de alimentação por fase da máquina.

$x_a$  : Reatância de dispersão por fase do estator.

$X_d; X_q$  : Reatâncias totais dos eixos, por fase da máquina, segundo o E.D. e o E.Q..

$X_{md}, X_{mq}$ : Reatâncias de magnetização, segundo o E.D. e o E.Q., associadas exclusivamente ao fluxo útil no entreferro.

$X'_d, X'_q$ : Reatâncias totais segundo o E.D. e o E.Q., associadas ao entreferro, considerando distribuições de induções distorcidas por saturação.

$X'_{md}, X'_{mq}$ : Reatâncias de magnetização associadas ao fluxo útil no entreferro, considerando a distorção por saturação.

$X_{ds}, X_{qs}$ : Reatâncias totais por fase, saturadas, segundo o E.D. e o E.Q..

$X_{mds}, X_{mq_s}$ : Reatâncias de magnetização saturadas, por fase, segundo o E.D. e o E.Q..

$X_m$ : Reatância de magnetização genérica.

$X_{m_0}$ : Reatância de magnetização, por fase, da máquina de rotor liso equivalente.

- $\alpha$  : Relação entre a amplitude do polo rotórico e o passo polar.
- $\beta$  : Amplitude em relação ao passo polar, do segmento rotórico (MSR de rotor segmentado).
- $\beta_{PFE}$ : Fator de incremento das perdas no ferro em vazio, do MSR em relação ao rotor liso equivalente.
- $\gamma_{PFE}$ : Fator de incremento das perdas no ferro sob carga, do MSR em relação à máquina de rotor liso equivalente.
- $\gamma_{PFE}$ : Fator de incremento das perdas no ferro sob carga, com distribuição de induções afetada pela saturação.
- $\delta$  : Ângulo de carga do MSR, operando sob tensão constante.
- $\delta_m$ : Ângulo de carga associado exclusivamente ao fluxo concatenado com o rotor.
- $\delta_i$ : Ângulo de carga do MSR, operando sob corrente imposta.
- $\phi_p$ : Fluxo por polo total do MSR.

- $\phi_d; \phi_q$ : Fluxo por polo total segundo o E.D. e o E.Q., respectivamente.
- $\phi_{dr}$ : Parcela do fluxo por polo confinado aos dentes do rotor.
- $\cos \varphi; \cos \varphi_1$ : Fator de potência de operação do MSR, para alimentação sob tensão constante e sob corrente constante, respectivamente.
- $\chi$ : Fator de distorção da distribuição espacial de induções no entreferro, devido ao efeito de saturação.
- $\mu_0$ : Permeabilidade do ar.
- $\mu_{rs}, \mu_{rr}$ : Permeabilidades relativas do material ferromagnético nos dentes do estator e do rotor respectivamente.
- $\tau_p$ : Passo polar da máquina.
- $\tau_r, \tau_s$ : Passos de ranhura, respectivamente do estator e do rotor.
- $\omega$ : Frequência angular da alimentação.
- $\omega_s$ : Velocidade síncrona do campo rotativo no entreferro em rd/s.

## **CAPÍTULO I**

### **I. INTRODUÇÃO**

#### **I.1. Desenvolvimento e Aspectos Construtivos dos Motores Síncronos de Relutância**

O Motor síncrono de relutância (MSR) na sua forma mais elementar, deriva conceitualmente da máquina síncrona clássica de polos salientes sem o enrolamento de excitação. Tal motor tem sido utilizado e estudado desde os primórdios da técnica das máquinas elétricas e de tempos em tempos tem atraído a atenção e os esforços de um considerável número de pesquisadores [8,30]. Pelo fato do MSR ser dotado de um estator similar ao das máquinas convencionais de corrente alternada (síncronas ou assíncronas), o objeto de análise e sucessivos aprimoramentos, tem sido sempre o rotor. Como será visto adiante, o MSR é empregado em pequenas e médias potências e, embora tenha propriedades únicas para certas categorias de acionamentos, o termo de comparação imediato que surge é o motor de indução. Dessa forma, as sucessivas famílias ou "gerações" de motores síncronos de relutância que foram sendo desenvolvidas ao longo do tempo, buscaram sempre otimizar o projeto e a construção do rotor dos MSR de modo a aproximar seu desempenho ao dos motores assíncronos, no tocante ao conjugado desenvolvido para um mesmo

volume eletromagnético, rendimento, fator de potência, simplicidade construtiva e baixo custo.

Até o início da década de 50, a construção típica do MSR era aquela obtida diretamente a partir do motor de indução onde ao longo da periferia do rotor eram eliminados alguns dentes, por usinagem ou por estampagem adequada das chapas do núcleo, formando uma estrutura magnética de polos salientes. Nesta “geração” de motores mais antigos, Fig.1.1.a., o arco polar resultante em relação ao passo polar,  $\alpha$ , se situa tipicamente entre 60% e 70%. Com isso, a razão entre a reatância segundo o eixo direto e a reatância segundo o eixo em quadratura da máquina,  $X_d/X_q$ , que podemos aqui chamar como índice de saliência da geometria rotórica, não ultrapassa valores entre 1,5 e 2. Como será visto adiante, esse índice de saliência é um indicador do conjugado máximo produzido pelo MSR, bem como do fator de potência de operação, e portanto, para essa configuração, a potência disponível no MSR fica entre 1/3 e 1/2 da potência do motor de indução de mesmo volume e carregamento eletromagnético [38]. Além disso, o fator de potência nominal fica baixo, da ordem de 0,35 a 0,45 para um motor típico de 4 polos. Esses dois fatos, principalmente, parecem ter contribuído para a noção comum de que o MSR é inerentemente inferior ao motor de indução para os acionamentos em geral [30].

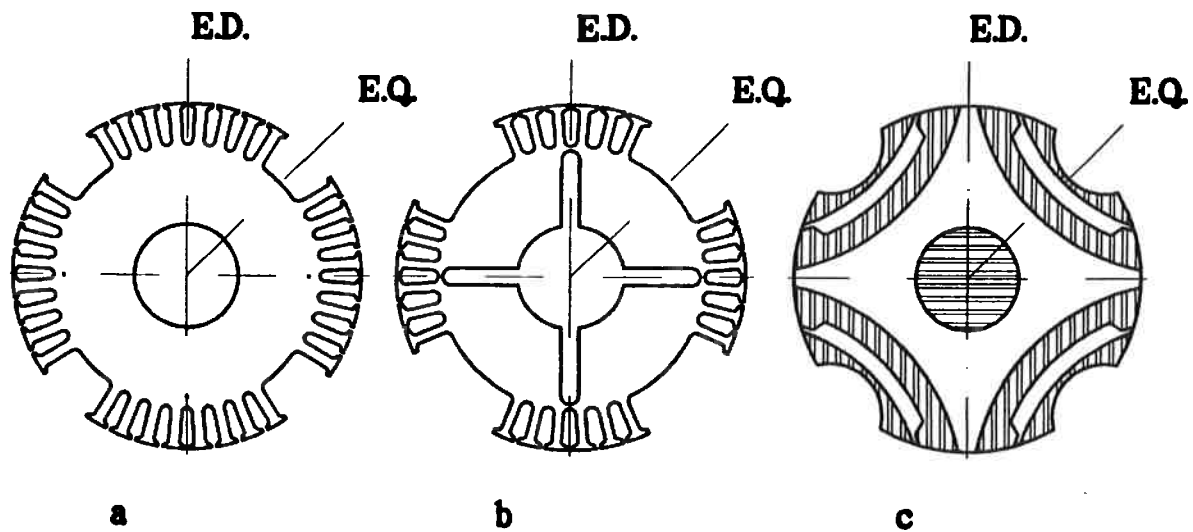


Fig.1.1 - Rotores de MSR de "1ª Geração".

- a) Rotor convencional de polos salientes, obtido por eliminação de dentes a partir do motor de indução.  
 b) Rotor com barreiras de fluxo.  
 c) Rotor proposto por J.K.Kostko na década de 20.

Desenvolvimentos posteriores, objetivando pura e simplesmente ao incremento do índice de saliência,  $X_d / X_q$ , levaram no final da década de 50 aos rotores dotados de barreiras de fluxo, utilizados com sucesso principalmente por fabricantes norte-americanos [8]. Nesta configuração, Fig.1.1.b, são executadas ranhuras ao longo do eixo direto de forma a interceptar a circuitação do fluxo segundo o eixo em quadratura. Dessa forma, a relutância apresentada ao fluxo segundo o E.Q. fica bastante aumentada, com pouca influência sobre o fluxo segundo o E.D., implementando a relação  $X_d / X_q$ , que pode atingir valores entre 2,5 e 4,0 (valores não saturados). Também o fator de potência fica melhorado, situando-se

tipicamente entre 0,55 e 0,65 (para máquinas de 4 polos), e a potência disponível é da ordem de 65% a 85% daquela obtida por um motor de indução de mesmo volume eletromagnético. Obviamente, para que esta configuração funcione adequadamente, o eixo sobre o qual são montadas as chapas do núcleo rotórico deve ser executado em material não magnético. A construção do rotor do MSR com barreiras de fluxo foi na verdade inspirado no trabalho de J.K. Kostko [17] no início da década de 20, que propunha um rotor cilíndrico dotado de múltiplas fendas e placas de ferro alinhadas com um sentido preferencial de fluxo, Fig.1.1.c.. Embora à época essa configuração não tenha sido adotada, provavelmente por dificuldades construtivas, foi a base de desenvolvimento das “gerações” de MSR que se seguiram.

A principal vantagem da configuração de rotores de MSR, conforme indicado nas Fig.1.1.a e 1.1.b, é sem dúvida a simplicidade construtiva. As lâminas rotóricas são obtidas diretamente de lâminas típicas de motores de indução com poucas operações adicionais ou pequenas alterações em ferramental. A montagem do núcleo é também convencional, bem como a colocação da gaiola (utilizada para partida assíncrona e amortecimento em operação síncrona), que pode ser inclusive fundida em alumínio para as máquinas de menor porte. Dessa forma, toda a tecnologia de fabricação de motores de gaiola, se aplica sem maiores problemas à construção de MSR dessa “geração”, contribuindo em muito para a redução de seu custo.



Ao longo da década de 60, surgiram no Reino Unido, os MSR de rotor segmentado, que podem ser considerados a "2ª geração" desse tipo de máquina. Seu desenvolvimento deveu-se principalmente a P.J. Lawrenson e seus colaboradores [18; 19; 20; 22], que além da proposição da nova configuração ainda elaboraram uma extensa teoria sobre o comportamento dos motores de relutância em geral, abordando inclusive aspectos pouco usuais como estabilidade, comportamento assíncrono e harmônicas nos MSR. [21; 24; 25]. Nesta configuração o rotor é constituído de segmentos de chapas laminadas, magneticamente isolados uns dos outros, como pode ser visto na Fig.1.2.a.. A amplitude de cada segmento em relação ao passo polar,  $\beta$ , situa-se entre 80% e 90%, e dessa forma, a relutância de circuito magnético segundo o eixo direto é praticamente a de um rotor cilíndrico (como do motor de indução), enquanto no eixo em quadratura, o circuito magnético encontra-se virtualmente aberto, obrigando o fluxo a cruzar o espaço inter-segmentos que tem uma dimensão algumas dezenas de vezes maior que o entreferro. Consegue-se assim, um índice de saliência,  $X_d / X_q$ , da ordem de 5 a 6 de modo que as potências disponíveis no MSR com esse tipo de rotor se aproximam daquelas obtidas por um motor de indução de mesmo volume eletromagnético (mesmas dimensões rotóricas e mesmo fluxo por polo). O fator de potência dessa configuração também se eleva devido ao aumento da relação  $X_d / X_q$ , atingindo tipicamente valores entre 0,6 e 0,75.

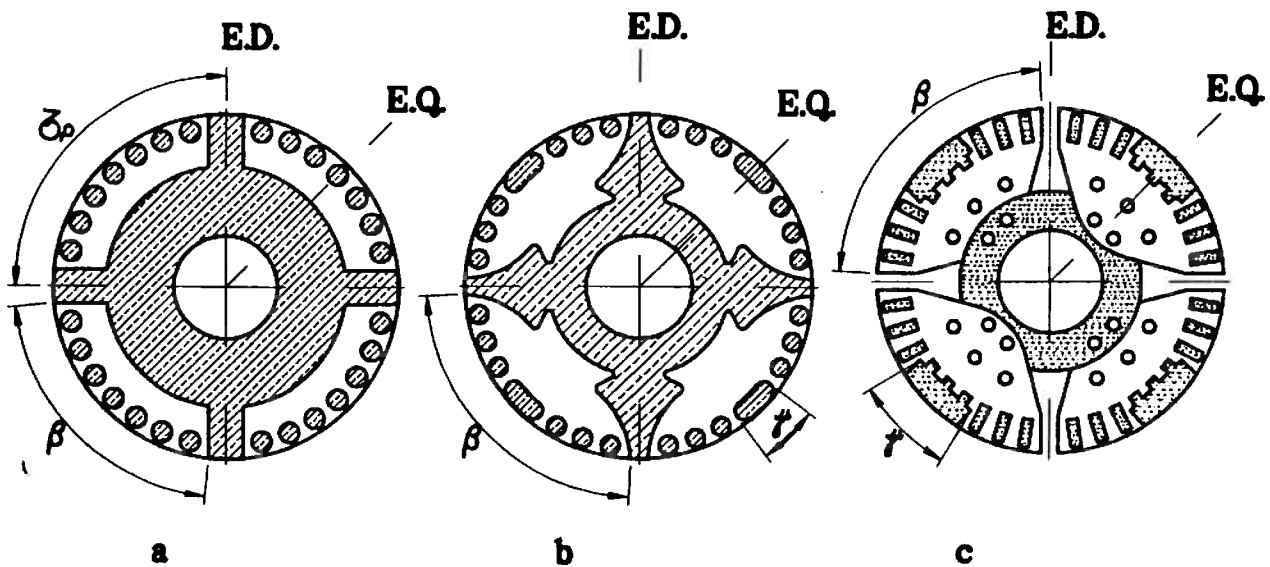


Fig. 1.2 - Rotores de MSR de "2ª Geração"

- a) Rotor segmentado básico
- b) Rotor segmentado típico para máquina de pequeno porte
- c) Rotor segmentado típico para máquina de médio porte

Uma otimização do MSR com rotor segmentado foi introduzida também por P.J. Lawrenson [22] na segunda metade dos anos 60, e consiste na inclusão de um canal adicional no centro de cada segmento, com uma amplitude em relação ao passo polar,  $\gamma$ , da ordem de 0,25 a 0,30. Com isso, melhoram-se ainda mais as características já citadas, levando a potências disponíveis comparáveis à do motor de indução magneticamente equivalente, e com conjugado máximo síncrono da ordem do conjugado máximo obtido pelo motor de indução (que é tipicamente da ordem de 1,8 a 2,2 p.u.). O fator de potência atinge valores da

ordem de 0,7 a 0,8, tornando-se próximo também ao de um motor de indução típico de 4 polos. Essa construção, que pode ser vista nas Fig. 1.2.b e 1.2.c, permite que se tenha motores síncronos de relutância com a mesma potência nominal de um motor de indução, com desempenho semelhante, dentro do mesmo tamanho de carcaça normalizada. Tem-se assim máquinas com peso equivalente e mesmo custo de matéria prima empregada.

No entanto, o MSR com rotor segmentado tem alguns pontos desfavoráveis. O mais importante é a dificuldade construtiva, conforme se pode avaliar pela Fig.1.2.. Para potências pequenas, até aproximadamente 15 kW, a construção usual é com os segmentos magnéticos imersos numa matriz de alumínio fundido, Fig.1.2.b.. Nesse caso, os segmentos tem que ter uma geometria adequada de forma a se conseguir uma retenção mecânica dos mesmos que resista aos esforços de centrifugação, o que implica em ferramental razoavelmente complicado. Além disso, como os segmentos são mecanicamente independentes, o processo de injeção da gaiola exige dispositivos adicionais de fixação e posicionamento preciso de cada segmento no ato de fundição do alumínio. Já para os MSR de potências médias, até algumas dezenas de kW, utiliza-se a construção do rotor montado e rebitado [9], com a fixação dos segmentos por meio de pinos de aço longitudinais que travam os segmentos contra discos de material não magnético, conforme esquematizado na Fig. 1.2.c.. Essa construção é bastante complexa e demanda mão de obra muito maior que o motor

convencional, elevando significativamente o custo desse tipo de MSR. Outra desvantagem do MSR de rotor segmentado, é sua rigidez rotórica bastante inferior à das máquinas de rotor sólido (motor de indução ou MSR convencional). Sob a ação dos esforços centrífugos e das forças magnéticas radiais que atuam sobre os segmentos, o sistema de retenção pode ceder e ocorrer a movimentação dos mesmos, levando ao surgimento de empuxo magnético assimétrico sobre o rotor, desbalanceamento dinâmico e finalmente contato entre rotor e estator (já que os entreferros nominais são pequenos nos MSR), o que pode levar à destruição da máquina.

A “terceira geração” dos motores síncronos de relutância surgiu no início da década de 1970 [8], tomou certo impulso a partir de meados de 1980 e têm surgido propostas de sua otimização até o presente [30]. Esse interesse, voltado quase exclusivamente para motores de pequeno porte, até 10 kW, deve-se aos requisitos dos modernos acionamentos estáticos que propõem utilizar o MSR associado a um inversor de frequência como alternativa aos que utilizam motores de indução ou motores de relutância chaveados [29; 30].

Nessa configuração, chamada MSR de rotor anisotrópico com laminação axial, os segmentos rotóricos são constituídos de conjuntos de lâminas dobradas e fixadas ao eixo, formando pacotes de chapas alinhadas no sentido longitudinal, Fig. 1.3.. Além disso, as lâminas são de aço silicioso de grão orientado, com a orientação no sentido preferencial do fluxo magnético. Dessa forma, se tem grande

permeabilidade no circuito magnético para o eixo direto, enquanto para o eixo em quadratura o fluxo deve cruzar o núcleo em direção basicamente normal à laminação, resultando em grande relutância nessa condição. Obtem-se assim, para o rotor de laminação axial, índices de saliência,  $X_d / X_q$ , da ordem de 7 ou até maiores. Resultam então MSR com densidade de potência equivalente aos motores de indução, com fator de potência nominal da ordem de 0,8.

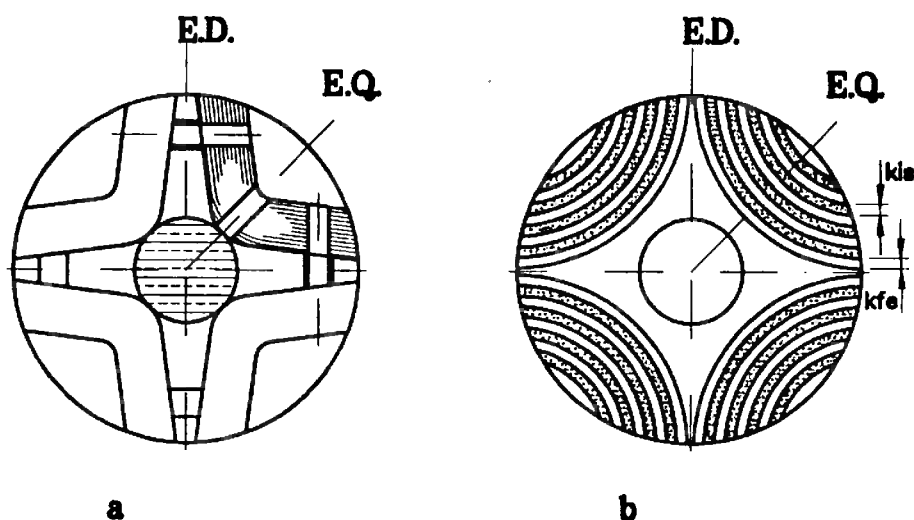


Fig.1.3 - Rotores de MSR de "3ª Geração"  
 a) Rotor de laminação axial básico  
 b) Rotor de laminação axial com núcleo mesclado aço-isolante.

Na configuração básica, como mostra a Fig. 1.3.a., os espaços vazios do núcleo magnético são preenchidos com alumínio fundido, unidos nas duas extremidades a anéis de curto, configurando uma gaiola para partida e amortecimento. Na configuração da Fig. 1.3.b, as lâminas dos segmentos rotóricos são mescladas com lâminas de material isolante ou com material condutor não magnético (como folhas de cobre ou alumínio), provendo neste último caso um elemento de

amortecimento na operação síncrona. A relação entre a espessura das lâminas isolantes e a espessura das lâminas magnéticas se situa entre 0,2 e 0,5, sendo este um parâmetro de ajuste das reatâncias, principalmente de eixo em quadratura [30]. Esta configuração de lâminas mescladas normalmente não é prevista para partida autônoma, sob frequência fixa, mas apenas com frequência variável a partir de zero.

Novamente, nesta "geração" de MSR, as grandes dificuldades são de natureza construtiva e de rigidez mecânica do rotor, maiores ainda que aquelas encontradas nos motores de rotor segmentado de "segunda geração". No caso do rotor de laminação axial básico da Fig. 1.3.a, o rotor é construído a partir de núcleos "c" típicos para transformadores, que são cortados e fixados ao eixo por meio de parafusos não magnéticos. Após a fundição da gaiola de alumínio, o conjunto é usinado na forma final. Para o rotor de lâminas mescladas Fig.1.3.b., as chapas são dobradas e coladas entre si, e o conjunto todo é fixado ao eixo por meio de cintas circunferenciais de material isolante apropriado, como bandagens convencionais utilizadas em rotores de máquina de corrente contínua de ranhuras abertas. Nota-se assim, que é uma máquina de construção onerosa, e, diferentemente dos MSR de 1ª e 2ª "gerações" que são produzidos industrialmente em escalas razoavelmente grandes, os MSR com rotor de laminação axial parecem ser ainda objeto de pesquisa, com produção de poucos protótipos aplicados em acionamentos específicos.

## **I.2 - Aplicações e Aspectos Operacionais dos Motores Síncronos de Relutância**

O principal campo de aplicação dos motores síncronos de relutância são os acionamentos multimotorizados, onde se requer em cada eixo velocidades rigorosamente iguais, ou guardando entre si relações muito precisas. Nestes casos, uma bateria de MSR alimentados a partir de uma fonte única de tensão e frequência (que pode ser fixa ou variável), possibilita um sincronismo de posição angular entre os eixos, independente da velocidade de operação e da divisão de carga entre os motores. Essa solução é mais simples, confiável e econômica que outras configurações, como as que utilizam motores de corrente contínua como seguidores, ou máquinas assíncronas de anéis como eixos elétricos, nesse tipo de acionamento. O emprego dos MSR aqui dispensam o uso de transdutores de posição ou velocidade, bem como controladores individuais para cada motor (como seria obrigatório utilizando motores c.c.) e nem componentes auxiliares de sincronização (como o reostato rotórico comum ou motor de acionamento primário que seria exigido pelo sistema de eixo-elétrico). Além do sistema como um todo se tornar mais simples, os próprios MSR são mais confiáveis e econômicos que os motores c.c. ou de anéis.

Alguns exemplos dessas aplicações multimotorizadas são citados abaixo:

- Nas vidrarias, na fabricação de peças ou utensílios de vidro, onde MSR aplicados em diferentes segmentos do processo garantem as operações sequenciais na posição e na cadência corretas.
  
- Em linhas de montagem automatizadas, com transportadores múltiplos sincronizados acionados por MSR.
  
- Na indústria textil e de fiação, no processamento de fibras sintéticas, onde múltiplos cilindros de transporte, acionados por MSR, garantem uma movimentação perfeitamente uniforme, ou com estiramento controlado da fibra ao longo do processo [9], como está ilustrado na Fig. 1.4.a.
  
- Na indústria gráfica e de embalagens de grande porte, em máquinas de rotogravura, onde MSR acionam os diversos cilindros de impressão garantindo o sincronismo e posicionamento das cores, textos e demais motivos ao longo do material base.
  
- Equipamentos de levantamento e transporte com múltiplos pontos de içamento, para movimentação de plataformas, embarcações e grandes estruturas. Neste caso, cada guincho é acionado por um MSR, garantindo



um içamento homogêneo de todos os pontos da carga, independente da distribuição de peso, Fig.1.4.b.

- Em reatores nucleares, nos mecanismos de acionamento das barras moderadoras da reação. Cada barra de grafite é acionada por um MSR, de modo que o conjunto todo de moderadores se desloca uniformemente durante a operação do sistema [14].

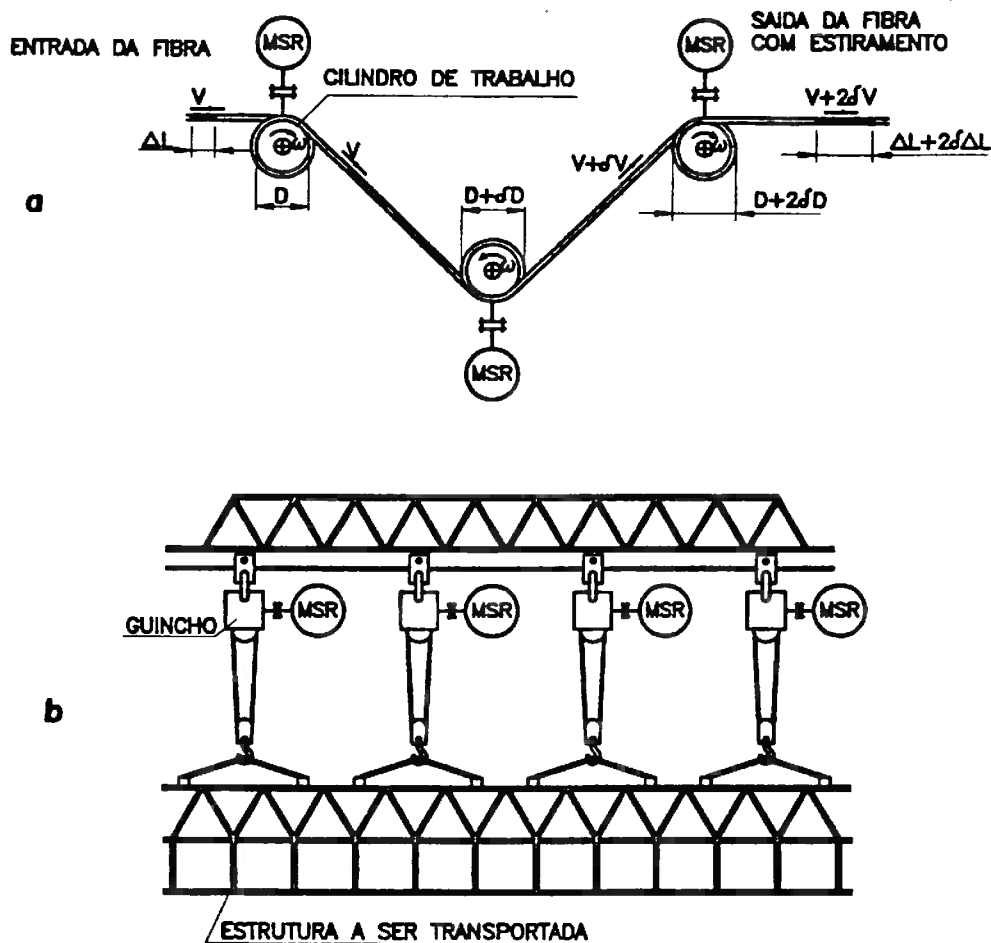


Fig.1.4 - Exemplos de aplicações do MSR em acionamentos multimotorizados.  
a) Tração e estiramento controlado em processamento de fibras sintéticas  
b) Levantamento de grandes estruturas com múltiplos guinchos sincronizados.

Outro campo de aplicação dos MSR é o dos acionamentos monomotores que devem rodar em velocidade precisa. Citam-se como exemplo nesse caso, os grupos moto-geradores, em que a frequência de saída deve ser rigorosamente fixa, sendo então o gerador acionado por um MSR diretamente a partir da rede. Casos típicos dessa aplicação são grupos geradores para ensaios de perdas, em chapas magnéticas, bem como geradores de 400 Hz para alimentação de aeronaves em terra. Nestas aplicações, até potências da ordem de 75 kW é vantajoso o uso do MSR no lugar da máquina síncrona excitada, facilitando o comando e controle e reduzindo o custo.

Nos acionamentos de velocidade variável, a solução clássica do motor de corrente contínua associado a um conversor CA-CC vem sendo substituída de forma muito intensa pelo motor de indução associado a um inversor de frequência, especialmente em pequenas potências. Esta solução no entanto, segundo alguns autores [30] não é a ideal dada a dificuldade de se controlar o conjugado, mesmo nas configurações com controle vetorial, que necessitam de meios para identificar parâmetros variáveis como a resistência rotórica, bem como sensores de posição do rotor. Outras soluções atuais, como o motor de relutância chaveado [26; 29; 31] também tem seus pontos negativos como grande pulsação de torque em baixa velocidade, além da necessidade também de se ter detetores de posição do rotor. O MSR associado a um inversor de frequência parece indicar uma solução, ao menos para pequenas potências, que contorna as desvantagens

dos sistemas acima citados. Como o motor é síncrono, pode em princípio funcionar a contento em malha aberta, sendo mais fácil seu controle de torque mesmo sem realimentação da posição. A pulsação de conjugado pode ser minimizada por uma adequada configuração do enrolamento estatórico. Desse modo, essa solução promete competir com aquela dotada de motor de indução [21; 30] com custo aparentemente menor. A solução que utiliza motor síncrono com imãs permanentes, embora ideal do ponto de vista de desempenho fica limitada pelo fator custo principalmente, além de não ter a robustez necessária para algumas aplicações mais críticas.

Do ponto de vista operacional, o MSR tem algumas vantagens sobre os demais motores de corrente alternada dentro de sua faixa de utilização. Além do fato de ser um motor síncrono sem necessidade de enrolamentos ou imãs permanentes no rotor, o MSR tem uma robustez e confiabilidade até maiores que o motor de indução já que o rotor é totalmente passivo. Conforme já citado, um MSR com projeto otimizado tem potência disponível equivalente à de um motor de indução de mesma carcaça e portanto tem peso e custo da mesma ordem. Quanto ao desempenho, comparado sempre ao motor de indução, tem fator de potência apenas ligeiramente inferior ou até similar, enquanto o rendimento, nos MSR otimizados, é maior devido à ausência de perdas Joule rotóricas. Quanto à característica externa do MSR, tem-se duas regiões distintas - a região

assíncrona, onde o MSR parte e acelera sob tensão e frequência fixas, como um motor de indução, utilizando para tanto a gaiola rotórica. Embora o conjugado e a corrente nessa região sejam oscilatórios devido à saliência rotórica, os valores médios são similares aos de um motor de indução. A gaiola deve permitir ao rotor atingir escorregamentos suficientemente pequenos de modo a que ocorra a sincronização do mesmo, com uma inércia conectada externamente da ordem de 4 a 6 vezes a própria do rotor. Dentro dessas condições, o conjugado ativo que o motor pode aplicar à carga é chamado conjugado máximo de sincronização (“pull-in torque”). Os valores da inércia acima citados, correspondem a valores médios com que se convencionou quantificar o conjugado de sincronização [9; 21] e acontecem em alguns tipos de cargas comuns como o acionamento direto de cilindros sincronizados com MSR. A Fig. 1.5 mostra qualitativamente uma curva de característica externa típica para MSR.

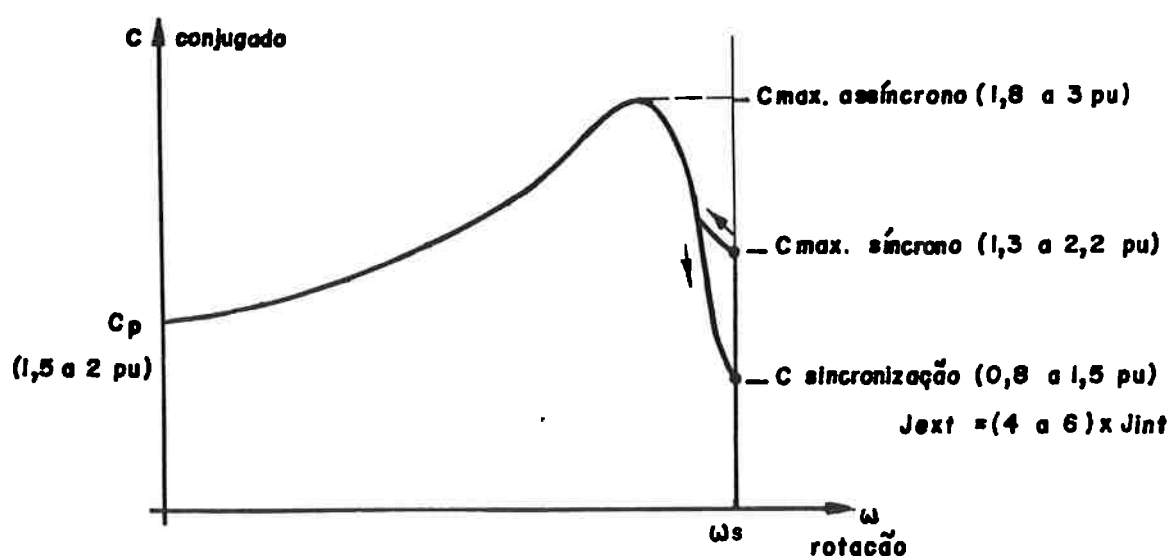


Fig.1.5 - Curva Característica Típica de MSR.

Na operação síncrona o MSR sustenta a carga até o limite do conjugado eletromagnético (conjugado máximo síncrono) que é uma função do índice de saliência do rotor, e ocorre para ângulos de potência  $\delta$  próximos a  $45^\circ$  elétricos. Como será visto adiante, o máximo fator de potência é função também do índice de saliência e do ângulo de potência, de modo que para operação nominal com fator de potência maximizado o conjugado máximo síncrono situa-se entre 1,3 e 1,8 p.u em geral, sendo que MSR com conjugados máximos síncronos maiores (2,0 a 2,5 p.u.) normalmente operam com fatores de potência nominais mais baixos. Outro ponto digno de nota na operação síncrona, são as oscilações da velocidade instantânea em torno da síncrona [21], que são inerentes ao MSR, principalmente em operação com frequência reduzida, entre 15 e 25 Hz. Nesses casos, a estabilidade do acionamento fica comprometida, e é de muita importância a existência da gaiola para operar como elemento amortecedor das oscilações. Essa instabilidade é influenciada pelos parâmetros da máquina, e em geral as oscilações diminuem com a redução do índice de saliência,  $X_d / X_q$ , com o aumento do número de polos da máquina, com o incremento da relação tensão/frequência do motor, com o aumento da carga no eixo e principalmente com a redução da resistência da gaiola rotórica. Como será visto com mais detalhes à frente, a otimização do projeto de um MSR é uma solução de compromisso entre a máxima potência disponível, o fator de potência de operação, os requisitos de sincronização e os critérios de estabilidade.

## **CAPÍTULO II**

### **II. OBJETIVOS DO TRABALHO**

O propósito central do presente trabalho é o estudo pormenorizado do motor síncrono de relutância de polos salientes (“primeira geração”) onde se destacam as seguintes contribuições mais importantes:

- São propostas algumas modificações na geometria do rotor, de modo a otimizar o desempenho desses MSR, aproximando suas características às das configurações mais elaboradas, porém preservando a simplicidade construtiva e o baixo custo de fabricação.
- É feita uma abordagem das harmônicas de campo e sua influência sobre a tensão induzida e as perdas no ferro do MSR, bem como sua variação com a geometria rotórica e dependência da carga. Esse aspecto, até onde conhecemos, baseados na bibliografia disponível, não tem sido tratado em detalhes.
- É feita uma abordagem nova de circuito magnético desse tipo de MSR considerando-se cuidadosamente a saturação, distintamente para o eixo direto e para o eixo em quadratura e fornecendo elementos para a elaboração do projeto dessas máquinas. Na bibliografia temos encontrado

apenas análises lineares feitas para o entreferro, e posteriormente afetadas de um fator de saturação único para determinar os parâmetros da máquina. Além do mais não encontramos na bibliografia uma metodologia formal para o cálculo do MSR, o que é proposto neste trabalho.

A motivação para o trabalho está baseada em alguns fatos que comentamos a seguir. A construção dos MSR de segunda e terceira "gerações", conforme já citado é complexa e onerosa. No exercício de nossa atividade profissional, já tivemos a oportunidade de projetar, construir e ensaiar diversas séries de MSR, desde o convencional de polos salientes, os motores com barreiras de fluxo e também os MSR de rotor segmentado, para um amplo leque de aplicações e dentro de uma estrutura de fabricação sob encomenda. Pudemos assim, comprovar a superioridade do projeto do rotor segmentado, por exemplo, sobre o convencional ao mesmo tempo em que vivenciamos as dificuldades da fabricação, os desvios de processo necessários em relação ao convencional e também alguns problemas de natureza mecânica que surgiram em algumas aplicações de rotor segmentado, como a solda de segmentos e danificação do rotor em alta velocidade.

Na busca de uma possível solução que reunisse essencialmente as vantagens das várias configurações construtivas, observamos, dentre outros vários testes, que alguns MSR de polos salientes convencionais, apresentavam um conjugado máximo síncrono dependente de saturação, numa proporção bem

maior do que ocorre nas máquinas clássicas como o motor de indução por exemplo. Surgiu assim, a idéia de construir um rotor em que a saturação se manifestasse intensamente e de forma preponderante no eixo em quadratura, de forma que a reatância desse eixo,  $X_q$ , ficasse significativamente reduzida, majorando o índice de saliência,  $X_d / X_q$ .

Chegamos então, ao rotor que aqui é proposto, com dentes longos e estreitos, e relação do arco polar para o passo polar,  $\alpha$ , entre 0,4 e 0,6 (cuja justificativa será dada adiante), mostrado na Fig.2.1. Para operação do MSR sob tensão constante, os dentes rotóricos são levados a um forte nível de saturação magnética na passagem do E.D. para E.Q., obtendo-se índices  $X_d / X_q$ , da ordem de 4,5 a 5,5 (valores saturados), comparáveis portanto aos obtidos pelos rotores segmentados, porém de construção muito mais simples e mais robusta

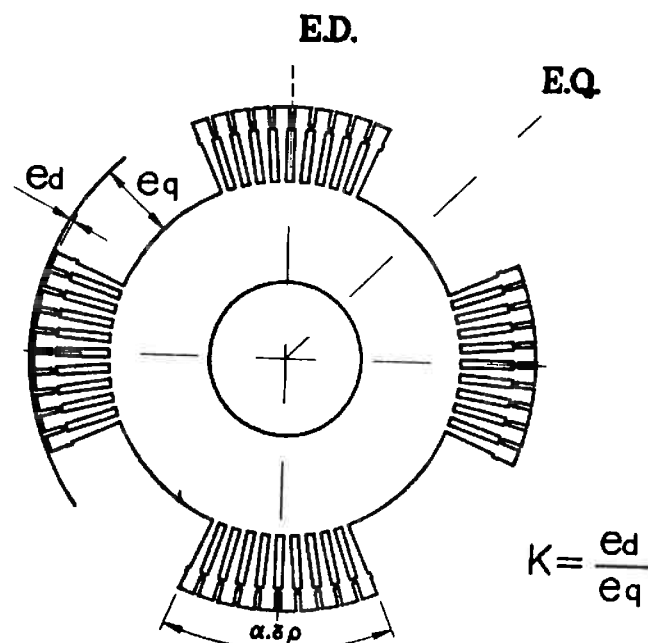


Fig. 2.1 - MSR Proposto, Dotado de Dentes Rotóricos Saturáveis no E.Q.



Em paralelo, buscávamos à época (1982-1986), uma metodologia de projeto para os MSR que fornecesse resultados confiáveis e diretos. Concluímos, como será discutido em detalhes mais à frente, pela solução de dois circuitos magnéticos independentes, um segundo o E.D. e outro segundo o E.Q. contemplando tanto o entreferro quanto as partes ferromagnéticas, tendo como resultado os valores saturados das reatâncias  $X_d$  e  $X_q$ . Para tanto, foram levantadas as distribuições espaciais de fluxo na máquina e determinados seus fatores de forma que são então utilizados como parâmetros de cálculo dos circuitos magnéticos.

As referências bibliográficas citadas neste trabalho não eram de nosso conhecimento à época dos desenvolvimentos mencionados, tendo sido coletadas e estudadas, em sua maioria, recentemente na fase de pesquisa bibliográfica para o presente trabalho. Não encontramos no entanto ao longo dessa pesquisa, referências que tenham uma abordagem simples e direta do cálculo de parâmetros do MSR, especialmente envolvendo saturação. De maneira geral, os autores como Lawrenson [19; 22], Lin [27] e outros, obtêm as reatâncias  $X_d$  e  $X_q$  por meio de uma análise de Fourier da distribuição de permêancia do entreferro da máquina, o que é um procedimento difícil e laborioso. Neste trabalho, a integração da distribuição de induções resultante no entreferro irregular do MSR segundo E.D e o E.Q., possibilita a determinação das reatâncias de uma forma que, ao nosso ver, é mais simples e intuitiva, além de já fornecer os subsídios para cálculo dos circuitos magnéticos.

A metodologia de projeto apresentada nesse trabalho tem sido aplicada a diversos MSR construídos e tem mostrado bons resultados quando comparados os valores de cálculo e de testes.

O MSR de dentes saturáveis no E.Q. aqui proposto tem se mostrado uma boa alternativa, com desempenhos satisfatórios. Já temos construído motores com potência de 15 kW em 4 polos, que têm fator de potência nominal entre 0,69 e 0,71, rendimento acima de 87% com conjugado máximo síncrono de 1,65 p.u.. Para efeito comparativo, na ref. [9] são citados MSR de rotor segmentado e com barreiras de fluxo que atingem fatores de potência entre 0,7 e 0,74, rendimentos de 90% com conjugado máximo entre 1,35 p.u. e 1,5 p.u., isso para máquinas com potência nominal da ordem de 50 kW em 4 polos.

## CAPÍTULO III

### **III. RELAÇÕES DE POTÊNCIA NO MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA**

Neste capítulo serão estudadas as potências ativa e reativa desenvolvidas pelo Motor Síncrono de Relutância, bem como o comportamento do fator de potência em função da carga para este tipo de motor. Serão abordados dois modos distintos de operação do MSR, a saber:

- Operação a tensão constante, que é o modo mais comum, onde o MSR é alimentado a partir de um barramento infinito ou de um inversor de frequência a tensão imposta, com relação  $V/f$  fixa.
- Operação a corrente constante, onde o MSR é alimentado por fonte de corrente, como um inversor de frequência a corrente imposta ou por fontes de corrente contínua aplicadas às fases do estator de forma chaveada.

Para as duas situações serão levantados circuitos equivalentes do MSR de modo a permitir a quantificação das características externas da máquina. Como será visto ao longo do capítulo, as conclusões obtidas serão válidas para qualquer MSR, independentemente da configuração geométrica do rotor.

### III.1 - Operação do MSR sob Tensão Constante

Os textos clássicos que tratam da máquina síncrona ligada a um barramento infinito [10; 15], utilizam genericamente a Teoria da Dupla Reação para analisar a máquina de polos salientes. A abordagem que será utilizada aqui, baseada no trabalho de Trickey [37], é essencialmente uma particularização do caso geral descrito por Doherty e Nickle [10], onde se considera a máquina síncrona sem excitação de campo. Assim, pode-se deduzir as expressões para o MSR de forma bastante simples a partir do diagrama fasorial da máquina síncrona sem excitação.

Para o MSR alimentado com tensão constante, a estrutura de referência adotada é solidária à onda de fluxo magnético no entreferro. Assim, o diagrama fasorial, considerando a convenção de receptor é mostrado na Fig. 3.1.

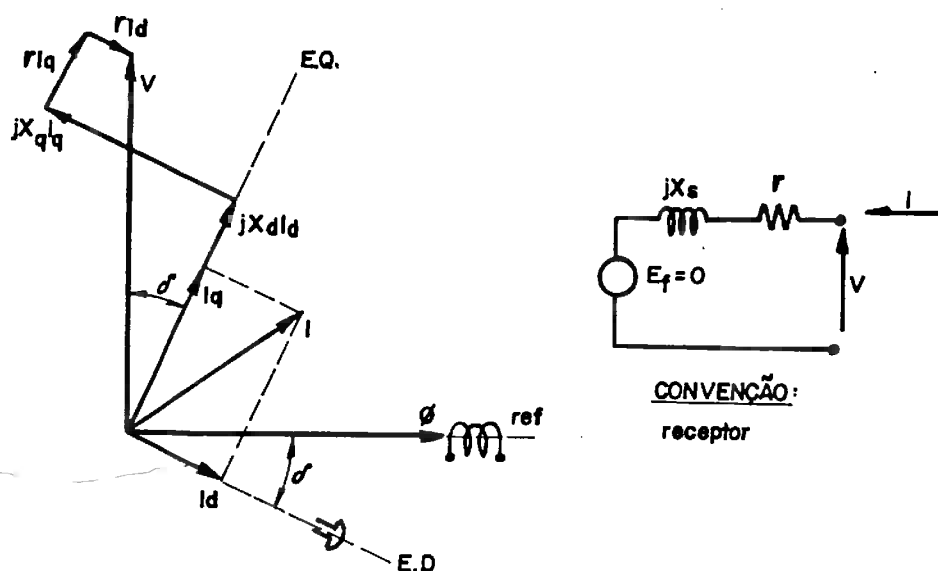


Fig. 3.1 - Diagrama Fasorial do MSR para Alimentação sob Tensão Constante.

Nesse diagrama, tem-se as seguintes grandezas:

$V$  : Tensão terminal por fase da máquina.

$I$  : Corrente absorvida por fase.

$I_d; I_q$  : Componentes da corrente de fase, respectivamente segundo o Eixo Direto e o Eixo em Quadratura.

$X_d; X_q$ : Reatâncias totais de fase segundo o E.D. e o E.Q., englobando a parcela de dispersão e magnetização.

$r$  : resistência ôhmica por fase do estator.

$\delta$  : Ângulo de carga da máquina, em graus elétricos.

Na estrutura de referência adotada, o ângulo de carga  $\delta$  mede o deslocamento do eixo do polo do rotor (E.D.) em relação ao eixo da distribuição de fluxo no entreferro. A evolução do funcionamento do MSR entre os limites extremos do ângulo de carga ( $0 < \delta < 90^\circ$ ) pode ser visto na sequência de diagramas simplificados da Fig. 3.2.

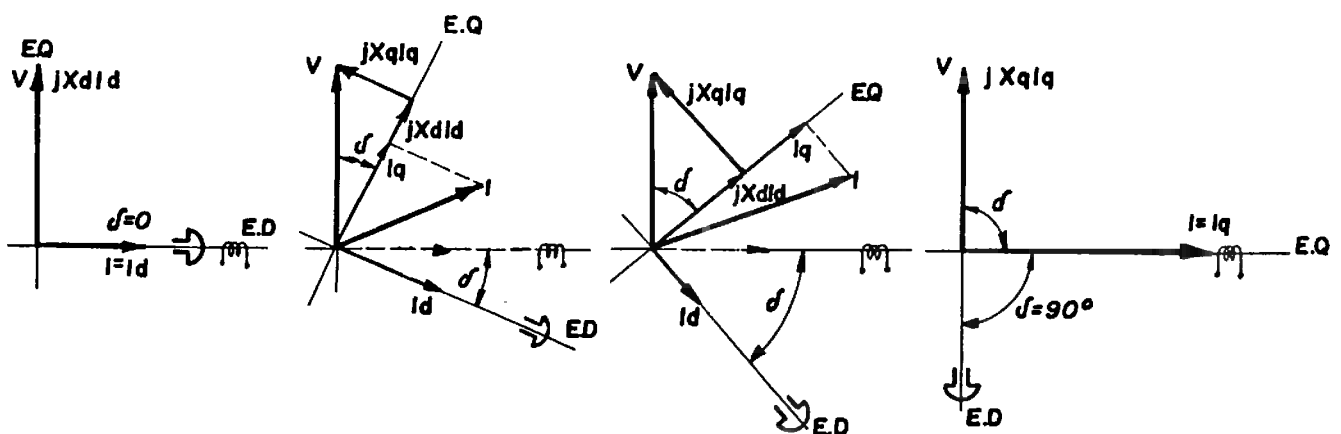


Fig. 3.2 - Evolução da Operação do MSR sob Tensão Constante entre  $\delta = 0^\circ$  e  $\delta = 90^\circ$  ( $r = 0$  para efeito de simplificar os diagramas).

**A potência ativa** absorvida da linha pelo MSR pode ser obtida diretamente do diagrama fasorial da Fig. 3.1, pela seguinte expressão:

$$P = V \cdot I_q \cos \delta - V \cdot I_d \sin \delta \quad (3.1)$$

Do mesmo diagrama, obtem-se ainda:

$$V \cdot \cos \delta = X_d \cdot I_d + r I_q \quad (3.2)$$

$$V \cdot \sin \delta = X_q \cdot I_q + r I_d \quad (3.3)$$

Isolando-se a corrente  $I_q$  na equação (3.3) e substituindo na equação (3.2), resulta após alguma manipulação:

$$I_d = \frac{V \cdot X_q \cdot \cos \delta}{(r^2 + X_d \cdot X_q)} - \frac{V \cdot r \cdot \sin \delta}{(r^2 + X_d \cdot X_q)} \quad (3.4)$$

e de forma análoga,

$$I_q = \frac{V \cdot \cos \delta}{(r^2 + X_d \cdot X_q)} - \frac{V \cdot X_d \cdot \sin \delta}{(r^2 + X_d \cdot X_q)} \quad (3.5)$$

Substituindo-se as equações (3.4) e (3.5) na equação (3.1), obtém-se:

$$P = \frac{V^2}{(X_d + r^2 / X_q)} \left[ \frac{r}{X_q} + \frac{1}{2} (X_d / X_q - 1) \sin 2\delta \right] \quad (3.6)$$

A expressão (3.6) acima é a potência ativa total por fase envolvida na operação do MSR sob alimentação a tensão constante. Se forem desconsideradas, por ora, as perdas no ferro,  $P$  é a potência por fase absorvida da linha, englobando as perdas Joule no estator o suprimento da carga útil no eixo e das perdas rotacionais de atrito e ventilação.

A **Potência reativa** absorvida da linha pelo MSR também é obtida a partir do diagrama fasorial da Fig. 3.1 pela projeção das componentes de corrente  $I_d$  e  $I_q$  num eixo ortogonal ao eixo da tensão. Tem-se então:

$$Q = V \cdot I_q \cdot \sin \delta + V \cdot I_d \cdot \cos \delta \quad (3.7)$$

Substituindo as correntes  $I_d$  e  $I_q$  pelas equações (3.4) e (3.5), resulta:

$$Q = \frac{V^2}{(X_d + r^2 / X_q)} \left[ (X_d / X_q - 1) \sin^2 \delta + 1 \right] \quad (3.8)$$

Essa potência compreende o conjunto total de reativos por fase, requeridos para o estabelecimento dos fluxos útil e disperso no MSR, já que as reatâncias  $X_d$  e  $X_q$  englobam as parcelas de magnetização e dispersão do estator.

Conforme já mencionado, uma das grandezas mais significativas do MSR é o fator de potência. De posse das potências ativa e reativa absorvidas da linha, resulta imediatamente,

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (3.9)$$



Substituindo as expressões (3.6) e (3.8) e simplificando, obtém-se:

$$\cos\varphi = \frac{\left[ r/X_q + (X_d/X_q - 1) \cdot \frac{\text{sen}2\delta}{2} \right]}{\sqrt{\left[ r/X_q + (X_d/X_q - 1) \cdot \frac{\text{sen}2\delta}{2} \right]^2 + \left[ (X_d/X_q - 1) \cdot \text{sen}^2\delta + 1 \right]^2}} \quad (3.10)$$

A equação (3.10) acima, exprime o fator de potência do MSR na operação sob tensão constante. O seu comportamento em função da carga (ângulo  $\delta$ ) pode ser visualizado na Fig. 3.3.

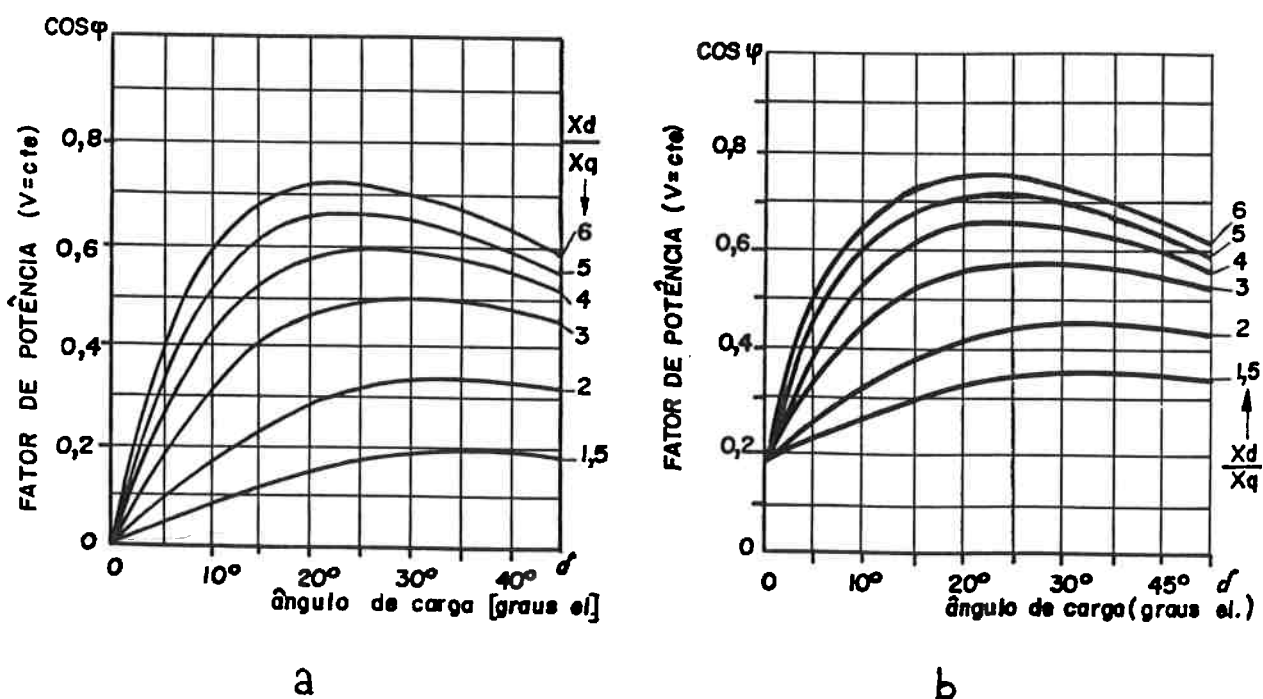


Fig. 3.3 - Evolução do Fator de Potência do MSR Operando sob Tensão Constante.

a)  $r = 0$  ;      b)  $r / X_q = 0,2$

Analizando-se a equação (3.10) e a Fig. 3.3; surgem as seguintes conclusões:

- O fator de potência do MSR em função da carga depende exclusivamente de relações de parâmetros, notadamente do índice de saliência  $X_d / X_q$ . As curvas acima são então genéricas e valem para qualquer MSR de qualquer forma construtiva e tamanho.

- A equação e as curvas acima valem para máquinas saturadas ou lineares. O grau de saturação está implícito nos parâmetros especialmente na relação  $X_d / X_q$ .

- No MSR procura-se sempre maximizar o fator de potência nominal. Observa-se na Fig. 3.3, que mesmo para índices de saliência elevados, ( $X_d / X_q > 4$ ), o ponto de máximo fator de potência ocorre para ângulos de carga entre  $20^\circ$  e  $25^\circ$ . Dessa forma, como a máxima potência ativa acontece para  $\delta = 45^\circ$  (equação 3.6), tem-se como consequência que o MSR operando naquela condição terá conjugado máximo síncrono entre 1,3 e 1,6 p.u. aproximadamente. Para máquinas que necessitam de uma maior reserva de conjugado, o ângulo de carga nominal deve ser reduzido e necessariamente o MSR trabalhará com fator de potência aquém do valor máximo.

### III.1.1 - Circuito Equivalente para o MSR sob Tensão Constante

Existem na bibliografia diversos circuitos equivalentes propostos para o MSR com diferentes topologias [7; 22; 25]. Aqui será determinado um circuito equivalente a partir de considerações sobre as potências ativa e reativa já estudadas, com uma topologia similar à do motor de indução.

Considere-se então, o circuito proposto na Fig. 3.4 abaixo, e seu correspondente diagrama fasorial:

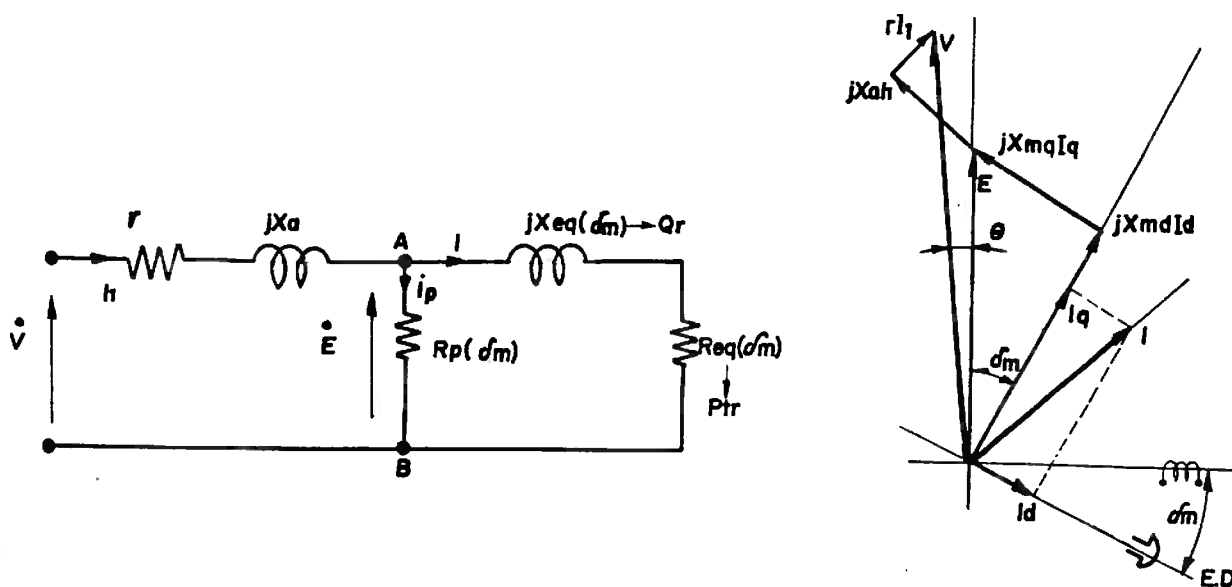


Fig. 3.4 - Circuito Equivalente para o MSR Operando sob Tensão Constante e Diagrama Fasorial Associado.

Na fig. 3.4, tem-se as seguintes grandezas:

- $x_a$  :            Reatância de dispersão por fase do estator.
- $R_{eq}(\delta_m)$  :   Resistência equivalente de carga do MSR, associada à potência ativa transferida ao rotor.
- $X_{eq}(\delta_m)$  :   Reatância equivalente do MSR, associada à potência reativa correspondente ao fluxo útil na máquina.
- $R_p$  :            Resistência equivalente de perdas no ferro e rotacionais, admitida por ora constante. Será visto adiante, no Capítulo V, que uma parcela das perdas no ferro varia com a carga e o parâmetro será corrigido para  $R_p(\delta)$ .
- $X_{md}$  :           Reatância de magnetização segundo o E.D.:  $X_{md} = X_d - x_a$
- $X_{mq}$  :           Reatância de magnetização segundo o E.Q.:  $X_{mq} = X_q - x_a$
- $\delta_m$  :           Ângulo de carga auxiliar, correspondente exclusivamente às reatâncias de magnetização:  $\delta = \delta_m + \theta$ .

Dessa forma, como está colocado o circuito equivalente da Fig. 3.4, conhecidos os valores das resistências e reatâncias equivalentes,  $R_{eq}$  e  $X_{eq}$ , para um dado valor da variável auxiliar  $\delta_m$ , a solução do circuito é imediata, tal qual no motor de indução. Como resultados tem-se as correntes  $I_L$  e  $I$  e seus ângulos de fase, de modo que se obtém o fator de potência da corrente de linha e a potência mecânica disponível,  $3.R_{eq}(\delta_m).I^2$  (bem como o conjugado no eixo dividindo-se por  $\omega_s$ ). O ângulo de carga  $\delta$  é obtido a partir da variável auxiliar  $\delta_m$ , somada ao ângulo  $\theta$ , que resulta também da solução do circuito equivalente.

O fato da variável independente ser o ângulo auxiliar  $\delta_m$  e não o ângulo de carga  $\delta$  não traz nenhum problema, já que este último é facilmente determinável pela solução do circuito. Além disso, o próprio ângulo de carga é também uma variável de valor só para cálculos, não sendo mensurável de forma simples, no MSR. As características externas do MSR, todas possíveis de se obter pelo circuito equivalente da Fig. 3.4, são basicamente a corrente de linha, fator de potência e rendimento em função da potência útil disponível no eixo.

Resta então, a determinação das resistências e reatâncias equivalentes do MSR. Como a resistência e reatância de dispersão do estator estão isoladas no circuito equivalente da Fig. 3.4, a máquina pode ser interpretada como um MSR "ideal", com reatâncias de E.D. e E.Q. respectivamente  $X_{md}$  e  $X_{mq}$ , submetido a uma

tensão de alimentação  $E$ . Nestas condições, a potência ativa desenvolvida é dada pela Equação 3.6, com  $r = 0$ , resultando na potência transferida ao rotor,

$$P_{tr} = \frac{E^2}{2X_{md}} [(X_{md}/X_{mq} - 1)\text{sen}2\delta_m] \quad (3.11)$$

Da mesma forma, a partir da Equação 3.8, obtém-se a potência reativa envolvida,

$$Q_r = \frac{E^2}{2X_{md}} [(X_{md}/X_{mq} - 1)\text{sen}^2\delta_m + 1] \quad (3.12)$$

A potência aparente por fase, desenvolvida no entreferro (descontados os fluxos de dispersão e queda na resistência do estator), fica então:

$$S = \frac{E^2}{X_{md}} \sqrt{(X_{md}/X_{mq} - 1)^2 \frac{\text{sen}^2 \cdot 2\delta_m}{4} + [(X_{md}/X_{mq} - 1)\text{sen}^2\delta_m + 1]^2} \quad (3.13)$$

Pelo circuito equivalente da Fig. 3.4, visto pelos pontos A-B, tem-se que essa potência aparente é também dada por:

$$S = E \cdot I \quad (3.14)$$

Logo, é possível isolar a corrente  $I$  a partir das Equações 3.13 e 3.14 acima, resultando:

$$I = \frac{E^2}{2X_{md}} \sqrt{(X_{md}/X_{mq} - 1)^2 \text{sen}^2 2\delta_m + 4[(X_{md}/X_{mq} - 1)\text{sen}^2 \delta_m + 1]^2} \quad (3.15)$$

Também pelo circuito equivalente, tem-se a potência ativa por fase transferida ao rotor como:

$$P_{tr} = R_{eq}(\delta_m).I^2 \quad (3.16)$$

Substituindo a corrente  $I$ , dada pela Equação 3.15, na Equação 3.16 e posteriormente identificando o resultado com a Equação (3.11), resulta:

$$R_{eq}(\delta_m) = \frac{2X_{md}(X_{md}/X_{mq} - 1).\text{sen}2\delta_m}{(X_{md}/X_{mq} - 1)^2 \text{sen}^2 2\delta_m + 4[(X_{md}/X_{mq} - 1)\text{sen}^2 \delta_m + 1]^2} \quad (3.17)$$

Procedendo de forma análoga para a potência reativa,  $Q_r = X_{eq}(\delta_m).I^2$ , que identificada com a Equação 3.12, resulta em:

$$X_{eq}(\delta_m) = \frac{4X_{md}[(X_{md}/X_{mq} - 1).\text{sen}^2 \delta_m + 1]}{(X_{md}/X_{mq} - 1)^2 \text{sen}^2 2\delta_m + 4[(X_{md}/X_{mq} - 1)\text{sen}^2 \delta_m + 1]^2} \quad (3.18)$$

O andamento da resistência e reatância equivalentes pode ser visualizado na Fig.

3.5 abaixo:

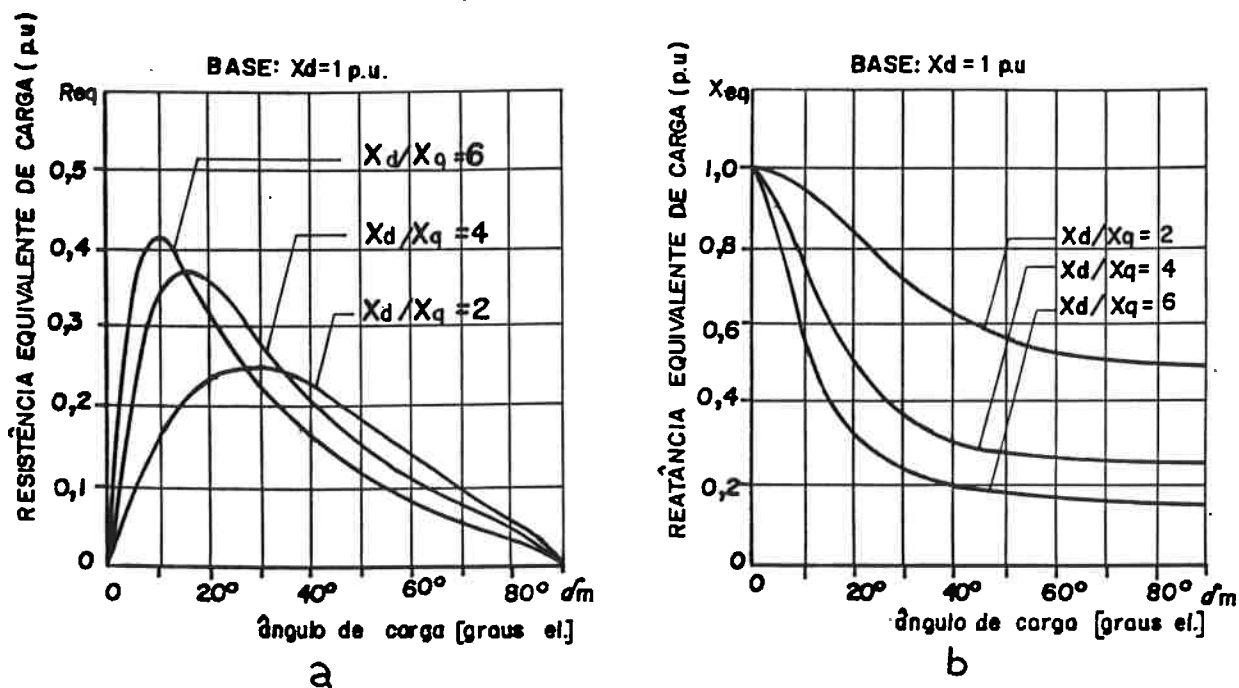


Fig. 3.5 - Parâmetros Equivalentes de Carga para MSR Operando sob Tensão Constante.

- a) Resistência Equivalente,  $R_{eq}(\delta_m)$   
 b) Reatância Equivalente,  $X_{eq}(\delta_m)$

Nota-se que a resistência equivalente é nula para  $\delta_m = 0^\circ$  e  $\delta_m = 90^\circ$ , indicando potência ativa nula nestes pontos, o que está de acordo com o princípio de funcionamento do MSR. A reatância equivalente tende para  $X_{md}$  quando  $\delta_m = 0^\circ$  e para  $X_{mq}$  quando  $\delta_m = 90^\circ$ , indicando como era de se esperar, que as potências reativas consumidas nestes pontos extremos correspondem respectivamente à potência de magnetização segundo o E.D. e segundo o E.Q..



### III.2 - Operação do MSR sob Corrente Constante

Para o MSR alimentado com corrente constante, a estrutura de referência adotada é agora solidária à onda de forças magnetomotrizes (f.m.m.) criada pelas correntes estáticas. Dessa forma, o diagrama fasorial fica essencialmente o mesmo da Fig. 3.1,

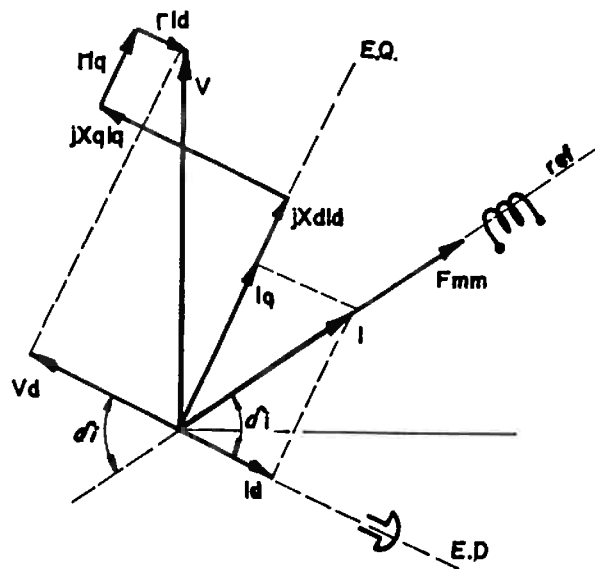


Fig. 3.6 - Diagrama Fasorial do MSR Alimentado com Corrente Constante.

Nessa estrutura de referência o ângulo de carga,  $\delta_i$ , mede o deslocamento do eixo polar do rotor (E.D.) em relação ao eixo da distribuição da f.m.m. criada no entreferro pela corrente  $I$ . A evolução do funcionamento do MSR nesse modo de alimentação entre os ângulos limites ( $0^\circ < \delta_i < 90^\circ$ ) pode ser vista na Fig. 3.7.,

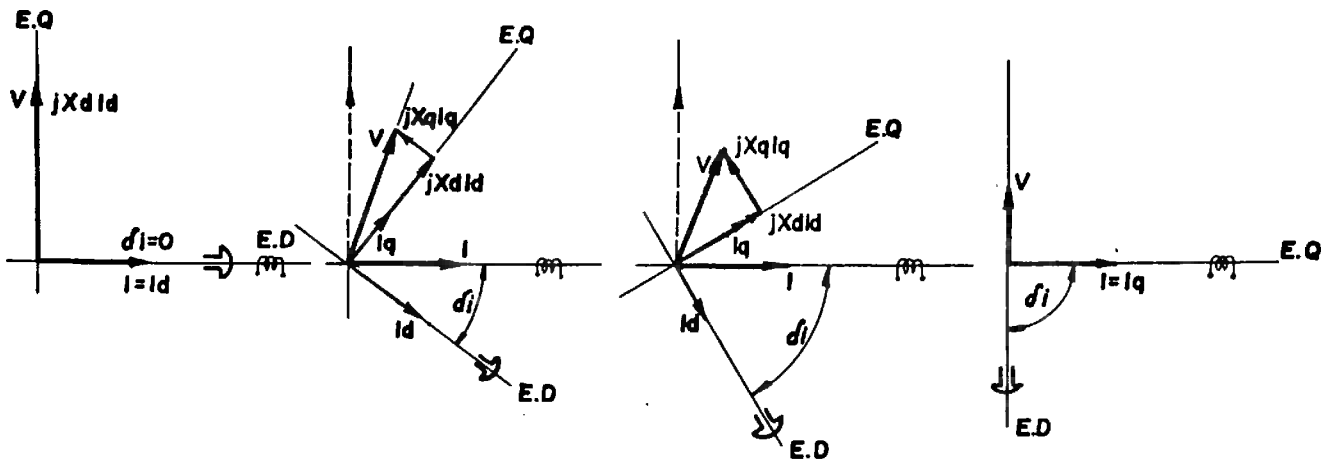


Fig. 3.7 - Evolução da Operação do MSR sob Corrente Constante entre  $\delta_i = 0^\circ$  e  $\delta_i = 90^\circ$

**A potência Ativa** desenvolvida pelo MSR pode ser obtida a partir do diagrama da Fig. 3.6, projetando-se as componentes de tensão,  $V_d$  e  $V_q$ , no eixo de referência da corrente. Tem-se então:

$$P_i = -V_d I \cos \delta_i + V_q I \cos(90^\circ - \delta_i) = V_q I \sin \delta_i - V_d I \cos \delta_i \quad (3.19)$$

Sendo ainda, pelo diagrama fasorial,

$$V_d = X_q I_q - r I_d; \quad V_q = X_d I_d + r I_q \quad (3.20)$$

e

$$I_d = I \cos \delta_i; \quad I_q = I \sin \delta_i \quad (3.21)$$

Substituindo as Equações 3.20 e 3.21, na Equação 3.19, obtém-se após alguma manipulação,

$$P_i = I^2 \cdot X_q \left[ r / X_q + \frac{1}{2} (X_d / X_q - 1) \text{sen} 2\delta_i \right] \quad (3.22)$$

A potência reativa é obtida de maneira análoga,

$$Q_i = V_d I \text{sen} \delta_i + V_q I \text{sen} (90 - \delta_i) \quad (3.23)$$

Substituindo-se aí as Equações 3.20 e 3.21, resulta:

$$Q_i = I^2 X_q \left[ X_d / X_q - (X_d / X_q - 1) \text{sen}^2 \delta_i \right] \quad (3.24)$$

O fator de potência, como grandeza mais significativa na operação do MSR, resulta imediatamente a partir das Equações 3.22 e 3.24,

$$\cos \varphi_i = \frac{\left[ r / X_q + (X_d / X_q - 1) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2} \right]}{\sqrt{\left[ r / X_q + (X_d / X_q - 1) \cdot \frac{\text{sen} 2\delta_i}{2} \right]^2 + \left[ X_d / X_q - 1 (X_d / X_q - 1) \text{sen}^2 \delta_i \right]^2}} \quad (3.25)$$

O andamento do fator de potência com a carga, pode ser visto na Fig. 3.8 abaixo

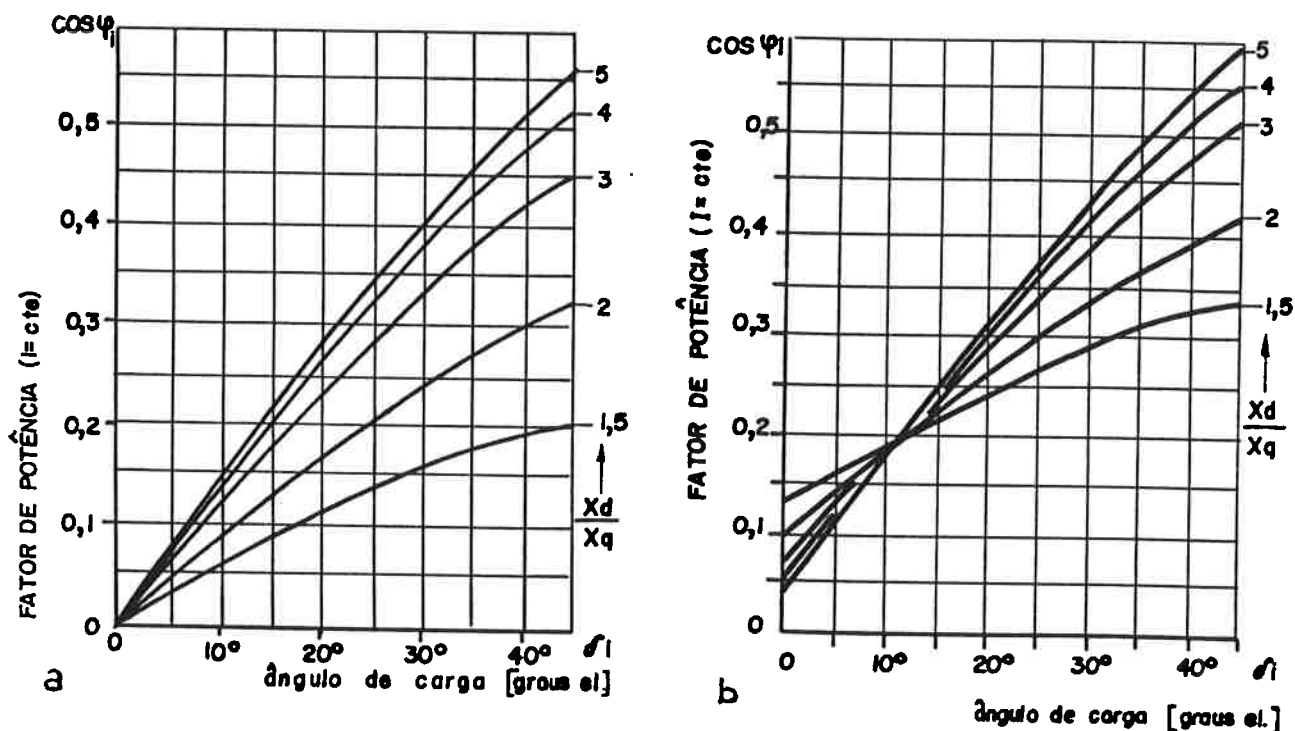


Fig. 3.8 - Evolução da Fator de Potência do MSR Operando sob Corrente Constante

a)  $r = 0$  ; b)  $r/X_q = 0,2$

Na alimentação do MSR com corrente constante, as duas primeiras conclusões a respeito do fator de potência, já mencionadas no parágrafo III.1, continuam válidas. Observa-se no entanto, que no modo corrente imposta, o MSR apresenta fatores de potência mais baixos que no modo tensão constante, além de que o mesmo se apresenta sempre crescente, atingindo o máximo no ângulo de carga limite da operação estável ( $\delta_i = 45^\circ$ ).

### III.2.1 - Circuito Equivalente para o MSR sob Corrente Constante

No caso da alimentação em corrente do MSR, o circuito equivalente é obtido de imediato, pela simples observação das equações da potência ativa e reativa. A Equação 3.22, que representa a potência ativa total absorvida pelo MSR, pode ser reescrita da seguinte forma:

$$P_i = I^2 \left[ r + \frac{1}{2} (X_d - X_q) \text{sen} 2\delta_i \right] \quad (3.26)$$

donde se conclui de imediato que a potência transferida ao rotor fica:

$$P_{\text{uf}} = P_i - r I^2 = R_{\text{eq}}(\delta_i) \cdot I^2 \quad (3.27)$$

e portanto,

$$R_{\text{eq}}(\delta_i) = \frac{1}{2} (X_d - X_q) \text{sen} 2\delta_i \quad (3.28)$$

Lembrando que:  $X_d = x_a + X_{\text{md}}$  e  $X_q = x_a + X_{\text{mq}}$ , resulta:

$$R_{\text{eq}}(\delta_i) = \frac{1}{2} (X_{\text{md}} - X_{\text{mq}}) \text{sen} 2\delta_i \quad (3.29)$$

Quanto à potência reativa, reescrevendo-se a Equação 3.24, obtém-se:

$$Q_i = I^2 [X_d - (X_d - X_q) \text{sen}^2 \delta_i] \quad (3.30)$$

que é a potência reativa total, associada ao fluxo útil e disperso. Isolando-se a parcela referente à dispersão,

$$Q_i = I^2 [x_a + X_{md} - (X_{md} - X_{mq}) \text{sen}^2 \delta_i] \quad (3.31)$$

Logo, a parcela exclusiva de magnetização fica:

$$Q_{ri} = Q_i - x_a \cdot I^2 = X_{eq}(\delta_i) \cdot I^2 \quad (3.32)$$

Portanto,

$$X_{eq}(\delta_i) = [X_{md} - (X_{md} - X_{mq}) \text{sen}^2 \delta_i] \quad (3.33)$$

As Equações 3.27 e 3.32, sugerem então o circuito equivalente mostrado na Fig.

3.9.

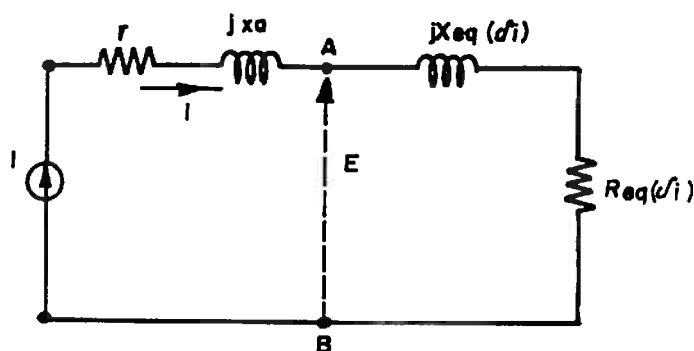


Fig. 3.9 - Circuito Equivalente para MSR Alimentado com Corrente Constante.

A resistência equivalente de perdas no ferro pode ser colocada de forma aproximada entre os pontos A e B do circuito, submetida à tensão variável E.

Os circuitos equivalentes apresentados neste Capítulo, indicados nas Figuras 3.4 e 3.9, são genéricos e se aplicam a qualquer MSR, independente de suas particularidades construtivas e tamanho. São válidos também para máquinas saturadas ou com comportamento linear, sendo que a saturação está implícita nos parâmetros  $X_{md}$  e  $X_{mq}$ .

## **CAPÍTULO IV**

### **IV - INFLUÊNCIA DA GEOMETRIA SOBRE OS PARÂMETROS DO MSR**

Neste capítulo serão tratadas as distribuições de indução no entreferro do MSR, e através de suas integrações serão determinadas as reatâncias dos eixos E.D. e E.Q. da máquina. Inicialmente será tratado o caso linear de modo a verificar a influência dos parâmetros geométricos do rotor sobre as reatâncias  $X_d$  e  $X_q$ , introduzindo-se os efeitos da saturação posteriormente. A análise será restrita à geometria de polos salientes convencional, que conforme já mencionado no Capítulo II, é a proposta a ser otimizada neste trabalho.

#### **IV.1 - Distribuição Espacial de Induções no Entreferro do MSR**

A hipótese básica assumida nesse Capítulo é a de que o enrolamento estático do MSR, dotado de distribuição e encurtamento adequados, produz na superfície externa do entreferro uma distribuição espacial de forças magnetomotrizes (f.m.m.) senoidal, independentemente da variação no tempo das correntes de fase (que preferivelmente deve ser também senoidal de modo a produzir um campo rotativo homogêneo). Assim, para um dado valor instantâneo das correntes de fase, a distribuição espacial de induções resultante no entreferro para um meio linear (admitido por ora), é obtida diretamente pela aplicação da senóide espacial



de f.m.m. num passo polar sobre a relutância variável do rotor ao longo do mesmo passo polar.

Para a geometria a ser considerada neste trabalho, indicada na Fig. 2.1, onde os entreferros segundo o E.D.,  $e_d$ , e segundo o E.Q.,  $e_q$ , são uniformes, a distribuição espacial de induções no entreferro resulta então, composta de trechos de senóides. A Fig. 4.1 abaixo, ilustra um passo polar do MSR com a geometria considerada, com as distribuições resultantes segundo os eixos direto e em quadratura.

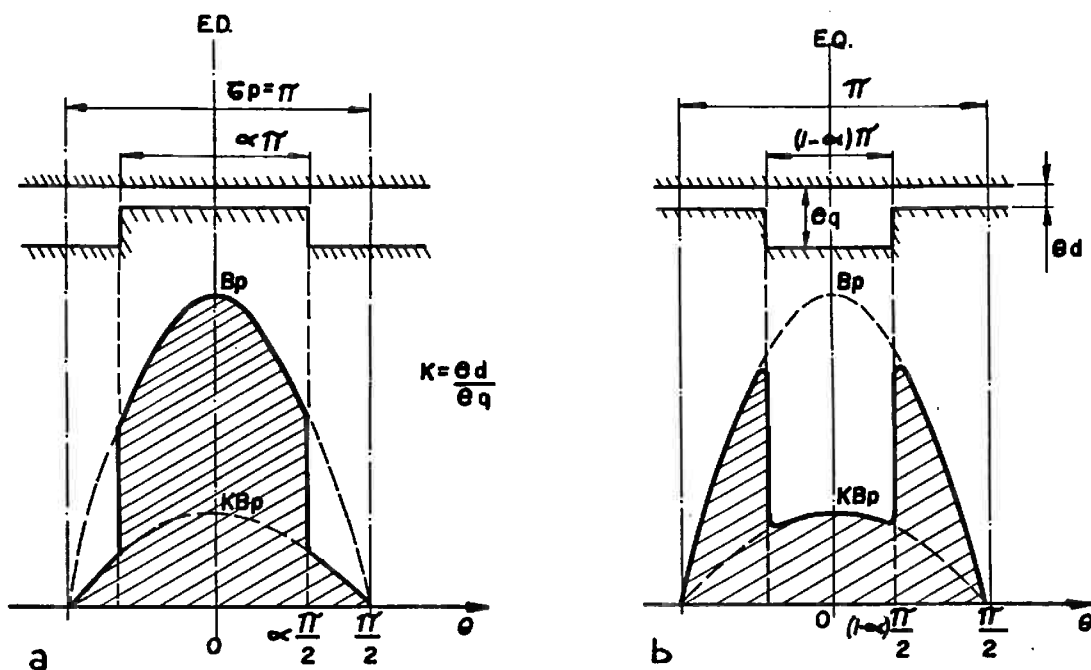


Fig. 4.1 - Distribuição Espacial de Induções no Entreferro, Não Saturada, para F.m.m. Senoidal  
a) Segundo E.D.      b) Segundo E.Q.

Na figura acima, tem-se:

$\alpha$ : Amplitude do arco polar equivalente, em relação ao passo polar  $\tau_p$ , já considerado o espraçamento de fluxo nas laterais do polo rotórico.

$e_d$ ;  $e_q$ : Entreferos equivalentes, respectivamente segundo o E.D. e o E.Q., já afetados do fator de Carter para considerar a presença de dentes no estator e rotor.

$K$ : Razão entre os entreferos,  $e_d / e_q < 1$ .

$B_p$ : Valor de pico da distribuição espacial de induções.

Convém ressaltar que para uma análise linear, com o ferro admitido infinitamente permeável ao fluxo, é irrelevante a consideração do polo rotórico como sendo sólido ou dotado de ranhuras e dentes. Estes últimos serão fundamentais apenas na consideração dos efeitos de saturação mais à frente.

O fluxo magnético por polo do MSR pode ser obtido pela simples integração da distribuição espacial de induções ao longo de um passo polar. Assim,

$$\phi_p = \int_0^{\tau_p} B \cdot ds = 2 \cdot \int_0^{\pi/2} B(\theta) \cdot L \cdot \frac{D}{2} \cdot \frac{1}{p} \cdot d\theta = \frac{DL}{p} \cdot \int_0^{\pi/2} B(\theta) d\theta \quad (4.1)$$

Onde:

D: diâmetro externo do rotor, medido na linha central do entreferro  $e_d$

L: comprimento do núcleo magnético

p: número de pares de polos da máquina.

Esse fluxo por polo pode ser determinado então distintamente para os eixos da máquina. Para o E.D., usando a Fig. 4.1a,

$$\phi_d = \frac{DL}{p} \int_0^{\pi/2} B_d(\theta) d\theta = \frac{DL}{p} \left[ \int_0^{\alpha\pi/2} B_p \cos\theta d\theta + \int_{\alpha\pi/2}^{\pi/2} K \cdot B_p \cos\theta d\theta \right] \quad (4.2)$$

que resulta em:

$$\phi_d = \frac{DL}{p} \cdot B_p \left[ K + (1 - K) \operatorname{sen} \frac{\alpha\pi}{2} \right] \quad (4.3)$$

Para o E.Q., usando a Fig. 4.1b,

$$\phi_q = \frac{DL}{p} \int_0^{\pi/2} B_q(\theta) d\theta = \frac{DL}{p} \left[ \int_0^{(1-\alpha)\pi/2} K B_p \cos\theta d\theta + \int_{(1-\alpha)\pi/2}^{\pi/2} B_p \cdot \cos\theta d\theta \right] \quad (4.4)$$

resultando em:

$$\phi_q = \frac{DL}{p} \cdot B_p \left[ 1 - (1 - K) \cos \frac{\alpha \pi}{2} \right] \quad (4.5)$$

Assim, pode-se escrever o fluxo por polo como sendo:

$$\phi_p = \frac{DL}{p} \cdot B_p \cdot f(\alpha; k) \quad (4.6)$$

Onde a função  $f(\alpha; k)$ , assume valores distintos para os dois eixos,

$$\text{No E.D.:} \quad f(\alpha; k) = f_D(\alpha; k) = \left[ K + (1 - K) \operatorname{sen} \frac{\alpha \pi}{2} \right] \quad (4.7)$$

$$\text{No E.Q.:} \quad f(\alpha; k) = f_Q(\alpha; K) = \left[ 1 - (1 - K) \cos \frac{\alpha \pi}{2} \right] \quad (4.8)$$

A partir do fluxo por polo, tem-se a seguinte expressão:

$$\phi_p = F.m.m_p \cdot P \quad (4.9)$$

Onde:

$F.m.m_p$  : Força magnetomotriz de pico por polo de máquina.

$P$  : Permeância magnética por polo da máquina.

Do ponto de vista magnético, a  $F.m.m_p$  consumida num entreferro uniforme de valor  $e_d$  é dada por:

$$Fmm_p = \frac{B_p}{\mu_o} \cdot e_d \quad (4.10)$$

Substituindo as equações 4.6 e 4.10 na equação 4.9, resulta:

$$\mathbf{P} = \frac{\mu_0 \cdot D \cdot L}{p \cdot e_d} \cdot f(\alpha; k) \quad (4.11)$$

Obtendo-se então as permeâncias por polo para os dois eixos, E.D. e E.Q., por substituição de  $f(\alpha; k)$  pelas equações 4.7 e 4.8 respectivamente.

Considerando ainda que por polo da máquina, pode-se relacionar fluxo e indutância, temos:

$$N_p \cdot \phi_p = L_p \cdot I_{\max} \quad (4.12)$$

Onde:  $N_p$  : Número de espiras efetivas por polo.

$L_p$  : Indutância de magnetização por polo da máquina.

$I_{\max}$ : Corrente instantânea máxima que circula nas  $N_p$  espiras de cada polo.

Para um enrolamento estatórico onde as bobinas correspondentes a cada polo são conectadas em série dentro da mesma fase, tem-se ainda:

$$N_p = \frac{N_f}{2p} \quad \text{e} \quad I_{\max} = I_{ef} \cdot \sqrt{2} \quad (4.13)$$

$N_f$ : Número espiras efetivas por fase, já considerado o fator de enrolamento.

$I_{ef}$ : Corrente eficaz por fase da máquina.

Reunindo as equações 4.9, 4.12 e 4.13, resulta:

$$\frac{N_f}{2p} \cdot F_{mm_p} \cdot P = L_p \cdot I_{ef} \cdot \sqrt{2} \quad (4.14)$$

Do ponto de vista elétrico, para um enrolamento polifásico de  $m$  fases, a componente fundamental de F.m.m. criada pelo mesmo é dada por:

$$F_{mm_p} = \frac{m \cdot \sqrt{2} \cdot N_f \cdot I_{ef}}{\pi p} \quad (4.15)$$

que substituída na equação 4.14, produz:

$$P = \frac{L_p \cdot 2p^2 \cdot \pi}{N_f^2 \cdot m} \quad (4.16)$$

Identificando as permeâncias por polo expressas pelas equações 4.11 e 4.16, e sabendo-se ainda que num enrolamento com conexão série dentro de uma fase a reatância de magnetização é dada por:  $X_m = \omega \cdot 2p \cdot L_p$ , resulta:

$$X_m = \left[ \frac{m \mu_o \omega DL N_f^2}{\pi \cdot p^2 \cdot e_d} \right] \cdot f(\alpha; k) \quad (4.17)$$

Observa-se que a parcela entre colchetes na equação acima, é a reatância de magnetização de uma máquina com entreferro uniforme  $e_d$ , equivalente portanto àquela de um motor de indução com as mesmas dimensões e mesmo enrolamento do MSR.

Chamando essa reatância de  $X_{mo}$ , vem:

$$X_{mo} = \frac{m \mu_o \omega DL N_f^2}{\pi \cdot p^2 \cdot e_d} \quad (4.18)$$

e portanto, as reatâncias não saturadas de eixo direto e quadratura do MSR resultam:

$$\text{No E.D.:} \quad X_{md} = X_{mo} \cdot f_D(\alpha, k) \quad (4.19)$$

$$\text{No E.Q.:} \quad X_{mq} = X_{mo} \cdot f_Q(\alpha, k) \quad (4.20)$$

Com  $f_D(\alpha, k)$  e  $f_Q(\alpha, k)$  dadas respectivamente pelas equações 4.7 e 4.8. A variação das reatâncias  $X_{md}$  e  $X_{mq}$  com os parâmetros geométricos, pode ser vista na figura 4.2:

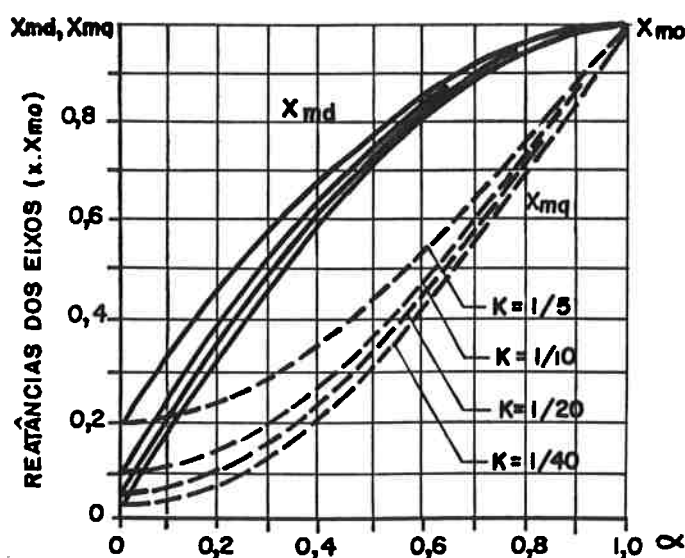


Fig. 4.2 - Variação das Reatâncias dos Eixos E.D. e E.Q. em Função da Geometria do Rotor

As reatâncias definidas pelas equações 4.19 e 4.20 correspondem à parcela magnetizante no E.D. e E.Q.. Como a reatância de dispersão do estator é aproximadamente constante em qualquer eixo, tem-se as reatâncias dos eixos do MSR:

$$X_d = X_{md} + x_a \quad ; \quad X_q = X_{mq} + x_a \quad (4.21)$$

Conforme já citado nos Capítulos anteriores, um indicativo importante do desempenho do MSR em termos de conjugado produzido e fator de potência de operação, é o índice de saliência dado pela relação  $X_d / X_q$ . Desconsiderando-se aqui as reatâncias de dispersão, tem-se:





Nota-se no entanto, que se consideradas as reatâncias de dispersão,  $x_a$ , os valores dos índices de saliência ficam sensivelmente reduzidos em relação à Figura 4.3.a., já que a reatância de dispersão afeta mais a reatância segundo o E.Q. do que a segundo E.D.. Por exemplo, num caso típico de MSR não saturado, onde  $X_{md} = 2$  p.u e  $X_{mq} = 0,4$  p.u., a relação  $X_{md} / X_{mq} = 5$ . Se considerada a dispersão, tipicamente  $x_a = 0,2$  p.u., resultará para o índice de saliência:

$$\frac{X_d}{X_q} = \frac{2+0,2}{0,4+0,2} = 3,67. \text{ Na Fig. 4.3.b. é mostrado o comportamento do índice de}$$

saliência considerando-se a reatância de dispersão.

Para o MSR alimentado sob **tensão constante**, a potência ativa é dada pela equação 3.6. Desprezando-se a resistência do estator naquela equação, pode-se reescrever a potência ativa como:

$$P = \frac{V^2}{2} \cdot \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \text{sen} 2\delta \quad (4.23)$$

O conjugado máximo síncrono disponível no eixo resulta então:

$$C_{\max} = \frac{m \cdot V^2}{2\omega_s} \cdot \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \quad (4.24)$$

Onde  $\omega_s$  é a velocidade síncrona do MSR em rd/s. Substituindo os valores de  $X_d$  e  $X_q$  dados pelas equações 4.19 e 4.20, obtém-se:

$$C_{\max} = \frac{m \cdot V^2}{2\omega_s X_{mo}} \cdot F_v \quad (4.25)$$

Onde :

$$F_v = \left[ \frac{1}{f_Q(\alpha; k)} - \frac{1}{f_D(\alpha; k)} \right] \quad (4.26)$$

$F_v$  é o fator de conjugado do MSR, não saturado, para alimentação sob tensão constante, e quantifica a influência da geometria na capacidade de produção de conjugado para aquele modo de operação.

Para alimentação do MSR sob **corrente constante**, a potência ativa é dada pela equação 3.22, que se reduz, quando desprezada a resistência do estator, à seguinte expressão:

$$P_i = \frac{I^2}{2} (X_d - X_q) \cdot \text{sen } 2\delta_i \quad (4.27)$$

Da mesma forma que anteriormente, o conjugado máximo síncrono resulta:

$$C_{\max_i} = \frac{m \cdot I^2}{2\omega_s} X_{mo} \cdot F_i \quad (4.28)$$

Onde:

$$F_i = [f_D(\alpha; k) - f_Q(\alpha; k)] \quad (4.29)$$

é o fator de conjugado do MSR sob corrente imposta.

A figura 4.4 abaixo ilustra o comportamento fatores do conjugado do MSR em função dos parâmetros geométricos.

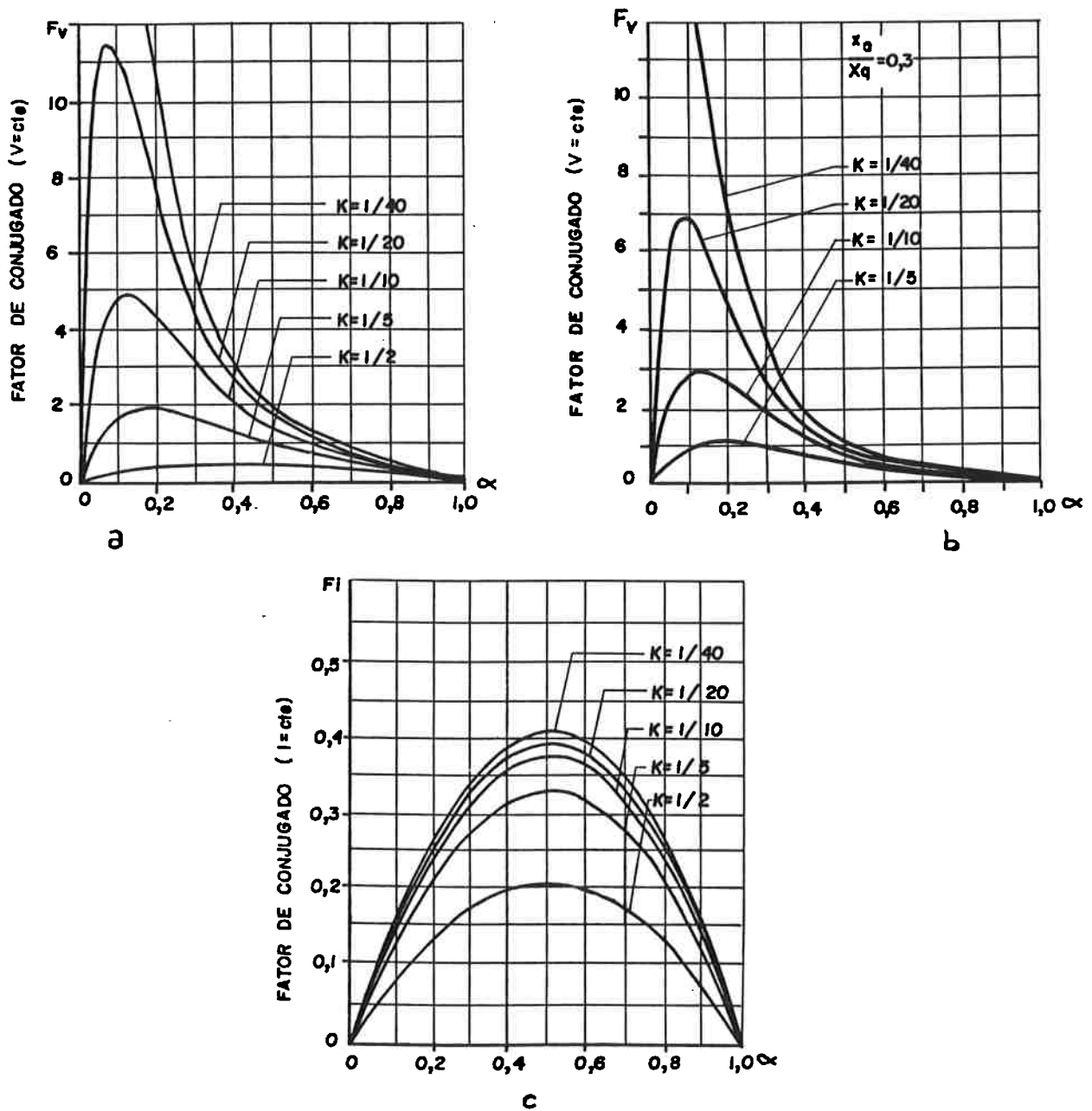


Fig. 4.4 - Fatores de Conjugado não Saturados do MSR em Função dos Parâmetros Construtivos Rotóricos  
 a) Operação a Tensão Constante ( $x_a = 0$ )  
 b) Operação a Tensão Constante ( $x_a / X_q = 0,3$ )  
 c) Operação a Corrente Constante

Conclui-se pela observação da Figura 4.4, que a capacidade de produção de conjugado do MSR é influenciada pelos parâmetros construtivos do rotor de forma diferenciada quando a operação se dá sob tensão constante ou corrente imposta. Nesta última o conjugado é maximizado para um arco polar,  $\alpha$ , igual à metade de passo polar, enquanto que sob tensão constante a maximização ocorre para arcos polares significativamente reduzidos. Esses aspectos, bem como a definição da melhor geometria serão discutidos adiante, no Capítulo VI.

#### **IV.2 - Influência da Saturação Sobre o Comportamento do MSR**

Na geometria do MSR proposta na Figura 2.1, a saturação dos dentes, notadamente no rotor, exerce uma forte influência no valor das reatâncias  $X_d$  e  $X_q$ , além de que a dependência da saturação é diferente para os modos de alimentação sob tensão ou corrente constantes, como será visto.

A consideração da saturação nas reatâncias dos eixos do MSR consiste basicamente em se computar as quedas de potencial magnético nas partes ferromagnéticas da máquina, além do entreferro. Em última instância, essas quedas determinam as forças magnetomotrizes requeridas para a imposição dos fluxos magnéticos dos eixos direto e quadratura, que estão diretamente associadas às reatâncias  $X_d$  e  $X_q$ . Nota-se assim que, essa consideração de saturação depende do nível de induções magnéticas resultantes nas várias partes

da máquina, das dimensões e dos materiais empregados na construção do núcleo ferromagnético, o que torna praticamente impossível um tratamento geral da saturação. Nessa secção será apresentado um tratamento que permite uma visão global dos efeitos da saturação em MSR que tenham algumas relações de grandezas geométricas fixas, assumidas como típicas e baseadas em máquinas já construídas. A abordagem será dividida em duas partes:

1ª) Consideração dos efeitos da saturação sobre a distribuição espacial de induções no entreferro;

2ª) Consideração da saturação propriamente dita, computando a contribuição das partes ferromagnéticas, notadamente dentes do estator e rotor, para as reatâncias de E.D. e E.Q.

#### **IV.2.1 - Influência da Saturação Sobre a Distribuição Espacial de Induções**

Nas máquinas rotativas com entreferro pequeno, como os motores assíncronos, quando o nível de induções nas partes ferromagnéticas adjacentes ao entreferro (dentes do estator e rotor) se torna relativamente alto, acima de  $0,6 \text{ Wb/m}^2$ , a distribuição espacial da densidade de fluxo magnético no entreferro deixa de ser

senoidal mesmo que as forças magnetomotrizes se conservem senoidalmente distribuídas ao longo do passo polar da máquina.

No MSR, o entreferro é normalmente igual ou menor que o dos motores assíncronos enquanto as induções resultantes nos dentes são maiores que no motor de indução magneticamente equivalente. Assim, a distorção da distribuição de densidade de fluxo no entreferro é bastante pronunciada, deixando de ser composta por trechos de senóide pura (como foi considerado na secção 4.1.).

Os autores clássicos como Say [35], Alger [2] e Richter [33], tratam a distorção da distribuição de induções com a introdução de componentes harmônicas espaciais com predominância de 3ª e 5ª ordens, cujas amplitudes são determinadas por diferentes métodos [2; 33]. No MSR, da forma como será tratado aqui, consideramos ser suficiente a inclusão de uma componente de 3ª harmônica na distribuição espacial de induções, afetando apenas aqueles trechos da distribuição sob o polo rotórico (com entreferro pequeno  $e_d$ ), tanto no E.D. quanto no E.Q.. A amplitude da componente de 3ª harmônica é determinada graficamente com o uso da curva de magnetização do material ferromagnético empregado no motor.

A Figura 4.5 ilustra o procedimento adotado para o levantamento da curva de distribuição de induções distorcida pela saturação.

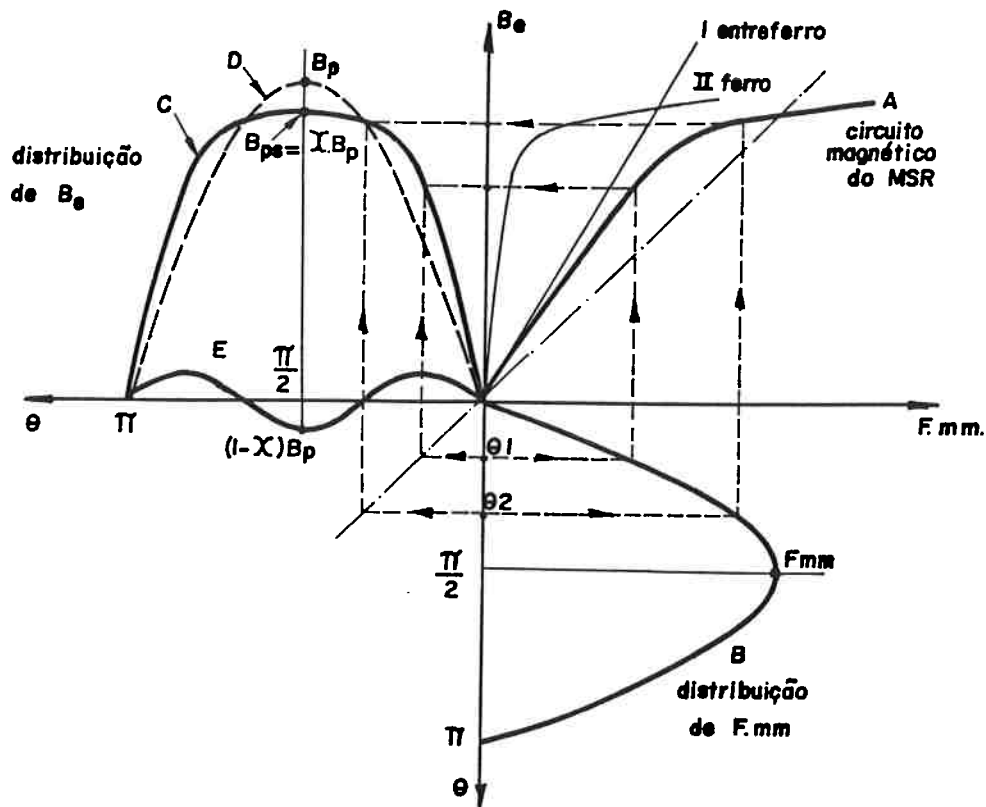


Fig. 4.5 - Determinação do fator de Distorção da Distribuição Espacial de Induções, Devido à Saturação

Na Figura 4.5, as curvas I e II representam, respectivamente, as características de magnetização do entreferro e dos dentes de estator e rotor já referidas ao entreferro (será desconsiderada, por ora, a participação das coroas do estator e rotor no circuito magnético). Dessa forma, a curva A representa a característica de saturação do circuito magnético completo da máquina, referida ao entreferro. A curva B, representa a distribuição espacial senoidal de F.m.m. ao longo do passo polar da máquina.



Compondo-se ponto a ponto as curvas B e A, para mesmos valores de ângulo  $\theta$  ao longo do passo polar, obtém-se a curva C, que é a distribuição espacial de induções resultante no entreferro,  $B_e$ , distorcida pelo efeito de saturação das partes ferromagnéticas. A curva D é a de uma distribuição espacial equivalente, sem saturação, e com o mesmo valor da integral ao longo do passo polar que a curva C, ou seja, uma distribuição equivalente senoidal com o mesmo fluxo por polo que a distribuição real distorcida.

Define-se assim, um fator de distorção da distribuição de induções,

$$\chi = B_{ps} / B_p \quad (4.30)$$

e a componente de 3ª harmônica de distribuição, curva E, tem então, uma amplitude igual a

$$B_{p3h} = (1 - \chi) \cdot B_p \quad (4.31)$$

Evidentemente o aspecto da distribuição de induções no entreferro, curva C, bem como do fator de distorção,  $\chi$ , dependem de particularidades construtivas do MSR, como dimensões e proporções das partes ferromagnéticas e entreferro, material empregado e nível de solicitações magnéticas utilizado. Além disso, devem ser determinados distintamente para os eixos E.D. e E.Q..

No entanto, da observação de diversas curvas de distribuição levantadas para alguns MSR construídos seguindo um mesmo padrão (similar ao da Fig. 2.1), e

com os níveis de indução no entreferro do E.D. da ordem de  $0,7 \text{ Wb} / \text{m}^2$ , foram obtidos fatores de distorção entre 0,85 e 0,90. Dessa forma, a fim de se poder quantificar os efeitos de saturação de uma forma global, será adotado um fator de distorção médio de 0,88, o que significa adotar uma componente de 3ª harmônica com amplitude de 12% da amplitude de pico da distribuição senoidal equivalente.

Procedendo agora de maneira análoga à secção IV.1, pode-se obter o fluxo por polo resultante da integração da distribuição de induções afetada de distorção por 3ª harmônica. A figura 4.6 abaixo, mostra a distribuição espacial da densidade de fluxo para um passo polar.

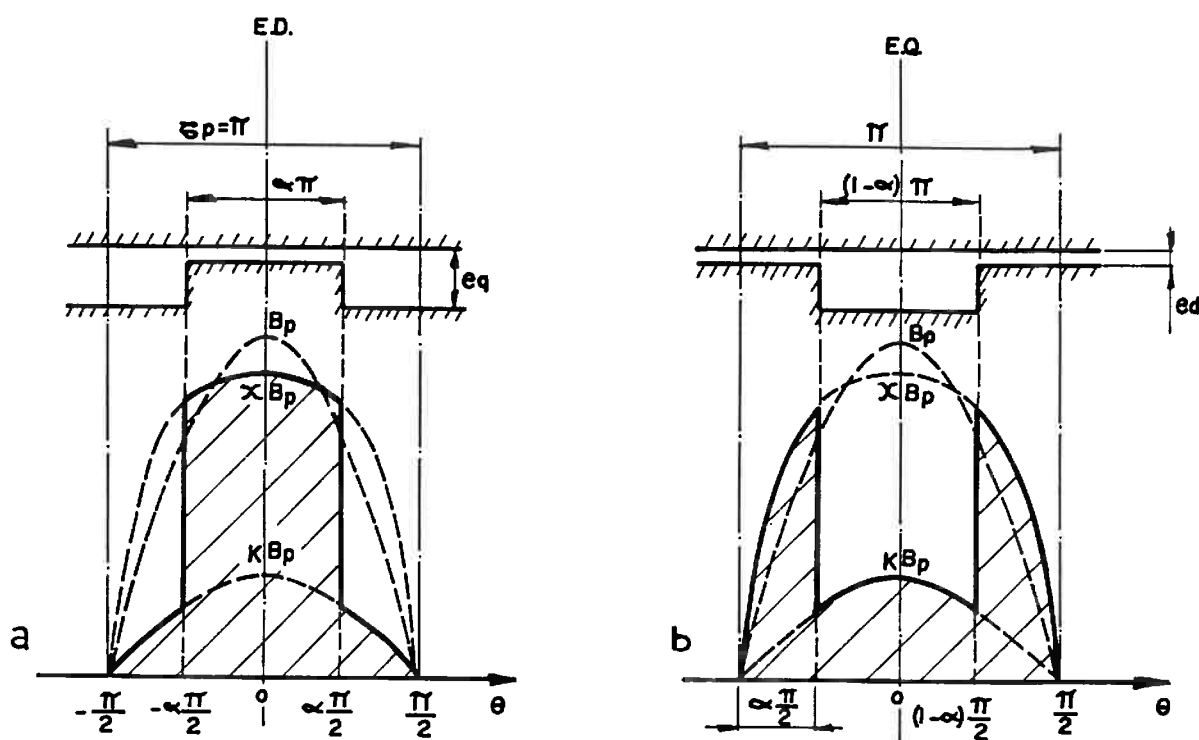


Fig. 4.6 - Distribuição Espacial de Induções no Entreferro, Afetada de Distorção de 3ª harmônica de Saturação (F.m.m. Senoidal)  
 a) Segundo E.D.      b) Segundo E.Q.

Para o E.D., o fluxo por polo é dado pela equação 4.1, com a expressão adequada para  $B(\theta)$ :

Pela Figura 4.6.a, resulta para  $-\frac{\alpha \pi}{2} < \theta < \frac{\alpha \pi}{2}$ ,

$$B(\theta) = B_p \cdot [\cos\theta - (1 - \chi)\cos 3\theta] \quad (4.32)$$

e portanto, resulta:

$$\phi_d = \frac{DL}{P} \left[ \int_0^{\alpha \pi/2} B_p \cdot \cos\theta \, d\theta - \int_0^{\alpha \pi/2} (1 - \chi) \cdot B_p \cdot \cos 3\theta \, d\theta + \int_{\alpha \pi/2}^{\pi/2} K B_p \cdot \cos\theta \, d\theta \right] \quad (4.33)$$

ou resolvendo:

$$\phi_d = \frac{DL}{P} \cdot B_p \left[ K + (1 - K) \operatorname{sen} \frac{\alpha \pi}{2} - \frac{(1 - \chi)}{3} \cdot \operatorname{sen} \frac{3\alpha \pi}{2} \right] \quad (4.34)$$

Para o E.Q., usando a Fig. 4.6.b, resulta:

$$\phi_q = \frac{DL}{P} \left[ \int_0^{\alpha \pi/2} K B_p \cdot \cos\theta \, d\theta + \int_{(1-\alpha)\frac{\pi}{2}}^{\pi/2} B_p \cdot \cos\theta \, d\theta - \int_{(1-\alpha)\frac{\pi}{2}}^{\pi/2} (1 - \chi) B_p \cdot \cos 3\theta \, d\theta \right] \quad (4.35)$$

que resolvendo leva a:

$$\phi_q = \frac{DL}{P} \cdot B_p \left[ 1 - (1 - K) \cos \frac{\alpha \pi}{2} + \frac{(1 - \chi)}{3} (1 - \cos \frac{3\alpha \pi}{2}) \right] \quad (4.36)$$

Da mesma forma que no caso não saturado, o fluxo por polo pode ser escrito como:

$$\phi_p = \frac{DL}{P} \cdot B_p \cdot f'(\alpha; k) \quad (4.37)$$

onde a função  $f'(\alpha; k)$  assume valores distintos para os dois eixos:

No E.D.: 
$$f_D'(\alpha; k) = \left[ K + (1 - K) \operatorname{sen} \frac{\alpha \pi}{2} - \frac{(1 - \chi)}{3} \operatorname{sen} \frac{3\alpha \pi}{2} \right] \quad (4.38)$$

No E.Q.: 
$$f_Q'(\alpha; k) = \left[ 1 - (1 - K) \cos \frac{\alpha \pi}{2} + \frac{(1 - \chi)}{3} (1 - \cos \frac{3\alpha \pi}{2}) \right] \quad (4.39)$$

As reatâncias segundo os eixos do MSR também podem ser escritas como:

$$X'_{md} = X_{mo} \cdot f_D'(\alpha; k) \quad (4.40)$$

$$X'_{mq} = X_{mo} \cdot f_Q'(\alpha; k) \quad (4.41)$$

Note-se no entanto, que as reatâncias acima ainda não são os valores saturados. São apenas as reatâncias de magnetização dos eixos, correspondentes exclusivamente ao entreferro, no qual a distribuição de induções está distorcida por uma 3ª harmônica devida à saturação das partes contíguas ao mesmo. O

índice de saliência,  $X'_d/X'_q$ , pode ser visualizado na Figura 4.7. abaixo, para  $\chi = 0,88$ .

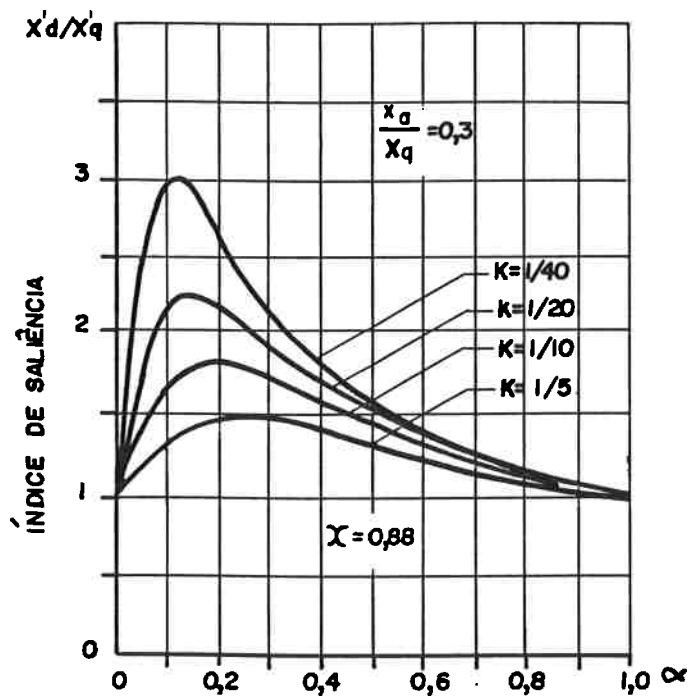


Fig. 4.7 - Índice de Saliência Não saturado, para Distribuição de Induções Distorcida por Saturação das Partes Adjacentes ao Entreferro ( $\chi = 0,88$  ;  $x_a/X_q = 0,3$ )

Comparando-se a Figura 4.7 acima com a Figura 4.3.b, nota-se que embora o aspecto geral das curvas de  $X'_d/X'_q$  em função de parâmetros geométricos seja o mesmo, os valores numéricos são sensivelmente inferiores para o caso de distribuição distorcida por 3ª harmônica.

## IV.2.2 - Influência da Saturação Sobre as Reatâncias dos Eixos no MSR

As reatâncias  $X_d$  e  $X_q$  do MSR podem ser dadas do ponto de vista do circuito elétrico, como a relação entre a tensão de fase e a corrente de fase existentes nos terminais da máquina, quando a fase em questão situa-se sobre o eixo direto e o eixo em quadratura respectivamente. Dessa forma, as reatâncias estão associadas às correntes magnetizantes absorvidas em cada eixo que por sua vez estão associadas à força magnetomotriz total requerida para a imposição do fluxo por polo em cada eixo.

Na consideração das reatâncias saturadas, deve-se computar as F.m.m. requeridas pelo entreferro e pelas partes ferromagnéticas. Nesta secção serão consideradas como partes ferromagnéticas apenas os dentes do estator e rotor, em primeiro lugar porque a geometria rotórica em questão (Fig. 2.1.) favorece a saturação de tais elementos e em segundo lugar por que as coroas de estator e rotor normalmente têm baixo nível de indução de modo que sua contribuição à F.m.m. total é pequena.

Tem-se assim, para qualquer dos eixos do MSR a F.m.m. total,  $F_T$  como:

$$F_T = F_e + F_{ds} + F_{dr} = F_e \cdot K_s \quad (4.42)$$



Sendo as induções magnéticas (valores de pico) no entreferro, dentes do estator e rotor designados respectivamente por  $B_e, B_{ds}$  e  $B_{dr}$ , pode-se reescrever a Equação 4.42,

$$F_T = \frac{B_e}{\mu_o} \cdot c_d + \frac{B_{ds}}{\mu_o \mu_{rs}} \cdot l_{ds} + \frac{B_{dr}}{\mu_o \mu_{rr}} \cdot l_{dr} \quad (4.43)$$

onde  $\mu_{rs}$  e  $\mu_{rr}$  são as permeabilidades relativas do material ferromagnético no estado de saturação correspondente às induções  $B_{ds}$  e  $B_{dr}$ .

A indução magnética resultante no entreferro é dada por:

$$B_e = \frac{\phi_p}{\frac{\pi \cdot D \cdot L}{2p} \cdot K_F} = \frac{\phi_p}{\frac{\pi \cdot D}{N_s} \cdot \frac{N_s}{2p} \cdot L \cdot K_F} = \frac{\phi_p}{\tau_s \frac{N_s}{2p} \cdot L \cdot K_F} \quad (4.44)$$

onde  $N_s$  é o número de ranhuras do estator e  $K_F$  é o fator de forma da distribuição espacial de induções no entreferro. Os fatores de forma assumem valores diferentes para o E.D. e o E.Q. e serão vistos com maiores detalhes no Capítulo VI.

Reescrevendo a equação 4.44, tem-se:

$$B_e = \left( \frac{\phi_p}{(N_s / 2p) \cdot L} \right) \cdot \frac{1}{\tau_s \cdot K_F} \quad (4.45)$$



A indução magnética resultante nos dentes do estator é dada por:

$$B_{ds} = \left( \frac{\phi_p}{(N_s/2p) \cdot L} \right) \cdot \frac{1}{K_p \cdot b_{ds} \cdot K_F} \quad (4.46)$$

onde  $K_p$  é o fator de empilhamento do núcleo laminado ( $K_p = 0,94$  tipicamente).

Comparando-se as equações 4.46 e 4.45, obtém-se a relação entre as induções no dente estático e no entreferro,

$$B_{ds} = \frac{1}{K_p} \left( \frac{\tau_s}{b_{ds}} \right) \cdot B_e \quad (4.47)$$

A indução magnética resultante nos dentes de rotor é dada por:

$$B_{dr} = \frac{\phi_p}{\frac{N_r}{2p} \cdot \alpha \cdot b_{dr} \cdot L \cdot K_p \cdot K_{Fr}} = \left( \frac{\phi_p}{\frac{N_r}{2p} \cdot L} \right) \cdot \frac{1}{K_p \cdot b_{dr} \cdot \alpha \cdot K_{Fr}} \quad (4.48)$$

onde  $N_r$  é o número completo de ranhuras do rotor (se não houvesse os recortes com amplitude  $1 - \alpha$ ), e  $K_{Fr}$  é o fator de forma da distribuição de induções associadas aos dentes rotóricos.

Será demonstrado no Capítulo VI, que para determinação da indução rotórica a partir do fluxo por polo, vale para qualquer dos eixos,

$$K_{Fr} = \frac{1}{\alpha} \cdot K_F \quad (4.49)$$

Além disso, pela observação da Figura 4.7, tem-se que:

$$\begin{aligned} \tau_s \cdot N_s &= \tau_r \cdot N_r && \text{e portanto,} \\ N_r &= \frac{\tau_s}{\tau_r} \cdot N_s. \end{aligned} \quad (4.50)$$

Substituindo as equações 4.50 e 4.49, na equação 4.48, e comparando-se o resultado com a equação 4.45 obtém-se a relação entre a indução no dente rotórico e o entreferro,

$$B_{dr} = \frac{1}{K_P} \left( \frac{\tau_r}{b_{dr}} \right) \cdot B_e \quad (4.51)$$

Substituindo-se as equações 4.47 e 4.51 na equação 4.43, obtém-se para a F.m.m total:

$$F_T = \frac{B_e}{\mu_o} \cdot e_d + \frac{1}{K_P} \cdot \left( \frac{\tau_s}{b_{ds}} \right) \cdot B_e \cdot \frac{1}{\mu_o \mu_{rs}} \cdot \ell_{ds} + \frac{1}{K_P} \left( \frac{\tau_r}{b_{dr}} \right) \cdot B_e \cdot \frac{1}{\mu_o \mu_{rr}} \cdot \ell_{dr} \quad (4.52)$$

Da geometria indicada na figura 4.8, tem-se ainda o seguinte:

$$\ell_{dr} = e_q - e_d = e_q (1 - K) \cong e_q = \frac{e_d}{K} \quad (4.53)$$

O comprimento do dente estático para o MSR aqui estudado é normalmente menor que o dente rotórico, de modo que:

$$\ell_{ds} = a \cdot \ell_{dr} = a \cdot \frac{e_d}{K}; \quad a < 1 \quad (4.54)$$

Substituindo as equações 4.53 e 4.54 em 4.52, resulta:

$$F_T = \frac{B_e \cdot e_d}{\mu_o} + \frac{1}{K_P} \cdot \left( \frac{\tau_S}{b_{ds}} \right) \cdot \frac{B_e}{\mu_o} \cdot \frac{a \cdot e_d}{\mu_{rs} \cdot K} + \frac{1}{K_P} \left( \frac{\tau_r}{b_{dr}} \right) \cdot \frac{B_e}{\mu_o} \cdot \frac{e_d}{\mu_{rr} \cdot K}$$

que agrupando os termos comuns produz:

$$F_T = \frac{B_e \cdot e_d}{\mu_o} \left[ 1 + \frac{1}{K_P} \left( \frac{\tau_S}{b_{ds}} \right) \cdot \frac{a}{K \cdot \mu_{rs}} + \frac{1}{K_P} \left( \frac{\tau_r}{b_{dr}} \right) \cdot \frac{1}{K \cdot \mu_{rr}} \right] \quad (4.55)$$

O termo entre colchetes na equação 4.55 é, por definição, o fator de saturação do circuito magnético do MSR,

$$K_S = 1 + \frac{1}{K_P \cdot K} \cdot \left[ \left( \frac{\tau_S}{b_{ds}} \right) \cdot \frac{a}{\mu_{rs}} + \left( \frac{\tau_r}{b_{dr}} \right) \cdot \frac{1}{\mu_{rr}} \right] \quad (4.56)$$

e deve ser determinado distintamente para os eixos direto e em quadratura. Os valores das permeabilidades relativas  $\mu_{rs}$  e  $\mu_{rr}$  são obtidas da curva de magnetização do material magnético nos pontos correspondentes às induções nos dentes do estator e rotor,  $B_{ds}$  e  $B_{dr}$ , dadas respectivamente pelas equações

4.47 e 4.51 em função da indução no entreferro. As induções no entreferro são dadas por:

$$\underline{\text{No E.D.:}} \quad B_{ed} = B_{ref} \cdot \frac{2/\pi}{K_{Fd}} \quad (4.57)$$

$$\underline{\text{No E.Q.:}} \quad B_{eq} = B_{ref} \cdot \frac{2/\pi}{K_{Fq}} \quad (4.58)$$

onde  $K_{Fd}$  e  $K_{Fq}$  são os fatores de forma das distribuições espaciais de indução no entreferro do MSR, respectivamente para o E.D. e o E.Q.. Conforme será demonstrado também no Capítulo VI, os valores dos fatores de forma são dados por:

$$K_{Fd} = \frac{2}{\pi\chi} \cdot f'_D(\alpha; k) \quad \text{e} \quad K_{Fq} = \frac{2}{\pi\chi} \cdot f'_Q(\alpha; k)$$

com as funções  $f'_D(\alpha; k)$  e  $f'_Q(\alpha; k)$  já definidas pelas equações 4.38 e 4.39.

Resulta então:

$$B_{ed} = \frac{B_{ref}}{\chi \cdot f'_D(\alpha; k)} \quad \text{e} \quad B_{eq} = \frac{B_{ref}}{\chi \cdot f'_Q(\alpha; k)} \quad (4.59)$$

sendo  $B_{ref}$  uma indução de referência dada para máquina magneticamente equivalente de rotor cilíndrico (por exemplo um motor de indução), com distribuição de campo senoidal, cujo fator de forma é  $2/\pi$ .

De posse dos fatores de saturação segundo os dois eixos, obtem-se de imediato os valores das reatâncias saturadas,  $X_{ds}$  e  $X_{qs}$ ;

$$X_{ds} = \frac{X_d}{K_{sd}}; \quad X_{qs} = \frac{X_q}{K_{sq}} \quad (4.60)$$

e portanto, o índice de saliência saturado, resulta:

$$\frac{X_d}{X_q} \Big|_{\text{sat}} = \frac{X_d}{X_q} \cdot \frac{K_{sq}}{K_{sd}} \quad (4.61)$$

A partir deste ponto, a influência da saturação deve ser feita considerando-se o tipo de alimentação do MSR. Para **operação sob tensão imposta**, o fluxo total no MSR se mantém essencialmente constante, embora o fluxo útil que concatena com o rotor sofra uma sensível redução na passagem do E.D. para o E.Q. devido ao aumento no fluxo disperso do estator. No entanto, a diminuição da permeância magnética é muito mais acentuada durante a passagem do E.D. para o E.Q. de tal modo que para se manter esse fluxo, o nível das induções magnéticas no E.Q. deve aumentar bastante, levando os dentes à saturação, principalmente no rotor, o que reduz o valor de  $X_q$ , incrementando assim o índice de saliência do MSR sob esse tipo de alimentação.

A quantificação da influência da saturação no MSR sob tensão constante pode então ser analisada pela determinação dos fatores de saturação nos dois eixos, conforme descrito anteriormente, levando-se em conta a atenuação das induções no entreferro devido à dispersão do estator. Da análise das equações 4.56 e 4.59, conclui-se o seguinte:

- O fator de saturação,  $K_s$  (equação 4.56), é um indicador do consumo total de F.m.m., e depende portanto, da indução no entreferro e conseqüentemente do valor de  $B_{ref}$  adotado.
- As induções no entreferro, nos dois eixos, dependem do valor de  $B_{ref}$  e da geometria rotórica do MSR, como se nota pela equação 4.59.

Assim sendo, pode-se determinar os fatores de saturação, tanto no E.D. quanto no E.Q., em função de valores admitidos para a indução de referência  $B_{ref}$ , parametrizando para diversas grandezas geométricas (abraçamento polar  $\alpha$ , e razão dos entreferros  $K$ ). O diagrama abaixo ilustra o roteiro de cálculos descrito.

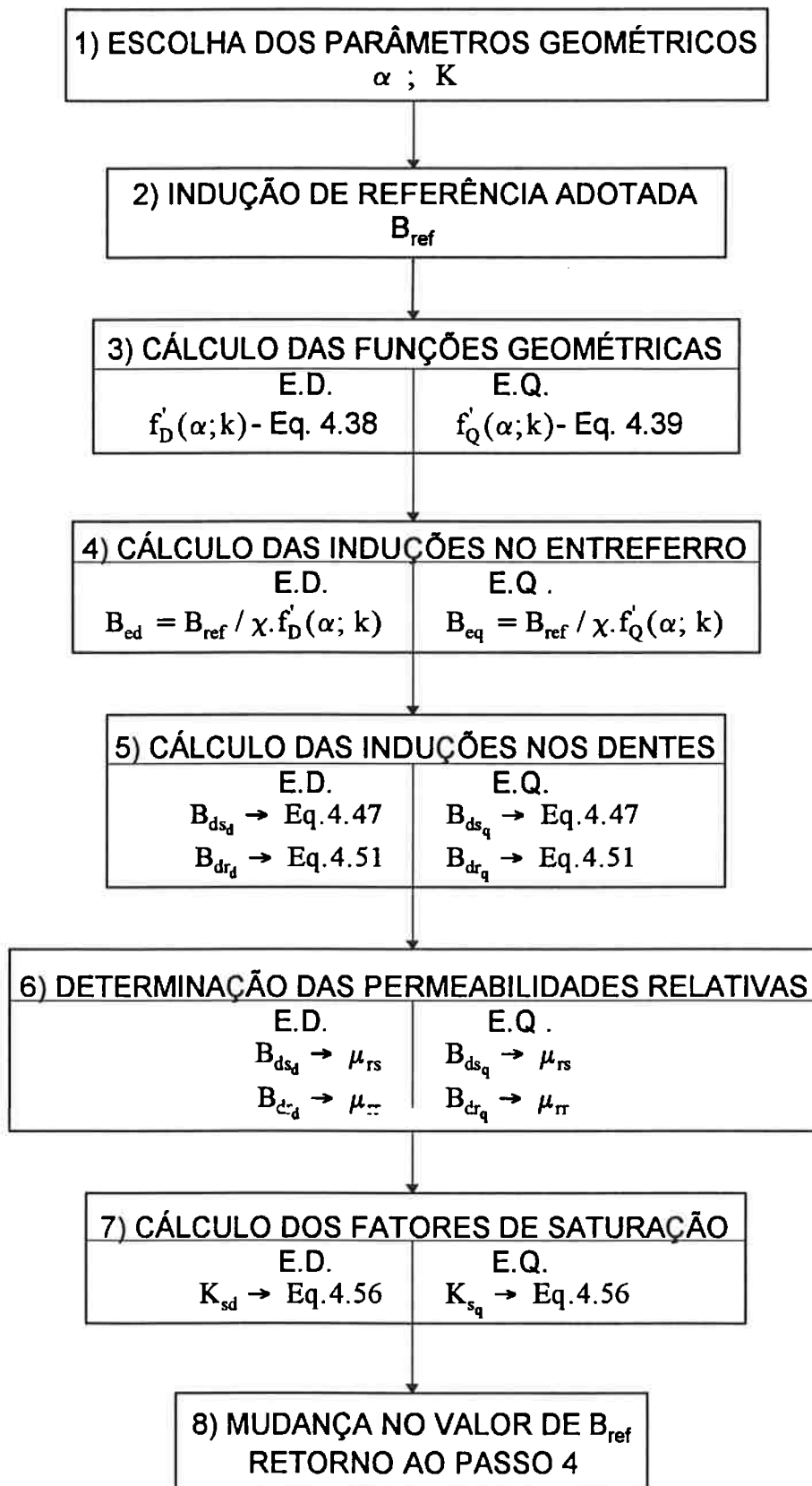


Fig. 4.9 - Roteiro de Cálculo dos Fatores de Saturação para os Dois Eixos do MSR, para Operação sob Tensão Constante.

Os resultados do procedimento de cálculo acima, são apresentados em forma de curvas com  $B_{ref}$  no eixo das ordenadas e o fator de saturação nas abscissas, conforme pode ser visto na Figura 4.10.

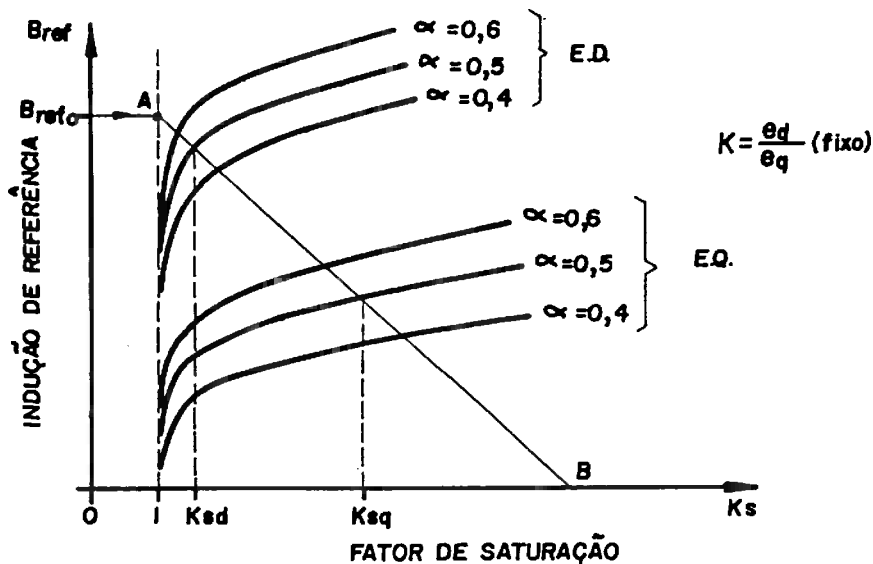


Fig. 4.10 - Curvas do Fator de Saturação nos Eixos E.D. e E.Q., Plotado Contra a Indução de Referência, para Vários Parâmetros Geométricos.

Nota-se que a partir do valor  $K_s = 1$ , as curvas indicadas na Figura 4.10 são semelhantes às curvas de magnetização do MSR, parametrizadas pela variável geométrica  $\alpha$ . Essas curvas de magnetização serão discutidas com mais detalhes no Capítulo VI. Conforme será justificado também naquele Capítulo, para o MSR alimentado sob tensão constante a queda no fluxo útil pode ser computada pelo cruzamento das curvas de magnetização no E.D. e no E.Q. com uma reta cuja inclinação está associada à reatância de dispersão do estator, a partir de um



valor particular da indução de referência,  $B_{ref}$ , normalmente tomado como aquele correspondente à tensão nominal de funcionamento. Pela similaridade das curvas de magnetização e do fator de saturação da Figura 4.10, a reta A-B indica a queda de fluxo e portanto, a atenuação das induções no entreferro na passagem do E.D. para o E.Q. com o MSR alimentado sob tensão constante.

Conforme já mencionado, uma abordagem genérica da saturação é praticamente impossível, no entanto, o procedimento acima descrito pode ser realizado para máquinas que tenham algumas relações de grandezas geométricas fixas, e para um valor de indução de referência estipulado.

Assim, serão adotadas as seguintes restrições, que podem ser consideradas típicas para MSR com geometria similar à da Figura 2.1:

$$1) \quad \frac{\tau_s}{b_{ds}} = 1,8; \quad \frac{\tau_r}{b_{dr}} = 2,2; \quad a = 0,6$$

$$2) \quad \frac{X_a}{X_q} = 0,3; \text{ que define uma variação de fluxo útil para aproximadamente 65\%}$$

do valor original na passagem do E.D. para o E.Q. sob tensão constante (calculado para  $\alpha = 0,5$  e  $k = 1/40$  em máquinas de 4 polos).

3)  $B_{\text{refo}} = 0,65 \text{ Wb} / \text{m}^2$ ; valor que, embora conservador, será aqui utilizado como base de cálculo apenas para avaliar os efeitos da saturação.

Os resultados da análise do efeito de saturação com as restrições acima podem ser vistos nas curvas dos fatores de saturação, bem como da relação  $K_{\text{sq}} / K_{\text{sd}}$ , indicadas na Figura 4.11 abaixo.

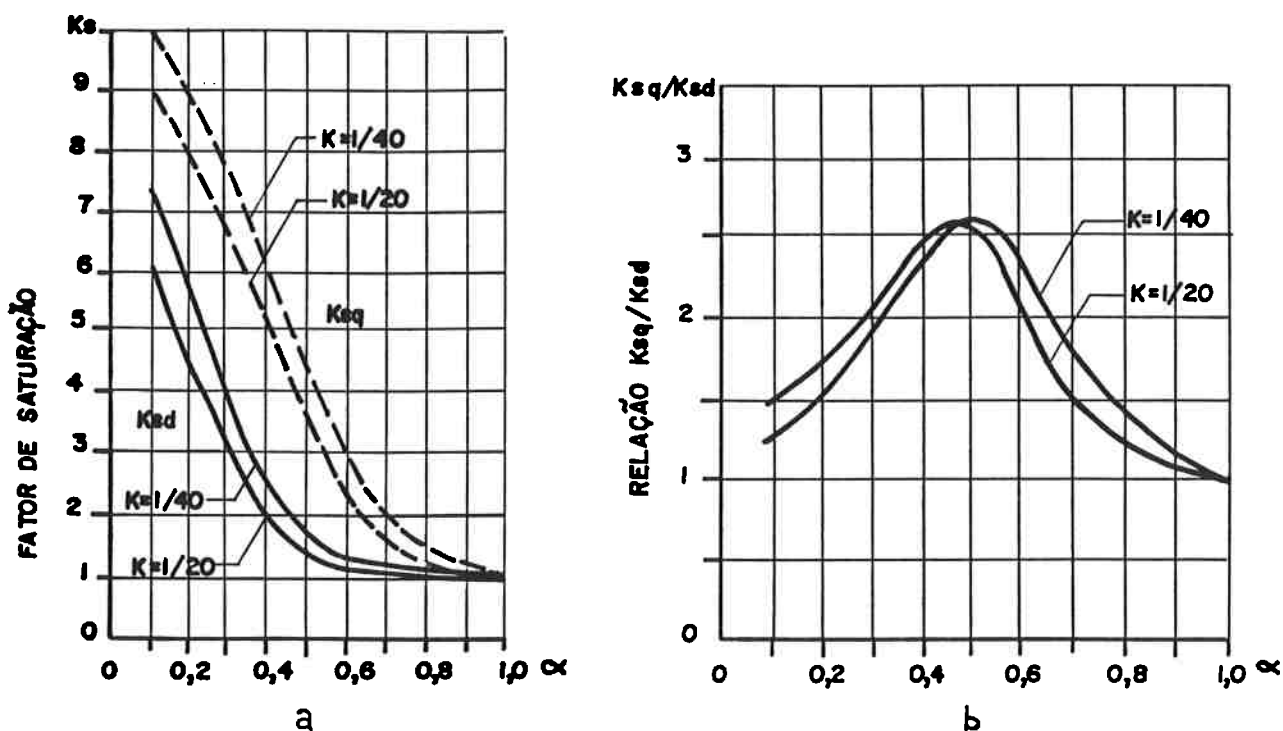


Fig. 4.11 - Comportamento dos Fatores de Saturação para MSR Alimentado com Tensão Constante.

$$\left( \frac{\tau_s}{b_{ds}} = 1,8; \frac{\tau_r}{b_{dr}} = 2,2; a = 0,6; \frac{x_a}{X_Q} = 0,3; 2p = 4 \right)$$

a)  $K_{\text{sd}} = g(\alpha, k)$  e  $K_{\text{sq}} = g(\alpha, k)$ .

b)  $K_{\text{sq}} / K_{\text{sd}}$  em função dos parâmetros geométricos.

Obtidos os fatores de saturação e seu comportamento em função de variáveis geométricas, pode-se obter a relação  $X_{ds}/X_{qs}$ , ou seja, o índice de saliência saturado do MSR sob tensão constante. Para isso, basta multiplicar ponto a ponto as curvas da Figura 4.7.b pela Figura 4.11.b. Além disso, pode-se obter com as curvas da Fig. 4.11.a as curvas do fator de conjugado saturado do MSR para operação sob tensão imposta,

$$F_{Vs} = \left[ \frac{K_{sq}}{f'_Q(\alpha; k)} - \frac{K_{sd}}{f'_D(\alpha; k)} \right] \quad (4.62)$$

Tais curvas podem ser visualizadas na Figura 4.12 abaixo.

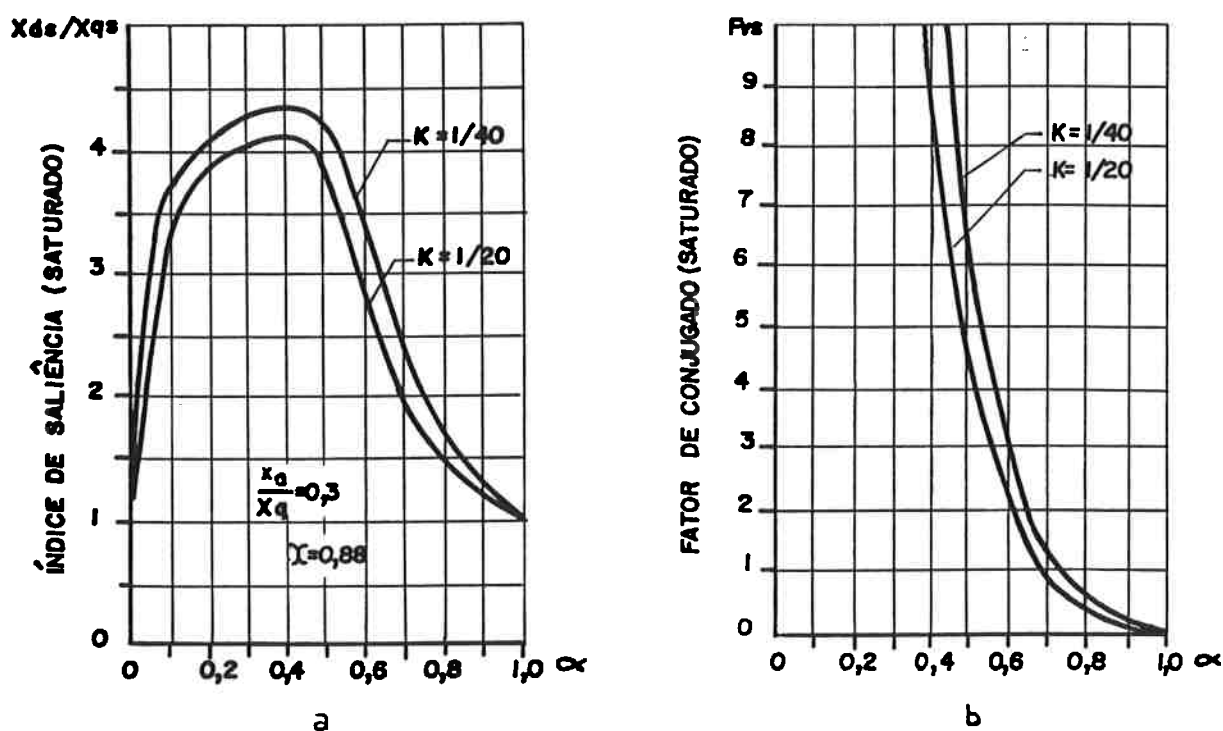


Fig.4.12 - Comportamento Global do MSR sob Tensão Constante, com Efeito de Saturação.

a) Índice de Saliência Saturado,  $X_{ds}/X_{qs}$ .

b) Fator de Conjugado Saturado.

Comparando-se as grandezas saturadas e não saturadas anteriormente obtidas, observa-se que o efeito da saturação para alimentação sob tensão constante, aumenta substancialmente os índices de saliência, bem como os fatores de conjugado do MSR com a construção rotórica proposta. Além disso, os valores máximos do índice de saliência, são deslocados no sentido de abraçamentos polares maiores, próximos aos valores usuais de  $\alpha$ , entre 0,45 e 0,55, como será visto no Capítulo VI. Nesta faixa de valores de  $\alpha$ , a saturação melhora o comportamento do MSR sob tensão constante, por um fator da ordem de 2,5, elevando o índice de saliência para valores da ordem de 4,5 a 5,0, comparáveis portanto àqueles obtidos por geometrias mais complexas como rotores com barreiras de fluxo ou rotor segmentado. O fator de potência de operação fica também melhorado devido ao incremento da relação  $x_d / x_q$  (Figura 3.3).

Considera-se assim que a geometria proposta tem desempenho satisfatório quando o MSR opera no modo tensão constante e está sujeito à saturação, pelo menos dentro das premissas estabelecidas nesta secção.

Para operação do MSR proposto, no modo corrente constante, a saturação tem efeitos bastante diferentes. Neste caso, é a F.m.m. total aplicada ao circuito magnético que se mantém constante. Assim, na passagem do E.D. para o E.Q., a diminuição da permeância leva a uma drástica redução no fluxo magnético, diminuindo os níveis de induções nas diversas partes da máquina no E.Q. quando

comparadas com os níveis existentes no E.D.. Isto posto, se no E.D. existe um certo nível de saturação magnética, na passagem para o E.Q. este estado de saturação se alivia, incrementando a reatância  $X_q$ . Consequentemente, o índice de saliência se reduz com o efeito da saturação. Nota-se portanto, que no MSR alimentado sob corrente constante, a saturação tem um efeito contrário àquele observado sob alimentação a tensão constante.

Conclui-se portanto que, a geometria proposta aqui para o MSR, com dentes saturáveis, não é a mais apropriada para a operação sob corrente constante.

## CAPÍTULO V

### **V. CONSIDERAÇÕES SOBRE AS HARMÔNICAS E PERDAS NO FERRO DO MOTOR SINCRONO DE RELUTÂNCIA**

No motor síncrono de relutância a distribuição espacial de induções no entreferro, ao longo de um passo polar, está bastante deformada devido a variação da permeância rotórica. Está portanto, muito longe de uma distribuição senoidal como a que existe numa máquina de rotor liso equivalente, como por exemplo, o motor de indução.

A distribuição de induções no entreferro, que é rotativa, afeta também as superfícies ferromagnéticas adjacentes, onde o fluxo tem direção radial, ou seja, os dentes do rotor e do estator. Para um observador localizado nestes últimos ou nas ranhuras estatóricas, a variação espacial das induções ao longo de um passo polar é vista como variação temporal ao longo de um semiciclo do período de oscilação, incorporando portanto, todas as distorções em relação à senóide daquela distribuição.

Dessa forma, a distribuição fundamental de induções no entreferro está afetada de um forte conteúdo harmônico trazendo como principais consequências:

- Alteração no valor eficaz das tensões induzidas em qualquer enrolamento alojado no estator.
- Incremento das perdas no ferro da máquina, especialmente da parcela correspondente aos dentes do estator.

Nesse Capítulo será visto que tal conteúdo harmônico e conseqüentemente as tensões induzidas e perdas no ferro, são dependentes dos parâmetros geométricos do MSR, sendo incrementados acentuadamente para arcos polares reduzidos. Além disso, como o padrão de deformação da distribuição espacial de induções é função de ângulo de carga  $\delta$ , o conteúdo harmônico e as perdas no ferro são variáveis com a carga em maior ou menor grau, dependendo da geometria rotórica. Esse fato não se observa em máquinas de rotor liso como o motor de indução.

### **V.1 - Harmônicas da Distribuição de Induções no Entreferro do MSR.**

Para a determinação das componentes harmônicas de campo, será feita uma decomposição em série de Fourier da distribuição espacial de induções no entreferro do MSR, para um ângulo de carga  $\delta$ . Será considerada aqui a distribuição já afetada de distorção por saturação, conforme indicado na Figura 4.6. Modificando-se aquela figura com a introdução do ângulo de carga, resulta a Figura 5.1 a seguir:





Os ângulos limites de integração intermediários da Figura 5.1 são dados por:

$$\alpha_1 = \left[ (1-\alpha) \frac{\pi}{2} + \delta \right] \quad (5.1)$$

$$\alpha_2 = \left[ (1+\alpha) \frac{\pi}{2} + \delta \right] \quad (5.2)$$

A distribuição de induções expandida em série de Fourier, pode então ser descrita como:

$$B_H(\theta) = \sum_1^{\infty} B_h \cdot \text{sen } h\theta \quad (5.3)$$

onde os coeficientes  $B_h$  são as componentes harmônicas da distribuição e dadas por:

$$B_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} B(\theta) \text{sen } h\theta \cdot d\theta \quad (5.4)$$

Para a distribuição de induções  $B(\theta)$  indicada na Figura 5.1, resulta para a integração:

$$B_h(\theta) = \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} K B_p \cdot \text{sen } \theta \text{sen } h\theta d\theta + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} B_p [\text{sen } \theta + (1-\chi) \text{sen } 3\theta] \cdot \text{sen } h\theta \cdot d\theta + \int_{\alpha_2}^{\pi} K B_p \text{sen } \theta \cdot \text{sen } h\theta d\theta \right] \quad (5.5)$$

A solução das integrais da Equação 5.5 resulta em:

$$B_h = \frac{Bp}{\pi} \left[ \frac{(k-1)}{(1-h)} \cdot F_1 + \frac{(k-1)}{(1+h)} \cdot F_2 + k \cdot F_3 + \frac{(1-\chi)}{(3-h)} \cdot F_4 + \frac{(1-\chi)}{(3+h)} \cdot F_5 \right] \quad (5.6)$$

onde:

$$F_1 = \text{sen}(1-h)\alpha_1 - \text{sen}(1-h)\alpha_2 \quad (5.7)$$

$$F_2 = \text{sen}(1+h)\alpha_2 - \text{sen}(1+h)\alpha_1 \quad (5.8)$$

$$F_3 = \frac{\text{sen}(1-h)\pi}{1-h} - \frac{\text{sen}(1+h)\pi}{1+h} \quad (5.9)$$

$$F_4 = \text{sen}(3-h)\alpha_2 - \text{sen}(3-h)\alpha_1 \quad (5.10)$$

$$F_5 = \text{sen}(3+h)\alpha_1 - \text{sen}(3+h)\alpha_2 \quad (5.11)$$

As componentes harmônicas podem ser referidas à fundamental,  $B_1$ , obtendo-se então:

$$\text{Componente harmônica relativa} = B_h / B_1$$

Resolvendo-se numericamente a Equação 5.6, para vários valores do ângulo  $\delta$ , obtém-se a variação do espectro harmônico relativo com a carga para o MSR. A

Figura 5.2 mostra os espectros calculados até a 25ª harmônica, para MSR com  $\alpha = 0,5$  e  $K = 1/40$

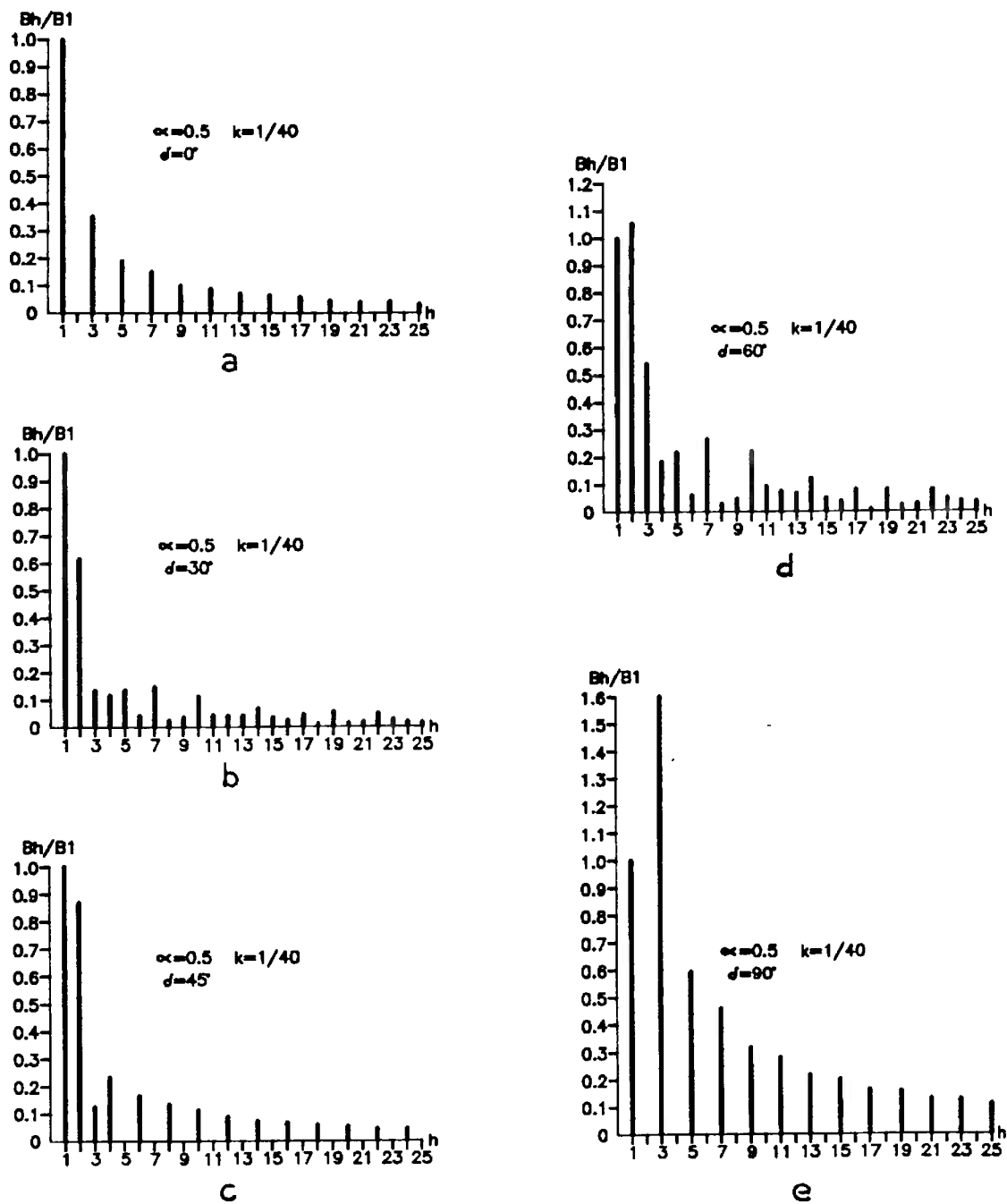


Figura 5.2 - Variação do Espectro de Componentes harmônicas Relativas da Distribuição de Campo do MSR em Carga.

Nas curvas da Figura 5.2d. e 5.2e, a Equação 5.6 foi devidamente corrigida para valores de  $\alpha$  e  $\delta$  que respeitam a relação:

$$\alpha \frac{\pi}{2} + \delta \geq \frac{\pi}{2}$$

A contribuição total das harmônicas de campo é dada pelo valor eficaz de todas as componentes relativas:

*Contribuição harmônica total:* 
$$C_h = \sqrt{\sum_1^{\infty} (B_h / B_1)^2} \quad (5.12)$$

O conteúdo harmônico relativo é dado pelo valor eficaz das componentes relativas, fora a fundamental:

*Conteúdo harmônico:* 
$$C'_h = \sqrt{\sum_1^{\infty} (B_h / B_1)^2 - 1} \quad (5.13)$$

A Figura 5.3 mostra a evolução das componentes harmônicas de 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordem, bem como o conteúdo harmônico relativo,  $C'_h$  em função da amplitude do polo rotórico,  $\alpha$ , para o MSR em vazio ( $\delta = 0^\circ$  ;  $K = 1/40$ ).

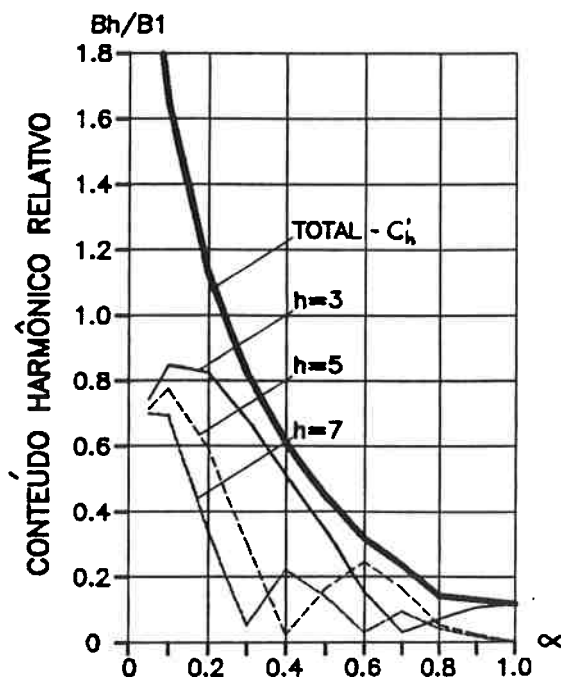


Figura 5.3 - Conteúdo Harmônico da Distribuição de Induções no Entreferro em Função da Geometria Rotórica do MSR ( $\delta = 0^\circ$  ;  $K = 1/40$ ).

## V.2 - Influência das Harmônicas na Tensão Induzida por Fase do MSR

As componentes harmônicas da distribuição de campo no entreferro induzem tensões harmônicas correspondentes em qualquer enrolamento alojado no estator. Se as bobinas forem distribuídas e/ou encurtadas, as componentes harmônicas sofrerão uma atenuação correspondente ao fator de enrolamento,  $K_{ch}$ , de cada harmônica. A tensão eficaz resultante na fase é então, em valor p.u.,

$$v_{ef} = \sqrt{\sum_1^{\infty} (B_h / B_1)^2 \cdot K_{ch}^2} \quad (5.14)$$

Dessa forma, para um dado fluxo por polo, a tensão de fase fica aumentada devido à contribuição harmônica, incrementando a reatância de magnetização correspondente. Observa-se pela Figura 5.2, que essa influência do conteúdo harmônico na tensão de fase é mais pronunciada na E.Q. ( $\delta = 90^\circ$ ) que no E.D. ( $\delta = 0^\circ$ ).

Num enrolamento trifásico normal em *conexão estrela*, a preponderância de componente de 3ª harmônica, principalmente no E.Q., incrementa a tensão de fase numa proporção maior que a tensão de linha, já que nesta última não comparecem harmônicas múltiplas de 3. Dessa forma, a relação entre os valores eficazes das tensões de linha e de fase no MSR diferem de  $\sqrt{3}$ . Num enrolamento trifásico em *conexão triângulo*, as componentes de 3ª harmônica do MSR darão origem a uma intensa circulação da corrente no circuito fechado das 3 fases, a menos que se utilize bobinas com encurtamento de passo de 1/3 do passo polar [8].

### V.3 - Incremento das perdas no Ferro do MSR em Relação a Uma Máquina de Rotor Liso

Uma hipótese básica assumida aqui é que as perdas no ferro, tanto a componente Foucault como a histerética, dependem do quadrado das induções que ocorrem no estator, especialmente nos dentes. Tem-se assim,

$$P_{fe} = P_{hist} + P_{Fouc.} = K_1 \cdot f \cdot B^2 + K_2 f^2 B^2 \quad (5.15)$$

Para frequências elevadas, acima de aproximadamente 200 Hz, o adensamento de fluxo nas chapas do núcleo ferromagnético (por reação das correntes parasitas) provoca um aumento das induções nas bordas das lâminas próximas à interface isolada das mesmas, acarretando um aumento da perda histerética [28 ; 33]. Ao mesmo tempo, a concentração de fluxo nas bordas diminui a espessura equivalente das lâminas, provocando uma diminuição da perda Foucault [28 ; 33]. Dessa forma, como o adensamento de fluxo é função da raiz quadrada da frequência, demonstra-se que a perda no ferro total é dada por [28]:

$$P_{fe} = K \cdot f^{1.5} \cdot B^2 \quad (5.16)$$

Considere-se agora as componentes harmônicas da distribuição de campo no entreferro do MSR, e que se transferem aos dentes do estator. As perdas no ferro

do MSR serão afetadas pela amplitude de cada componente harmônica de indução,  $B_h$ , bem como pela frequência da mesma,  $f_h$ , conforme a Equação 5.16.

Logo, o aumento das perdas no ferro do MSR em relação a uma máquina de rotor liso equivalente (que tem apenas a fundamental de indução) pode ser dada em p.u., pelo fator de incremento:

$$\gamma_{PFE} = \sum_h \left( \frac{B_h}{B_1} \right)^2 \cdot \left( \frac{f_h}{f_1} \right)^{1,5} \quad (5.17)$$

Levando em conta ainda que da totalidade de perdas no ferro, praticamente apenas os dentes sofrem incremento devido às harmônicas e que, numa máquina de rotor liso de 4 polos, tem-se tipicamente uma distribuição das perdas no ferro do estator na razão de 40% para os dentes e 60% para a coroa, resulta:

$$\gamma'_{PFE} = [\gamma_{PFE} \cdot A + B] \quad (5.18)$$

Onde:

A: parcela da perda no ferro nos dentes da máquina de rotor liso ( $A \cong 0,4$ )

B: parcela da perda no ferro na coroa da máquina de rotor liso ( $B \cong 0,6$ ).



Os valores de  $B_h / B_1$  podem ser observados na Figura 5.2, e nota-se portanto que o fator de incremento é função do ângulo de carga  $\delta$ .

Na Figura 5.4a é mostrado o comportamento do fator de incremento das perdas no ferro em vazio ( $\beta'_{PFE} = \gamma'_{PFE}|_{\delta=0^\circ}$ ) em função dos parâmetros geométricos do MSR e na Figura 5.4b sua evolução com a carga.

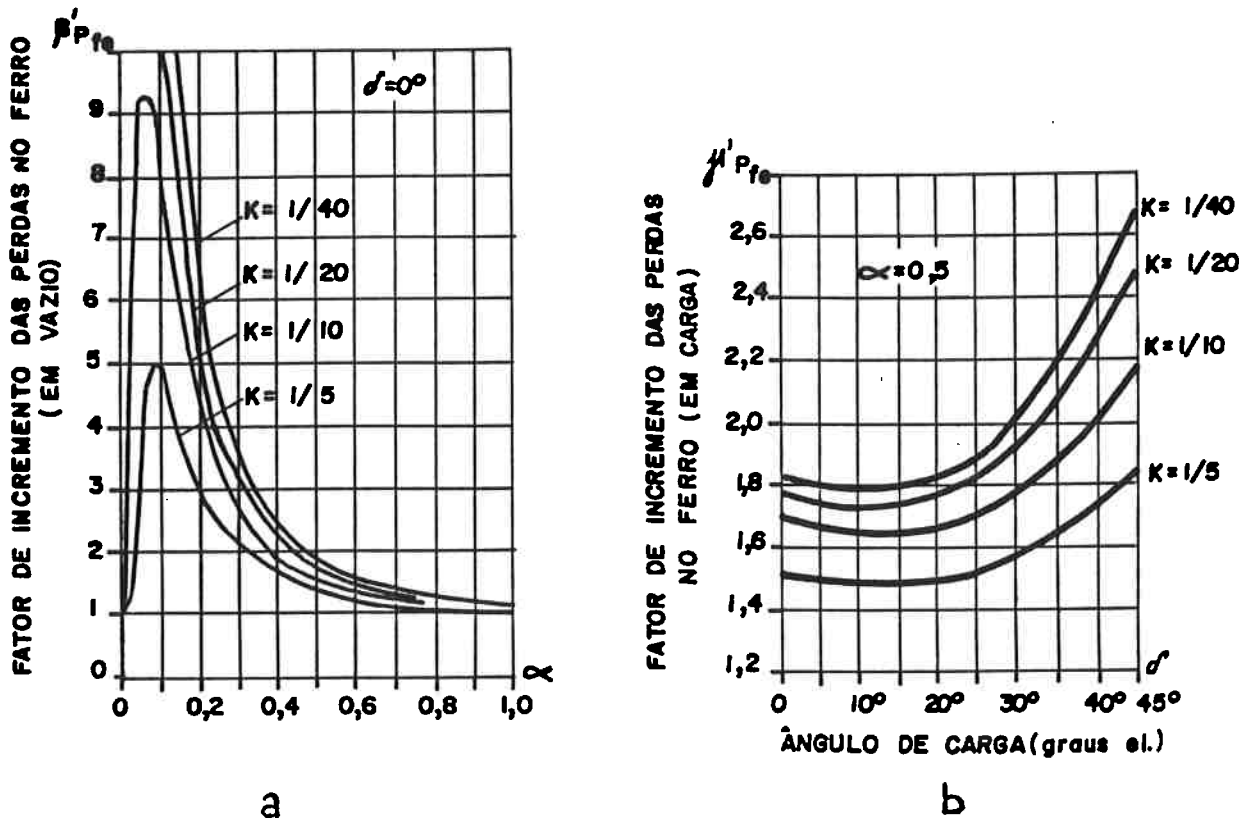


Figura 5.4 - Incremento das Perdas no Ferro do MSR em Relação à Máquina de Rotor Liso ( $P_{fco} = 1pu$ ).

- a)  $\beta'_{PFE}$  - Incremento de perdas no ferro em vazio  
 b)  $\gamma'_{PFE}$  - Variação das perdas no ferro com a carga

Nota-se que o incremento das perdas no ferro do MSR fica bastante elevado para arcos polares reduzidas e razões do entreferro,  $K$ , muito pequenos. Essa condição é justamente aquela que maximiza o conjugado e o índice de saliência do MSR não saturado, conforme já citado no Capítulo IV. Vê-se assim que se for

adotado, por exemplo,  $\alpha$  da ordem de 0,25 e  $K = 1/40$ , as perdas no ferro do MSR em relação à máquina de rotor liso aumentam quase 4 vezes. Esses aspectos contraditórios na escolha da geometria ótima serão comentadas no Capítulo VI.

No Capítulo III, onde foi apresentado um circuito equivalente para o MSR, Figura 3.4, o parâmetro associado às perdas no ferro é a resistência equivalente de perdas no ferro,  $R_p$ , que foi ali admitida constante. Pelo exposto nessa secção, no MSR o parâmetro deve ser corrigido para:

$$R_p(\delta) = \frac{R_p}{\gamma'_{PFE}} \quad (5.19)$$

onde  $R_p$  é determinado da forma convencional, para uma máquina de rotor liso magneticamente equivalente ao MSR.

## CAPÍTULO VI

### **VI. A ABORDAGEM DO PROJETO DOS MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA**

Neste Capítulo será apresentada uma metodologia para o projeto dos MSR, particularmente para máquinas com a configuração rotórica similar àquela sugerida na Figura 2.1.. Será contemplado com maiores detalhes o modo de operação do MSR alimentado sob tensão constante, já que este normalmente representa o caso de maior interesse e maior número de aplicações.

Inicialmente serão vistos aspectos de potências e conjugados disponíveis dadas as dimensões da máquina, respeitadas algumas restrições e solicitações típicas, conforme já realizado no Capítulo IV. A definição da melhor geometria para o rotor será função do tipo de alimentação e de considerações sobre perdas e regime de funcionamento assíncrono. A partir daí, a condução do projeto fica voltada para a determinação das reatâncias  $X_d$  e  $X_q$  saturadas que, conforme já visto, possibilitam o levantamento completo das características de funcionamento do MSR. Para cálculo das reatâncias saturadas é proposto um método de solução de dois circuitos magnéticos independentes, usando como parâmetros básicos de

cálculo os fatores de forma das distribuições espaciais de indução no entreferro que serão determinadas como função dos parâmetros geométricos do MSR.

Conforme já visto no Capítulo IV, para alimentação sob tensão constante, o conjugado máximo disponível no MSR para o acionamento da carga é dado, desconsiderando-se as perdas Joule e no ferro, pela equação 4.25, aqui reproduzida:

$$C_{\max} = \frac{mV^2}{2\omega_s X_{mo}} \cdot F_V \quad (6.1)$$

onde o fator de conjugado,  $F_V$ , é dado pela equação 4.26, ou no caso saturado, pela equação 4.62. A potência máxima resultante é dada por:

$$P_{\max} = \frac{mV^2}{2 \cdot X_{mo}} \cdot F_V \quad (6.2)$$

Nas equações acima, a reatância da máquina de rotor liso equivalente,  $X_{mo}$ , é dada pela equação 4.18, que substituída em 6.2, resulta:

$$P_{\max} = \frac{V^2 \cdot \pi \cdot p^2 \cdot e_d}{2\mu_o \omega \cdot D \cdot L \cdot N_f^2} \cdot F_V \quad (6.3)$$

Numa máquina de corrente alternativa, alimentada sob tensão constante, tem-se ainda:

$$V = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N_f \cdot \phi_p \quad (6.4)$$

Para o rotor liso equivalente e distribuição senoidal de induções, o fluxo por polo é:

$$\phi_p = B_p \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\pi \cdot D \cdot L}{2p} \quad (6.5)$$

Substituindo-se as equações 6.5 e 6.4 na equação 6.3, e fazendo as devidas simplificações, resulta então:

$$P_{\max} = \frac{\pi \cdot D \cdot L \cdot e_d \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot B_p^2}{\mu_o \omega} \cdot F_V \quad (6.6)$$

Na equação acima, o produto  $\pi \cdot D \cdot L \cdot e_d$  representa o volume geométrico do entreferro da máquina de rotor liso equivalente ao MSR, e portanto:

$$P_{\max} = \frac{\pi \cdot f}{2\mu_o} \cdot [\text{Vol}_{\text{entreferro}}] \cdot B_p^2 \cdot F_V \quad (6.7)$$

Utilizando uma indução de pico de referência típica, por exemplo,  $B_p = B_{\text{ref}_0} = 0,65 \text{ Wb/m}^2$  como no Capítulo IV, e para uma frequência de alimentação de 60 Hz, resulta:

$$P_{\max} = C \cdot [\text{Vol}_{\text{entreferro}}] \quad (6.8)$$

onde a constante,  $C = \frac{\pi \cdot f}{2\mu_o} \cdot B_p^2 \cdot F_V$  assume o valor:

$$C = 31,7 \times 10^3 \cdot F_V \quad \text{kW/m}^3$$

O fator  $F_V$  é uma função da geometria adotada para o rotor do MSR e, para a máquina saturada de 4 polos, com as restrições adotadas na secção IV.2.2. do Capítulo IV, pode ser avaliado através da Figura 4.11.b.. Reproduz-se na Figura 6.1 abaixo, aquelas curvas com as escalas corrigidas de modo a fornecer diretamente a constante de potência específica volumétrica de entreferro para MSR alimentado sob tensão constante.

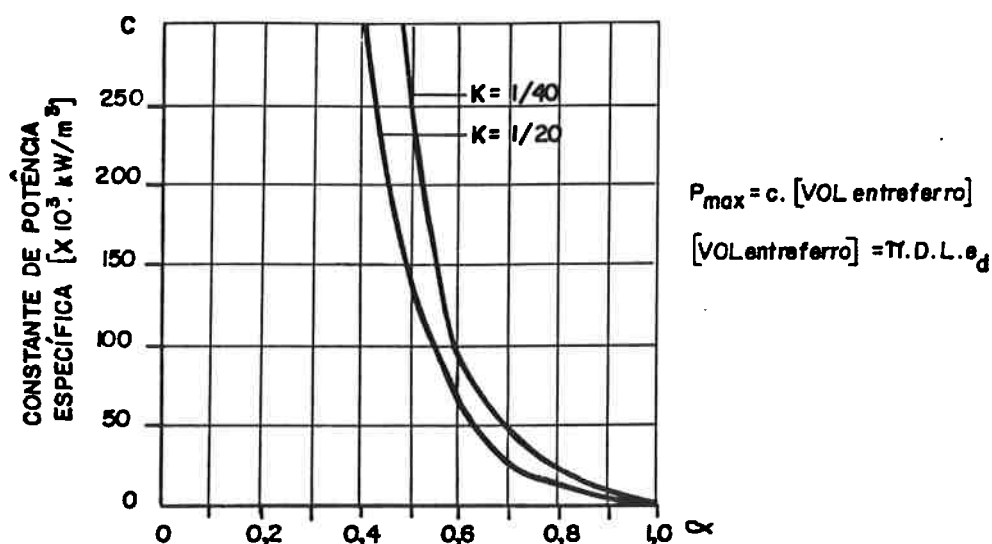


Fig. 6.1 - Constante de Potência Específica Volumétrica do MSR Saturado, Alimentado com Tensão Constante.

$$(B_{\text{ref}_0} = 0,65 \text{ Wb/m}^2; \quad f = 60 \text{ Hz}; \quad 2p = 4)$$

No acima exposto, nota-se que o número de polos do MSR não comparece diretamente na expressão final da máxima potência disponível. No entanto, o fator  $F_V$  é afetado pelo número de polos (quando considerada a reatância de

dispersão) além de que em geral o entreferro diminui com o aumento do número de polos. Dessa forma, a potência máxima do MSR diminui com aumento do número de polos, de modo geralmente não linear e numa razão sensivelmente maior que a simples proporcionalidade.

A Figura 6.1 possibilita a avaliação do volume de entreferro requerido para uma potência máxima especificada (em 4 polos), em função de variáveis geométricas que definem a saliência do MSR. Ao contrário, também permite a previsão da potência disponível a partir de uma geometria pré-estabelecida, que é o caso mais comum de abordagem do projeto do MSR, onde se inicia a partir de um motor de indução equivalente. Na equação 6.2, o termo  $\frac{mV^2}{X_{mo}}$  representa a potência de magnetização exclusiva do entreferro de uma máquina de rotor liso equivalente ao MSR. Num motor de indução típico de 4 polos, na faixa de potências de alguns kW até poucas dezenas de kW, a potência de magnetização total é da ordem de 0,4 p.u..

Se esse motor for equivalente ao MSR, com entreferro reduzido (aproximadamente 30% menor) e fator de saturação em torno de 1,2, a sua potência de magnetização exclusiva de entreferro será aproximadamente,

$$P_{mag_o} = 0,4 \cdot \frac{1}{1,3} \cdot \frac{1}{1,2} = 0,256 \text{ p.u.}$$

Assim, a máxima potência disponível do MSR resulta:

$$P_{\max} = \frac{1}{2} \cdot F_V \cdot 0,256 \text{ [p.u.]}$$

ou 
$$P_{\max} \cong 0,13 F_V \text{ [p.u.]} \quad (6.9)$$

onde a potência de base é a potência nominal do motor de indução equivalente.

Logo,

$$P_{\max(\text{MSR})} \cong 0,13 \cdot F_V \cdot P_{\text{nom.}(MI)} \quad (6.10)$$

com  $v$  dado pela Figura 4.11.b. para MSR saturado.

Para uma geometria de MSR com  $\alpha = 0,5$  e  $K = 1/50$  por exemplo, resulta

$F_V \cong 8,6$  (para as restrições impostas no Capítulo IV, e com  $B_{\text{ref}_0} = 0,65 \text{ Wb / m}^2$ ).

Resulta então,

$$P_{\max(\text{MSR})} = 1,12 \cdot P_{\text{nom.}(MI)}$$

Como no MSR o conjugado máximo síncrono é limitado a valores em torno de 1,35 p.u. para otimização do fator de potência (vide Capítulo III), resulta uma potência nominal do MSR em torno de 83% da potência nominal do motor de indução equivalente.



## VI.1- Determinação da Geometria Rótórica do MSR

A definição da geometria ótima do MSR é na verdade uma solução de compromisso entre os parâmetros que maximizam o conjugado e fator de potência (relação  $X_d / X_q$ ) e considerações de perdas e espaço disponível no rotor para o alojamento da gaiola de partida e operação transitória.

Para o MSR, o modo de operação, se a tensão ou corrente impostas, também influencia a determinação da geometria rotórica. Os resultados obtidos no Capítulo IV, indicam o encaminhamento para a seleção dos parâmetros rotóricos sob o ponto de vista puramente geométrico. As conclusões preliminares que se obtém dali, são as seguintes:

- 1) A razão dos entreferros nos eixos direto e quadratura,  $K = e_d / e_q$  deve ser sempre a menor possível, já que todos os índices são maximizados com a diminuição desta relação. Isto implica na utilização do menor entreferro possível segundo o E.D., que fica limitado por questões de ordem mecânica, como velocidade periférica do rotor, concentricidade entre eixos de simetria do rotor e estator, precisão construtiva e rigidez mecânica do eixo e dos mancais. Nos MSR de construção similar à da Figura 2.1, com 4 polos, os valores típicos do entreferro no E.D. são da ordem de 0,2% do diâmetro externo do rotor, e ficam limitados, no

mínimo, a valores em torno de 0,25 a 0,3 m.m. com construção mecânica convencional. Quanto ao entreferro no E.Q., deve ser o maior permissível, definido pela espessura mínima da coroa rotórica, diâmetro do eixo e alojamento da gaiola. Valores típicos da relação  $K = e_d / e_q$  para os MSR propostos situam-se entre 1/30 a 1/60.

2) A amplitude do polo rotórico em relação ao passo polar da máquina,  $\alpha$ , deve ter em princípio sua escolha orientada segundo o modo de alimentação do MSR. O fator de conjugado,  $F_v$ , para alimentação sob tensão constante é crescente para valores decrescentes de  $\alpha$ , atingindo valores máximos com  $\alpha$  em torno de 0,15 (valor não saturado), enquanto para a operação a corrente constante o fator de conjugado,  $F_i$ , é maximizado para  $\alpha = 0,5$ , conforme pode ser visto na Figura 4.4. Quanto aos índices de saliência,  $X_d / X_q$ , são maximizados para valores de  $\alpha$  próximos de 0,2 (não saturado), independentemente do modo de alimentação, conforme Figura 4.3. Assim, no modo corrente constante a maximização de conjugado e fator de potência (via índice  $X_d / X_q$ ) não ocorrem para o mesmo valor de  $\alpha$ , enquanto para a operação sob tensão imposta a maximização geral ocorre para valores de  $\alpha$  bastante próximos e reduzidos. No entanto, a escolha do valor de  $\alpha$  mais adequado não deve ser feita com base nessas premissas puramente geométricas, conforme será visto mais adiante.

3) A saturação magnética, conforme visto no Capítulo IV, tem um efeito otimizador em geral para o MSR proposto, no modo de operação a tensão constante, já que incrementa ambos os índices de desempenho,  $X_d/X_q$  e  $F_v$ . Além disso desloca seus máximos para valores da amplitude  $\alpha$  maiores do que aqueles sem saturação, trazendo os máximos para valores de  $\alpha$  da ordem de 0,3 a 0,35 (Figura 4.12). Para o modo corrente imposta, a saturação não traz benefícios ao MSR com a configuração proposta, podendo inclusive ter efeito contrário, diminuindo o índice de saliência e o fator de conjugado .

Assim sendo, para o MSR operando a tensão constante, que é o caso de maior interesse, a escolha de um arco polar,  $\alpha$ , reduzido, parece conduzir a um projeto otimizado do ponto de vista de produção de conjugado e fator de potência. No entanto, isso não é garantia de um bom projeto em geral [27]. As razões principais para tanto baseiam-se em considerações de perdas e funcionamento assíncrono do MSR.

Conforme já visto no Capítulo V, as perdas no ferro do MSR sofrem um aumento significativo em relação a uma máquina de rotor liso devido à saliência rotórica.

De acordo com as Figuras 5.2 e 5.4, o incremento das perdas no ferro fica maximizado para valores de  $\alpha$  em torno de 0,2, que é um valor muito próximo

daquele que também maximiza o conjugado e o índice de saliência. Como nas máquinas de rotor liso (como o motor de indução), as perdas no ferro são normalmente a maior parcela das perdas que aquecem a máquina, num MSR magneticamente equivalente que tem o valor de  $\alpha$  maximizando o conjugado, as perdas no ferro resultam excessivamente aumentadas, o que normalmente inviabiliza seu uso do ponto de vista de aquecimento.

Para um MSR com o estator já configurado, com o número de espiras e a secção dos condutores já definidos, uma diminuição excessiva do arco polar rotórico,  $\alpha$  leva a um aumento muito grande da perda Joule. Isto porque, a redução de  $\alpha$  conduz ao aumento da potência reativa absorvida, que associada ao aumento da potência ativa (resultante do incremento da relação  $X_d / X_q$ ), resulta num aumento significativo da corrente de fase. Como o enrolamento ficou invariante, a perda Joule cresce, trazendo normalmente problemas térmicos.

A quase totalidade dos MSR de aplicação industrial e de controle são dotados de gaiola rotórica. Sua função básica é promover uma partida autônoma a partir de tensão e frequência fixas como um motor de indução, até rotações próximas à síncrona, de modo a permitir então a sincronização do MSR. Além disso, mesmo em operação síncrona, o amortecimento de oscilações e a estabilidade de funcionamento estão diretamente associados à qualidade da gaiola rotórica [21; 24; 25]. Dessa forma, a adoção de um arco polar,  $\alpha$ , muito reduzido traz como

consequência um projeto bastante deficiente da gaiola rotórica, com características de partida assíncrona medíocres. Além disso, nessa situação normalmente resulta uma gaiola efetiva de alta resistência, não permitindo ao MSR atingir baixos escorregamentos com carga ativa no eixo, dificultando ou até impossibilitando a sua sincronização. Também, a principal variável sobre o efeito amortecedor da gaiola é uma resistência rotórica a mais baixa possível, o que não se obtém com valores reduzidos de  $\alpha$ .

Nota-se então pelo acima exposto, que a escolha do valor de  $\alpha$  deve ser um compromisso entre as características de operação síncrona (conjungado produzido e fator de potência) e as perdas totais admissíveis, bem como as necessidades de sincronização e estabilidade do MSR. Para operação sob tensão constante, os valores de  $\alpha$  que satisfazem à maior gama de operações situam-se assim entre 0,45 e 0,55 para o MSR proposto aqui, de construção similar à da Figura 2.1.

## **VI.2 - Fatores de Forma das Distribuições de Indução - Solução dos Circuitos Magnéticos do M.S.R.**

De posse das dimensões básicas e da definição da geometria rotórica do MSR, a condução do projeto volta-se para a determinação das reatâncias dos eixos  $X_d / X_q$ . Como esses parâmetros são essencialmente reatâncias de magnetização

(a parcela de dispersão,  $x_a$ , será considerada constante e tratada da forma convencional como será visto adiante), a sua determinação é possível pela simples resolução do circuito magnético da máquina. Serão então definidas duas circunvoluções magnéticas ao longo da estrutura geométrica do MSR, uma centrada no eixo direto e outra centrada no eixo em quadratura.

A análise dos circuitos magnéticos produzirá duas características de magnetização do MSR, uma associada ao E.D. e outra ao E.Q., que devidamente tratadas com a característica de dispersão, resultará em dois pontos de operação nominais do circuito magnético, um no E.D. e outro no E.Q.. Como será visto adiante, as reatâncias resultam então de forma imediata.

A solução dos circuitos magnéticos propostos é feita da maneira usual das máquinas elétricas, extensamente descritas na literatura clássica [16; 28; 35]. No entanto, um aspecto peculiar do MSR merece atenção especial. Trata-se das distribuições da densidade de fluxo magnético no entreferro, que são deformadas pela saliência rotórica. Torna-se necessário então, a fim de calcular as quedas de potencial magnético no entreferro e superfícies adjacentes, o conhecimento do valor de pico dessas distribuições espaciais ao longo do passo polar, a partir do valor do fluxo por polo. Para tanto, deve-se conhecer os fatores de forma de tais distribuições, que serão diferentes para cada eixo e também funções dos parâmetros geométricos do rotor.

Para o levantamento dos fatores de forma, será considerada a distribuição afetada de distorção adicional por 3ª harmônica, conforme já feito no Capítulo IV. Será utilizada a Figura 4.6, aqui reproduzida para maiores detalhes.

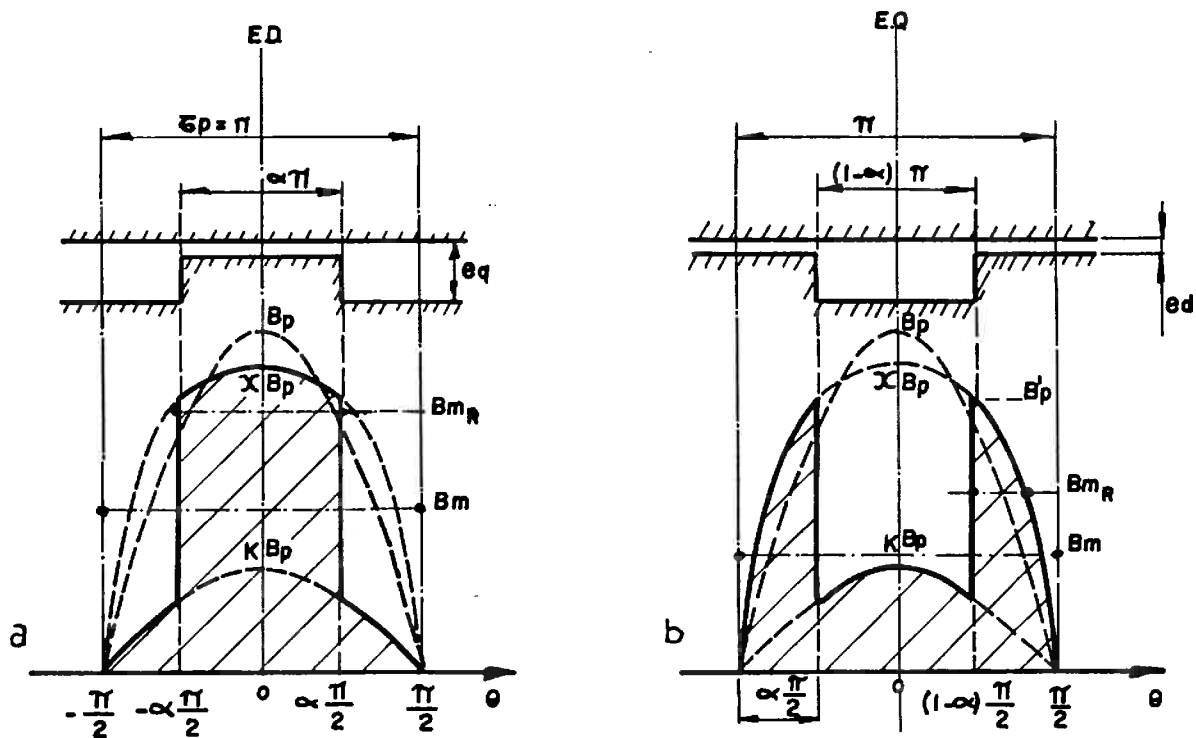


Fig. 6.2 - Distribuições Espaciais de Indução no Entreferro do MSR  
 a) Distribuição no E.D..    b) Distribuição no E.Q.

### **A) Fator de Forma da Distribuição no E.D. ( $K_{FD}$ )**

Aqui será utilizada a Figura 6.2.a. para definição das grandezas:

- $B_p$ : Valor de pico da distribuição senoidal equivalente à distribuição distorcida (com mesmo valor de fluxo por polo).
  - $\chi$ : Fator de distorção devida à 3ª harmônica.
- $B_m$ : Valor médio da distribuição ao longo do passo polar.

Serão considerados para o E.D. dois casos distintos: o fator de forma no E.D. válido para o entreferro e os dentes do estator,  $K_{FDS}$ , e o fator de forma válido para os dentes rotóricos,  $K_{FDR}$ . A justificativa para essa diferenciação será dada adiante.

#### **A1) Fator de Forma Aplicável ao Entreferro e Dentes do Estator ( $K_{FDS}$ )**

Os dentes do estator estão presentes ao longo de todo o passo polar, de modo que tanto estes quanto o entreferro têm que conduzir a totalidade do fluxo por polo da máquina. Dessa forma, este fluxo por polo,  $\phi_p$ , é obtido pelo produto do valor médio da distribuição,  $B_m$ , pela amplitude do passo polar:



$$B_m \cdot \pi = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B(\theta) d\theta \quad (6.11)$$

Pela observação da Figura 6.2.a, a integral acima é dada por:

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} B(\theta) d\theta = 2 \cdot \int_0^{\alpha \pi/2} B_p [\cos \theta - (1 - \chi) \cos 3\theta] d\theta + 2 \cdot \int_{\alpha \pi/2}^{\pi/2} K \cdot B_p \cos \theta d\theta \quad (6.12)$$

Resolvendo-se a integração acima, resulta:

$$B_m \cdot \pi = 2 \cdot B_p \left[ (1 - K) \operatorname{sen} \frac{\alpha \pi}{2} + K - \frac{(1 - \chi)}{3} \operatorname{sen} \frac{3\alpha \pi}{2} \right] \quad (6.13)$$

Por definição, o fator de forma da distribuição espacial de induções é a relação entre o valor médio da mesma e o valor de pico efetivo. Tem-se então:

$$K_{FDS} = \frac{B_m}{\chi \cdot B_p} \quad (6.14)$$

Substituindo-se a equação 6.13, resulta para este fator de forma:

$$K_{FDS} = \frac{2}{\pi \chi} \cdot \left[ K + (1 - K) \operatorname{sen} \frac{\alpha \pi}{2} - \frac{(1 - \chi)}{3} \operatorname{sen} \frac{3\alpha \pi}{2} \right] \quad (6.15)$$

## A2) Fator de Forma Aplicável aos Dentes do Rotor ( $K_{FDR}$ )

Os dentes rotóricos estão presentes apenas na região correspondente ao abraçamento do polo rotórico ( $\alpha \pi$ ), de modo que o fluxo por eles conduzido não é o fluxo por polo total. O fluxo que efetivamente cruza os dentes rotóricos,  $\phi_{dr}$ , é dado por:

$$B_{mR} \alpha \pi = 2 \cdot \int_0^{\alpha \pi/2} B_p [\cos \theta - (1 - \chi) \cos 3\theta] d\theta \quad (6.16)$$

onde  $B_{mR}$  é o valor médio da parcela da distribuição de induções confinada aos dentes rotóricos. O fator de forma dessa parcela é então:

$$K_F = \frac{B_{mR}}{\chi \cdot B_p} \quad (6.17)$$

Resolvendo-se a equação 6.16 e substituindo em 6.17, resulta:

$$K_F = \frac{2}{\alpha \chi \pi} \left( \operatorname{sen} \frac{\alpha \pi}{2} - \operatorname{sen} \frac{3\alpha \pi}{2} \right) \quad (6.18)$$

Durante a resolução do circuito magnético, a indução de pico resultante nos dentes rotóricos é obtida por:

$$B_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{S_{dr} \cdot K_F} \quad (6.19)$$

onde  $S_{dr}$  é a secção de passagem do fluxo pelos dentes rotóricos. Como nos cálculos do circuito magnético o fluxo disponível é normalmente o fluxo por polo,  $\phi_p$ , e não a parcela confinada aos dentes, é mais cómodo procurar uma expressão alternativa à equação 6.19, onde compareça o valor do fluxo por polo total. Assim, pode-se reescrever a equação 6.19 da seguinte forma:

$$B_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{S_{dr} \cdot K_F} = \frac{\phi_p \cdot \left(\frac{\phi_{dr}}{\phi_p}\right)}{S_{dr} \cdot K_F} = \frac{\phi_p}{S_{dr} \cdot K_{FDR}} \quad (6.20)$$

onde:

$$K_{FDR} = K_F \cdot \frac{\phi_p}{\phi_{dr}} \quad (6.21)$$

O fator de forma  $K_{FDR}$  é então o valor aplicável aos dentes rotóricos, para determinação das induções a partir do fluxo por polo, como desejado.

A relação  $\phi_p / \phi_{dr}$  é dada por:

$$\frac{\phi_p}{\phi_{dr}} = \frac{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} B(\theta) d\theta}{\int_{-\alpha\pi/2}^{\alpha\pi/2} B(\theta) d\theta} = \frac{2B_p \left[ K + (1-K) \operatorname{sen} \frac{\alpha\pi}{2} - \frac{(1-\chi)}{3} \operatorname{sen} \frac{3\alpha\pi}{2} \right]}{2B_p \left[ \operatorname{sen} \frac{\alpha\pi}{2} - \operatorname{sen} \frac{3\alpha\pi}{2} \right]} \quad (6.22)$$

Substituindo-se as equações 6.18 e 6.22 na equação 6.21, resulta finalmente:

$$K_{FDR} = \frac{2}{\alpha \chi \pi} \left[ K + (1 - K) \operatorname{sen} \frac{\alpha \pi}{2} - \frac{(1 - \chi)}{3} \operatorname{sen} \frac{3\alpha \pi}{2} \right] \quad (6.23)$$

Comparando-se as equações 6.23 e 6.15, obtém ainda:

$$K_{FDR} = \frac{1}{\alpha} \cdot K_{FDS} \quad (6.24)$$

### **B) Fator de Forma da Distribuição no E.Q. ( $K_{FQ}$ )**

Aqui será utilizada a Figura 6.2.b., onde a indução  $B_p'$  é o valor de pico que efetivamente ocorre na distribuição de induções.

#### **B1) Fator de Forma Aplicável ao Entreferro e Dentes do Estator ( $K_{FQS}$ )**

Na distribuição de induções segundo o E.Q., para que resulte o valor de pico efetivo dessa distribuição,  $B_p'$ , na posição angular  $\theta = (1 - \alpha) \frac{\pi}{2}$ , é necessária uma F.m.m. de pico, atuando na posição angular  $\theta = 0^\circ$ , que corresponda a uma indução de pico fictícia, de valor  $\chi B_p$ , que aconteceria naquela posição angular

$\theta = 0^\circ$  se o entreferro fosse uniforme. Assim, embora por definição do fator de forma, este tenha um valor,  $K_F = B_m / B_p'$ , para efeito de resolução do circuito magnético no E.Q., onde interessam as F.m.m. de pico para o entreferro e dentes de estator ( $F_e$  e  $F_{ds}$ ), em  $\theta = 0^\circ$ , resulta o valor aplicável a estas partes como:

$$K_{FQS} = \frac{B_m}{\chi B_p} \quad (6.25)$$

Da mesma forma que no caso do E.D., os dentes do estator e o entreferro devem conduzir todo o fluxo por polo, de modo que obtém-se:

$$B_m \cdot \pi = \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} B(\theta) d\theta = 2 \cdot \int_0^{(1-\alpha)\pi/2} K B_p \cos\theta d\theta + 2 \cdot \int_{(1-\alpha)\pi/2}^{\pi/2} B_p [\cos\theta - (1-\chi) \cos 3\theta] d\theta \quad (6.26)$$

cujas resoluções, substituída na equação 6.25 conduz a:

$$K_{FQS} = \frac{2}{\pi\chi} \left[ 1 - (1-K) \cos \frac{\alpha\pi}{2} + \frac{(1-\chi)}{3} (1 - \cos \frac{3\alpha\pi}{2}) \right] \quad (6.27)$$

## **B2) Fator de Forma Aplicável aos Dentes do Rotor ( $K_{FQR}$ )**

Fazendo-se as mesmas considerações feitas no caso do E.D., no tocante aos dentes rotóricos, tem-se o fluxo confinado aos mesmos como:

$$B_{mR} \alpha \pi = 2 \int_{(1-\alpha)\pi/2}^{\pi/2} B_P [\cos\theta - (1-\chi)\cos 3\theta] d\theta \quad (6.28)$$

cujo resultado é:

$$B_{mR} \alpha \pi = 2B_P \left[ 1 - \cos\frac{\alpha\pi}{2} + \frac{(1-\chi)}{3} \left( 1 - \cos\frac{3\alpha\pi}{2} \right) \right] \quad (6.29)$$

Aqui também são válidas as equações 6.17 e 6.21, sendo que a relação dos fluxos por polo total e confinado aos dentes do rotor é:

$$\frac{\phi_P}{\phi_{dr}} = \frac{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} B(\theta) d\theta}{2 \int_{(1-\alpha)\pi/2}^{\pi/2} B(\theta) d\theta} \quad (6.30)$$

Resolvendo esta última equação e fazendo-se as substituições adequadas em 6.21 e 6.17, resulta finalmente:

$$K_{FQR} = \frac{2}{\pi\alpha\chi} \left[ 1 - (1-K) \cos\frac{\alpha\pi}{2} + \frac{(1-\chi)}{3} \left( 1 - \cos\frac{3\alpha\pi}{2} \right) \right] \quad (6.31)$$

Comparando-se também as Equações 6.31 e 6.27, obtém-se:

$$K_{FQR} = \frac{1}{\alpha} \cdot K_{FQS} \quad (6.32)$$

O andamento dos fatores de forma acima determinados pode ser melhor visualizado na Figura 6.3 abaixo, onde o fator de distorção por 3ª harmônica, é  $\chi = 0,88$ .

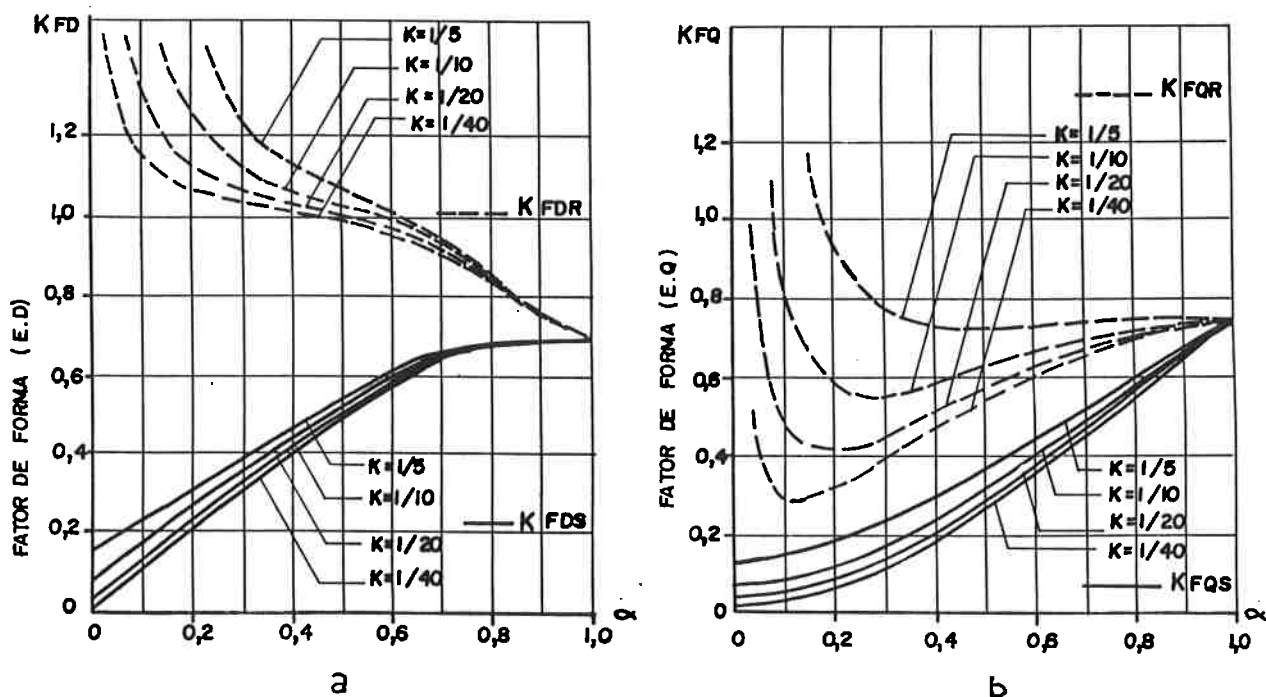


Fig. 6.3 - Andamento dos Fatores de Forma para o Entreferro e Dentes do Estator e Rotor, em Função de Parâmetros Geométricos ( $\chi = 0,88$ )

a) Segundo o E.D.

b) Segundo o E.Q.

Estes fatores de forma devem ser utilizados no circuito magnético do MSR quando é considerada a saturação. Nos casos em que se desconsidere a saturação (por exemplo no MSR sob corrente constante e valores baixos desta), as expressões dos fatores de forma são as mesmas já apresentadas, onde se faz  $\chi = 1$ . Na Figura 6.4 são mostradas curvas do andamento dos fatores de forma não afetados por distorção adicional devida à saturação.

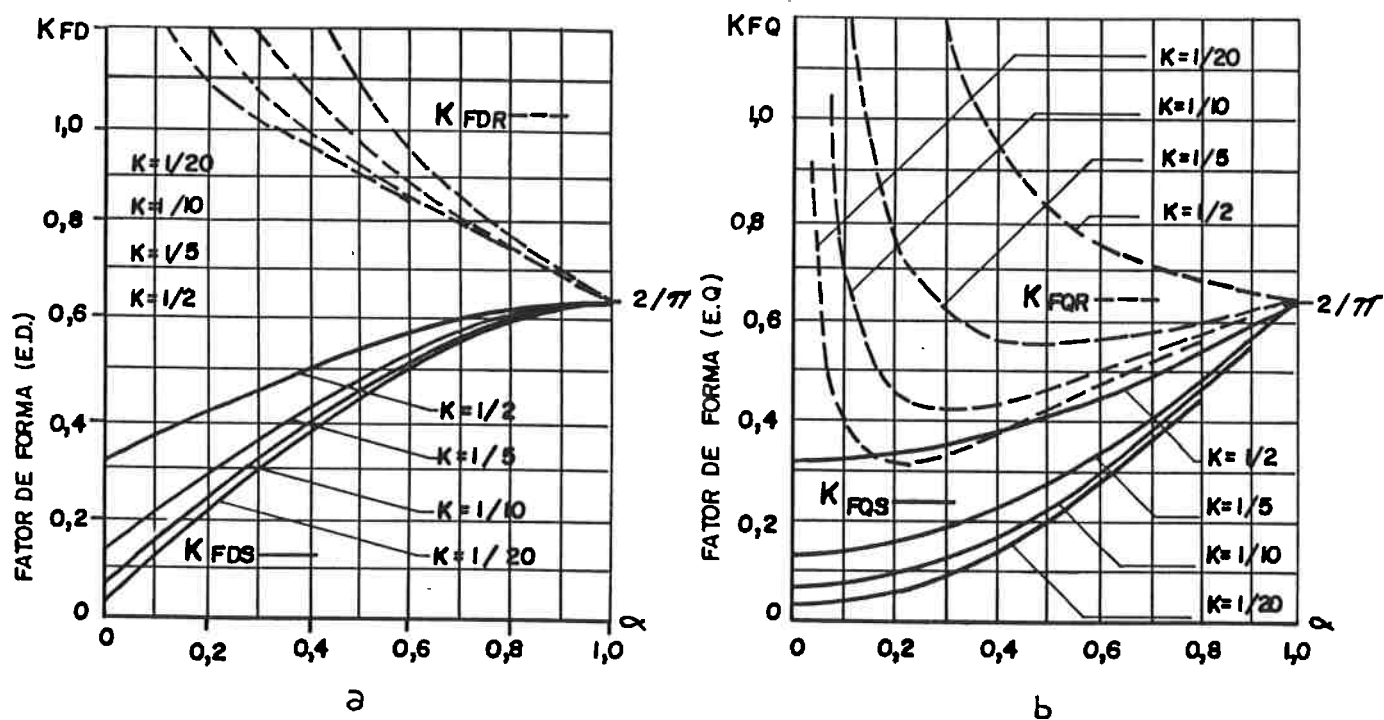


Fig. 6.4 - Fatores de Forma para MSR Não Saturado ( $\chi = 1$ ) em Função da Geometria Rotórica  
a) E.D.                      b) E.Q.



Nota-se pelas curvas das Figuras 6.3 e 6.4, diferenças sensíveis nos fatores de forma quando se considera a saturação. No caso linear, Figura 6.4, os fatores de forma tendem para o valor  $2/\pi$  quando  $\alpha = 1$ , que é o fator de forma de uma distribuição senoidal com entreferro liso.

### **VI.3 Características de Magnetização do MSR no E.D. e no E.Q. -**

#### **Determinação das Reatâncias $X_d$ e $X_q$**

Obtidos os fatores de forma para as distribuições de indução no entreferro do MSR, o cálculo do circuito magnético é conduzido da forma usual.

Configurado um enrolamento estatórico para a tensão e frequência nominais, resulta o fluxo por polo básico. A partir deste fluxo,  $\phi_p$ , são obtidas as induções no entreferro e dentes do estator e do rotor, bem como nas coroas estatórica e rotórica. Tem-se assim, os valores do campo magnético nas várias partes da máquina obtidos a partir das curvas BxH do material magnético empregado na construção do núcleo. O cômputo da força magnetomotriz total por polo é obtido pelos somatórios dos produtos do campo magnético em cada parte pelo comprimento correspondente dessa parte,  $F.m.m. = \sum_i H_i \ell_i$ , ao longo de toda a circuitação magnética da máquina. A figura 6.5 ilustra as circuitações magnéticas

do MSR, no E.D. e no E.Q., obtidos por meio de uma simulação numérica utilizando o método dos elementos finitos [6].

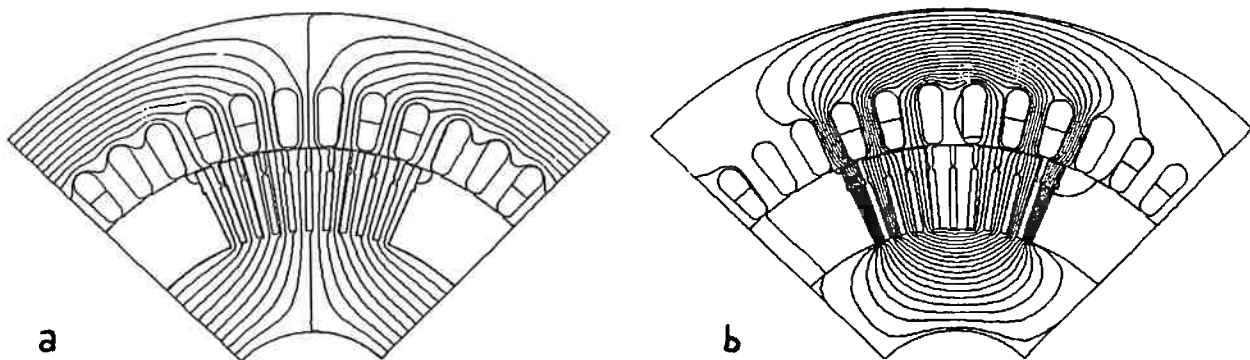


Fig. 6.5 - Circulação Magnética ao Longo da Estrutura do MSR, Obtida pelo Método dos Elementos Finitos.  
 a) Mapa de Campo no E.D.  
 b) Mapa de Campo no E.Q.

A F.m.m. por polo obtida está associada à corrente magnetizante de fase absorvida pela máquina, conforme a equação 4.15. Tem-se então a relação entre a tensão nominal e a corrente absorvida, que é a reatância de magnetização por fase.

Um fato importante a ser considerado na resolução dos circuitos magnéticos, no E.D. e principalmente no E.Q., é o efeito da reatância de dispersão do estator,  $x_a$ . No modo de operação do MSR sob tensão constante, o fluxo obtido a partir da tensão e frequência de alimentação se mantém constante. No entanto, em função da corrente circulante nos enrolamentos, a parcela do fluxo disperso no estator

(quantificado por  $x_a$ ) aumenta, reduzindo a parcela do fluxo concatenado com o rotor e portanto, associado à reatância de magnetização. Essa redução do fluxo útil, especialmente no eixo em quadratura, atenua sensivelmente os níveis de saturação afetando os valores das reatâncias.

Um método para quantificar o efeito da reatância de dispersão é aqui apresentado. A corrente magnetizante deve ser determinada para vários valores do fluxo básico, ou seja, para várias tensões aplicadas aos terminais. Desse modo, tem-se as características magnéticas do MSR, tanto no E.D. como no E.Q., na forma de um conjunto de valores  $\phi_p \times F.m.m.$  ou o seu correspondente  $V \times I_{mag}$ , que podem ser representados por curvas de saturação do MSR, no E.D. e no E.Q., como mostra a Figura 6.6.

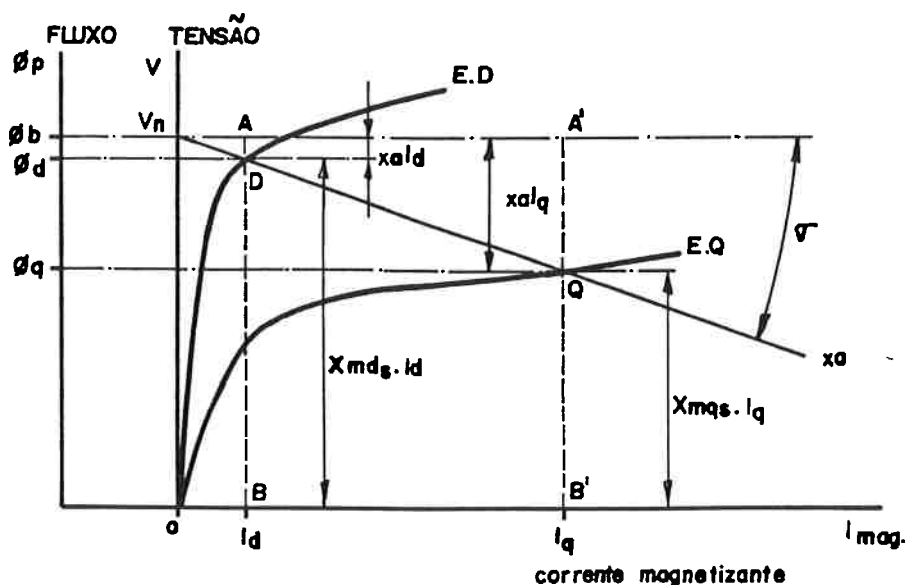


Fig. 6.6 - Características de Magnetização do MSR no E.D. e no E.Q. Associadas à Característica de dispersão do Estator.

O fluxo de dispersão, numa análise geral, se localiza principalmente nas ranhuras e nas cabeças de bobina estáticas. Pode-se então admiti-lo praticamente independente da saliência rotórica e portanto, a reatância de dispersão pode ser considerada constante, tanto no E.D. quanto no E.Q.. Dessa forma, a característica de dispersão do estator pode ser representada, na curva  $V \times I_{\text{mag}}$ , por uma reta partindo da tensão nominal  $V_N$  e com um coeficiente angular  $\sigma$  correspondente ao valor da reatância de dispersão,  $x_a$ , em ohms/fase.

O cruzamento da reta de  $x_a$  com as curvas de saturação, define então os dois pontos de operação nominais dos circuitos magnéticos do MSR, o ponto "D" e o ponto "Q" respectivamente no E.D. e no E.Q.. Ao ponto "D" corresponde o fluxo útil  $\phi_d$  que resulta no entreferro da máquina quando a distribuição de F.m.m. se encontra alinhada com o E.D.. A corrente magnetizante que resulta nessa situação é a corrente  $I_d$ . Logo, a reatância segundo o eixo direto é:

$$X_{ds} = \frac{V_N}{I_d} \quad (6.33)$$

Na figura 6.6, o segmento  $\overline{AD}$  corresponde à queda de tensão sobre a reatância de dispersão,  $x_a$ , causada pela corrente  $I_d$ . O segmento  $\overline{AB}$  corresponde então à queda sobre a reatância de magnetização,  $X_{md}$ . Assim,

$$X_{m\text{ds}} = X_{\text{ds}} \cdot \frac{\overline{DB}}{\overline{AB}} \quad (6.34)$$

Da mesma forma, ao ponto "Q" corresponde o fluxo útil,  $\phi_q$ , que cruza o entreferro na situação da máquina sob o eixo em quadratura. A corrente magnetizante que resulta é  $I_q$  e portanto, a reatância segundo o E.Q. é:

$$X_{\text{qs}} = \frac{V_N}{I_q} \quad (6.35)$$

O segmento  $\overline{A'Q}$  corresponde à queda na reatância  $x_a$  sob a corrente  $I_q$ , enquanto a parcela de magnetização da reatância no E.Q. é dada por:

$$X_{\text{mq}_s} = X_{\text{qs}} \cdot \frac{\overline{QB'}}{\overline{A'B'}} \quad (6.35)$$

Ficam assim determinadas as reatâncias dos eixos com seus valores saturados, tanto as parcelas associadas às reatâncias de magnetização, quanto as reatâncias totais.

A reatância de dispersão, conforme já citado, pode ser admitida constante em qualquer eixo, e é tratada da mesma forma que nas máquinas convencionais.

Constituída de três parcelas básicas, a correspondente às ranhuras estatóricas, às cabeças de bobina e uma parcela harmônica [28], deve ser calculada exclusivamente no estator. No MSR, obviamente, não existe a parcela de reatância de dispersão rotórica referida ao estator, ao menos sob operação síncrona.

De posse das reatâncias calculadas,  $X_{md}$ ,  $X_{mq}$  e  $x_a$ , e com o tratamento das perdas no ferro como descrito no Capítulo 5, tem-se todos os elementos para o levantamento do circuito equivalente descrito no Capítulo III. A partir daí, se torna possível o cálculo de todas as características operacionais do MSR.

## CAPÍTULO VII

### **VII. PARTE EXPERIMENTAL**

#### **VII.1 - INTRODUÇÃO**

Neste Capítulo serão apresentados o projeto e os ensaios de um Motor Síncrono de Relutância, construído com o intuito de validar o conteúdo deste trabalho. O protótipo foi construído pela empresa Equacional Elétrica e Mecânica Ltda., fabricante genuinamente nacional de máquinas elétricas especiais sob encomenda. Os testes e medições também foram realizados integralmente no laboratório de ensaios daquela empresa, sendo alguns instrumentos específicos cedidos pelo Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas - PEA da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

O protótipo foi construído a partir de um motor de indução convencional de 4 polos, com potência nominal de 5,6 kW e carcaça padronizada 132 - S (ABNT). Foram utilizados do motor de indução original o núcleo magnético do estator e a parte mecânica estrutural (carcaça, tampas e mancais). Foram fabricados dois rotores, sendo um de polos lisos e outro de polos salientes com o objetivo de se comparar as reatâncias de magnetização, de dispersão e perdas no ferro.

Foi executado um enrolamento estatórico específico para o MSR e foram alojados tanto no estator quanto nos dois rotores, bobinas exploratrizes para medição dos fluxos da dispersão, dos fluxos totais, e para verificação das distribuições espaciais de indução no entreferro. Os dois rotores foram fabricados com idênticas geometria das ranhuras, mesmo passo de dentes e mesma inclinação de ranhuras. Em ambos rotores não foi colocada a gaiola de partida e amortecimento, para que não houvesse sua interferência nas medidas de reatâncias feitas com o rotor estacionário.

Na figura 7.1 é mostrada uma fotografia do motor construído, com detalhes do estator e dos dois rotores.

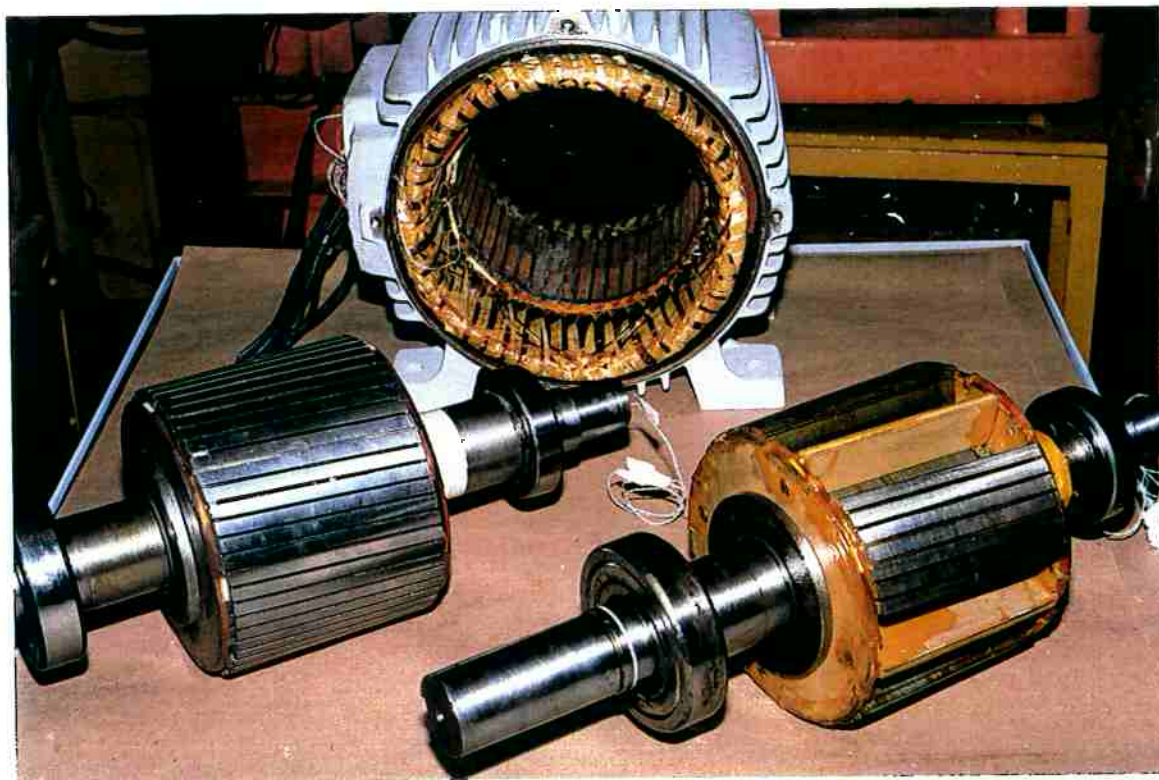


Fig. 7.1 - Fotografia do Estator e Rotores do Protótipo Construído.



## VII.2 - PROJETO DO MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA

### VII.2.1 - Detalhes Construtivos do Protótipo

- Núcleo Magnético

As restrições iniciais do projeto são basicamente as dimensões do núcleo magnético e o número de ranhuras no estator do motor original disponível que são:

Diâmetro Externo do Estator: 220 mm

Diâmetro Interno do Estator:  $D = 149,92$

Comprimento do Núcleo:  $L = 110$  mm

Número de Ranhuras do Estator: 48

O entreferro original do motor de indução era de 0,40 mm, e seria desejável para o MSR uma redução nesse valor da ordem de 30%. No entanto, por limitações de natureza mecânica, o entreferro mínimo exequível no caso, foi fixado em 0,36 mm de modo que o diâmetro externo do rotor resultou em 149,20 mm.

Para o rotor, procurou-se impor restrições próximas àquelas indicadas no Capítulo 4 para as relações entre os passos de ranhura e larguras dos dentes do estator e rotor ( $\tau_s / b_{ds}$  e  $\tau_r / b_{dr}$ ). A amplitude do polo rotórico em relação ao

passo polar da máquina,  $\alpha$ , foi adotada em torno de 0,5, baseando-se no que foi exposto no Capítulo 6.

Combinando-se as restrições acima com as geometrias de ferramental disponíveis para execução do rotor, chegou-se a uma solução com 56 ranhuras totais e uma abertura de 2,8 mm no corpo da mesma. Dessa forma, para configurar um MSR de 4 polos, foram eliminados 7 dentes por polo no Eixo em Quadratura, restando 4 saliências com 7 dentes cada uma.

A Figura 7.2 mostra com detalhes as geometrias do estator e rotor resultantes.

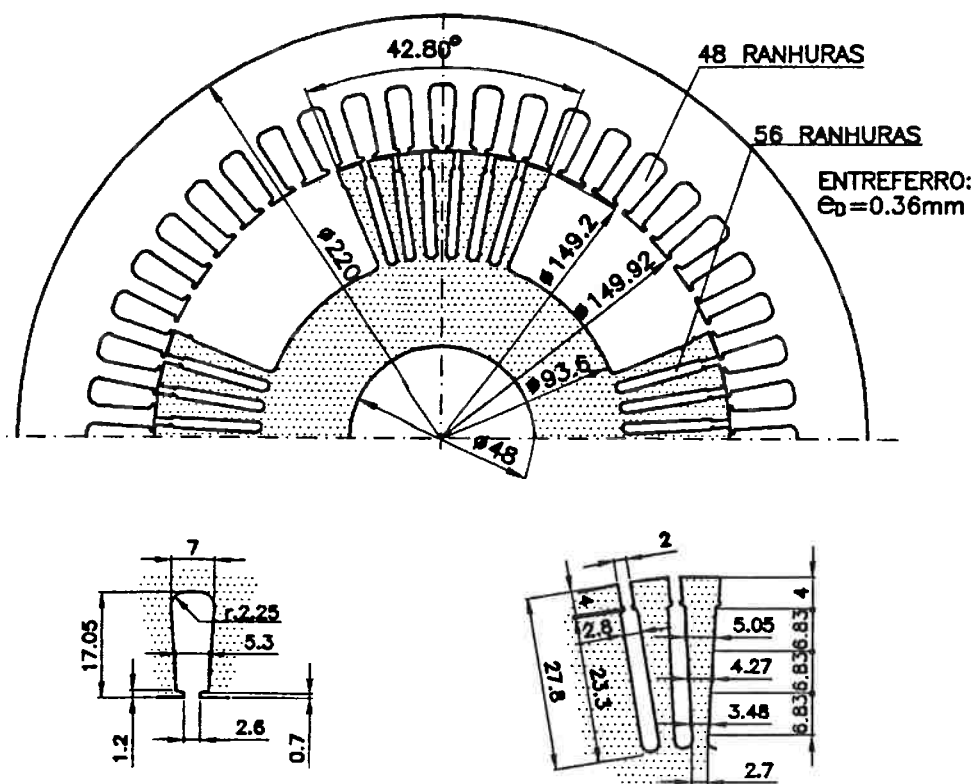


Fig. 7.2 - Desenho das Lâminas do Núcleo Magnético do Estator e Rotor Utilizados no MSR.

Os materiais utilizados na execução do núcleo magnético foram os seguintes:

- **Estator:** Aço magnético de baixo carbono, tipo USICORE 45-500 de fabricação Usiminas, espessura 0,5 mm, revestimento óxido.
- **Rotor:** Aço silício de grão não orientado, tipo E230C3 de fabricação Acesita, espessura 0,5 mm, revestimento orgânico.

O rotor liso construído tem exatamente a mesma geometria de ranhuras do rotor de polos salientes, exceto obviamente a eliminação dos dentes no E.Q..

A inclinação das ranhuras para minimização do conjugado parasita foi introduzida nos rotores e corresponde a um passo de ranhura do estator. Assim, medindo-se a inclinação a partir da geratriz do cilindro rotórico, tem-se um deslocamento do eixo da ranhura de 10,5 mm de um extremo a outro ao longo do núcleo, o que define um ângulo de inclinação de 0,282 radianos elétricos.

- **Enrolamento Estatórico**

No estator foi executado um enrolamento convencional de máquina trifásica, com dois terminais acessíveis por fase. Devido o grande conteúdo de harmônicos na distribuição de campo no entreferro, notadamente de 3ª ordem, o enrolamento

será conectado em estrela para evitar a circulação de correntes harmônicas dentro de circuitos fechados nas fases.

Os dados do enrolamento são os seguintes:

Enrolamento de dupla camada

12 grupos totais de bobinas (4 por fase)

4 bobinas por grupo

13 espiras por bobina

26 condutores por ranhura

Passo de enrolamento: 1 → 11

Bitola do condutor: 2 fios # 18 AWG em paralelo

Conexão dos grupos em série

Comprimento médio da espira: 564 mm.

Dos dados acima, calculam-se os seguintes parâmetros do enrolamento:

- Número de espiras em série por fase:  $N_f = 208 \text{ esp / fase}$ .
- Fator de enrolamento fundamental:  $K_{e1} = 0,925$ .
- Resistência ôhmica do enrolamento (20°C):  $r = 1,23 \Omega / \text{fase}$ .

O enrolamento acima foi definido de forma que resulta uma f.e.m. induzida nos terminais de linha de aproximadamente 440 V com o fluxo por polo nominal do MSR, a ser calculado adiante. Desse modo, estabelece-se a tensão nominal do MSR projetado como 440 V. A Figura 7.3 mostra o esquema do enrolamento estatórico e as dimensões das bobinas.

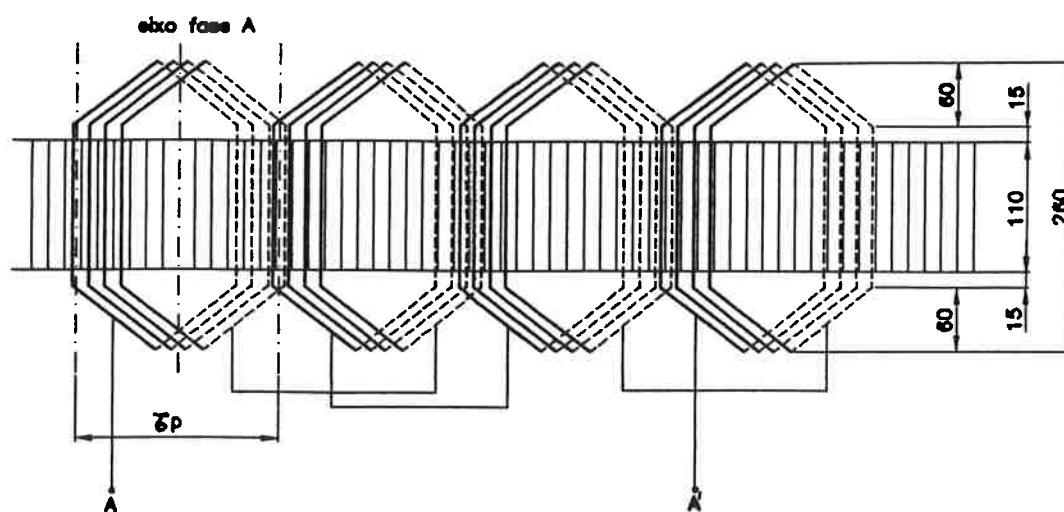


Fig. 7.3 - Esquema de Uma Fase do Enrolamento do MSR.

- **Bobinas Exploratrizes**

Com o intuito de se examinar as formas de onda da distribuição de induções no entreferro e de se medir os fluxos dispersos e totais no MSR, foram alojadas diversas bobinas exploradoras de fluxo na máquina construída, tanto no estator quanto nos rotores, sendo:

- E1:** bobina exploratriz do fluxo total da máquina, alojada no fundo das ranhuras estáticas e acompanhando a geometria completa das bobinas incluindo o núcleo e as cabeças de bobinas do enrolamento principal.
- E2:** bobina exploratriz de fluxo no entreferro, alojada na superfície interna do estator (no topo das ranhuras estáticas), acompanhando exclusivamente o núcleo magnético e envolvendo um único passo polar da máquina.
- E3:** bobina exploratriz de fluxo disperso de cabeça de bobina, alojada sobre a superfície interna de uma extremidade das bobinas do enrolamento principal, acompanhando exclusivamente a geometria dessa região.
- E4:** bobina exploratriz de fluxo útil concatenado com o rotor de polos lisos, alojada no topo das ranhuras rotóricas próximo ao entreferro e acompanhando exclusivamente o núcleo magnético.
- E5:** bobina exploratriz de fluxo útil concatenado com o rotor de polos salientes segundo E.Q.. Está alojada no topo das ranhuras rotóricas próximo ao entreferro, acompanhando exclusivamente o núcleo magnético, com seu eixo alinhado com E.Q.

E6: bobina exploratriz de fluxo útil concatenado com o rotor de polos salientes segundo E.D.. Está alojada em suportes isolantes na região interpolar próximo ao entreferro, acompanhando o passo polar rotórico, com seu eixo alinhado com E.D.

Com exceção da bobina exploratriz E2, todas as demais envolvem os 4 passos polares da máquina, alinhadas com o eixo da fase A do enrolamento principal. A Figura 7.4 ilustra o posicionamento relativo das bobinas exploratrizes e indica o número de espiras totais de cada uma delas e seu esquema.

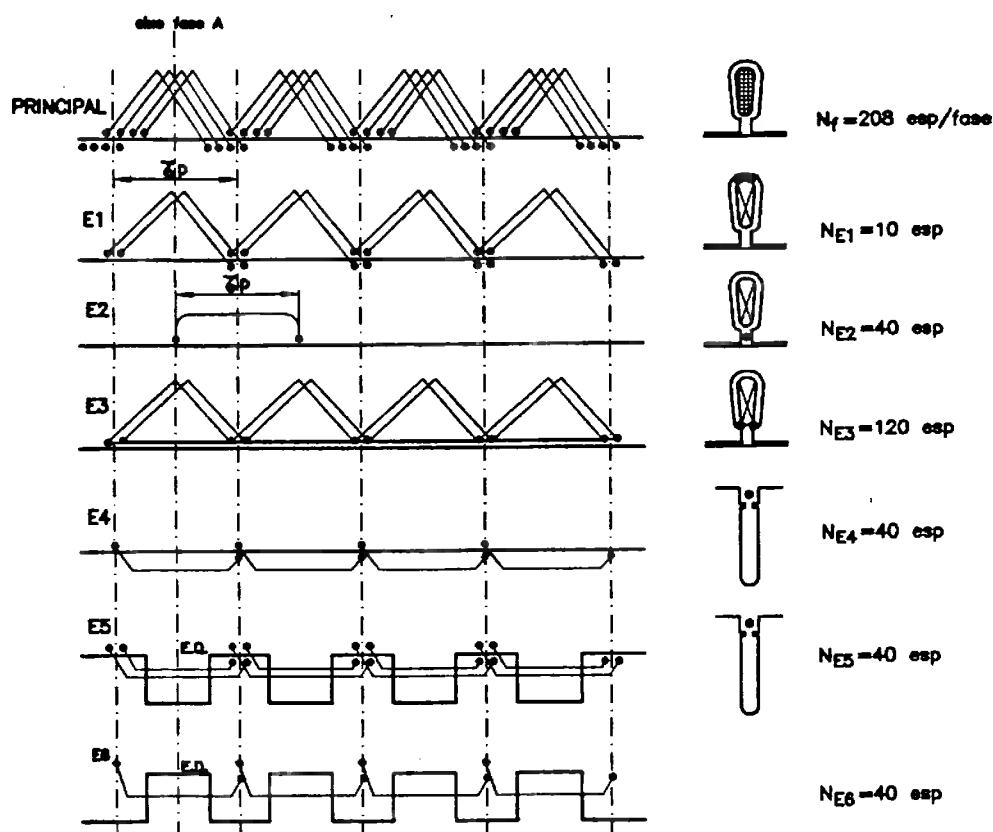


Fig. 7.4 - Bobinas Exploratrizes de Fluxo Alojadas no MSR.

Todas as bobinas exploratrizes foram executadas com fio de bitola # 30 AWG, e seus terminais de acesso realizados com cabo trançado para evitar interferências e ruídos nas medições.

### VII.2.2 - Cálculo do Circuito Magnético do MSR

A partir das dimensões indicadas na Figura 7.2, determinam-se os parâmetros básicos do circuito magnético do MSR. Tem-se então:

- Arco do polo rotórico:  $\alpha_{\text{geom.}} = 42,8^\circ$ .
- Entreferro no E.D.:  $e_D = 0,36\text{mm}$ .
- Entreferro no E.Q.:  $e_Q = 27,8\text{mm}$ .

Considerando-se o espriamento do fluxo pelas laterais dos polos rotóricos, determina-se o fator de correção do arco polar pelo mapeamento de campo na transição dos entreferros, que resulta em  $K_{CS} = 1,036$ . [16].

Considerando-se as aberturas das ranhuras do estator e rotor, determina-se o fator de Carter para o entreferro, que resulta em  $K_C = 1,39$ . [2;28]. Resulta então:



- Arco polar corrigido:  $\alpha_{\text{corr}} = 42,8^\circ \times 1,036 = 44,34^\circ$ .
- Relação do arco polar e passo polar:  $\alpha = \frac{44,34^\circ}{90^\circ} = 0,493$ .
- Razão do entreferro no E.D. e E.Q.:  $K = \frac{0,36 \times 1,39}{27,8} = 0,018 = 1 / 55,5$

De posse dos valores de  $\alpha$  e  $K$ , determinam-se os fatores de forma das distribuições de campo no entreferro, utilizando as expressões deduzidas no Capítulo VI, Secção VI.2. Tem-se assim:

**- Fatores de Forma no E.D.**

- Entreferro e dentes do estator (Eq. 6.15):  $K_{\text{FDS}} = 0,489$ .
- Dentes do rotor (Eq. 6.23):  $K_{\text{FDR}} = 0,992$ .

**- Fatores de Forma no E.Q.**

- Entreferro e dentes do estator (Eq. 6.27):  $K_{\text{FQS}} = 0,264$ .
- Dentes do rotor (Eq. 6.31):  $K_{\text{FQR}} = 0,53$ .

Os valores acima foram calculados considerando-se um fator de distorção devido à saturação,  $\chi = 0,88$ , conforme descrito no Capítulo IV, Secção IV.2.1.

A solução dos circuitos magnéticos é agora determinada da forma descrita no Capítulo VI, Secção VI.3, que é o método clássico utilizado nas máquinas elétricas [28; 35]. As observações a serem feitas são as seguintes:

- Como os dentes rotóricos são trapezoidais e têm elevado nível de saturação, para melhorar a precisão no cálculo de sua contribuição para o consumo de F.m.m., o mesmo deve ser dividido em trechos e calculados por partes, conforme o detalhe mostrado na Figura 7.2.
  
- Como os dentes do estator em rotor atingem níveis intensos de saturação, as induções aí resultantes são sempre induções aparentes. Devem, portanto, ser correlacionadas com a indução real pela expressão:  $B_{ap} = B_{real} + \mu_o H(K_s - 1)$ , onde  $K_s$  é a razão entre o passo de ranhura e a largura do dente no ponto em consideração. No nosso caso, dispomos de curvas B - H dos materiais adaptados para a indução aparente.
  
- Como a distorção por saturação da distribuição de induções no entreferro afeta mais fortemente o E.Q. (como pode ser notado pela comparação das curvas 6.3 e 6.4), para pequenos valores de fluxo a solução do circuito magnético no E.Q. será feita utilizando valores dos fatores de forma calculados com  $\chi = 1$  ao invés dos

determinados anteriormente resultando então:  $K_{FDS} = 0,449$ ,  $K_{FDR} = 0,910$ ,  
 $K_{FQS} = 0,190$  e  $K_{FQR} = 0,385$ .

O fluxo básico de referência é obtido a partir da tensão nominal estabelecida para o motor e do número de espiras do enrolamento. Assim, temos:

$$\phi_b = \frac{440 / \sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 60 \cdot 208,0925} = 0,00495 \text{ Wb / polo}$$

O circuito magnético será resolvido então para fluxos entre 0,001 e 0,005 Wb no E.D. e entre 0,001 e 0,0035 Wb no E.Q.. A tabela 7.1a e b mostra alguns valores calculados do circuito magnético, impondo-se o valor de  $\phi_b$  e calculando a F.m.m. total,  $F_T$ , com o uso das curvas B - H dos materiais empregados em cada trecho do MSR.

SOLUÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO NO E.D.											
Fluxo (Wb)	Induções (Wb/m <sup>2</sup> )					F.m.m. (A <sub>esp</sub> )					Fmm (A <sub>esp</sub> )
$\phi_b$	Bg	Bds	Bdr	Bcs	Bcr	Fg	Fds	Fdr	Fcs	Fcr	F <sub>T</sub>
0,001	0,16	0,34	0,37	0,27	0,17	63	1,05	1,80	9,0	3,30	72,3
0,002	0,32	0,68	0,74	0,54	0,34	127	1,65	2,60	13,4	4,53	140,0
0,003	0,48	1,02	1,11	0,80	0,91	190	2,40	4,78	17,9	5,58	209,0
0,004	0,64	1,36	1,47	1,06	0,67	253	3,90	72,2	24,0	6,40	344,0
0,005	0,79	1,70	1,84	1,33	0,84	316	24	567	37,3	7,44	930,0

Tabela 7.1a - Solução do Circuito Magnético no E.D. ( $\chi = 0,88$ ).

SOLUÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO NO E.Q.											
Fluxo (Wb)	Induções (Wb/m <sup>2</sup> )					F.m.m. (A <sub>esp</sub> )					Fmm <sub>r</sub> (A <sub>esp</sub> )
$\phi_b$	B <sub>g</sub>	B <sub>ds</sub>	B <sub>dr</sub>	B <sub>cs</sub>	B <sub>cr</sub>	F <sub>g</sub>	F <sub>ds</sub>	F <sub>dr</sub>	F <sub>cs</sub>	F <sub>cr</sub>	F <sub>T</sub>
0,001	0,30	0,63	0,68	0,27	0,17	117	1,50	2,53	5,8	2,86	126
0,002	0,59	1,26	1,34	0,54	0,34	234	3,20	35,9	8,7	3,94	280
0,0025	0,74	1,57	1,71	0,67	0,42	293	10,5	291	9,7	4,60	602
0,0030	0,88	1,89	2,05	0,80	0,51	352	60,0	1286	11,6	4,86	1706
0,0035	1,03	2,20	2,39	0,93	0,59	410	270,0	3300	14,6	5,13	3990

Tabela 7.1b - Solução do Circuito Magnético do MSR no E.Q. ( $\chi = 0,88$ ).

Com os valores calculados na Tabela 7.1, levantam-se as características de magnetização do MSR nos dois eixos, que é mostrada na Figura 7.5.

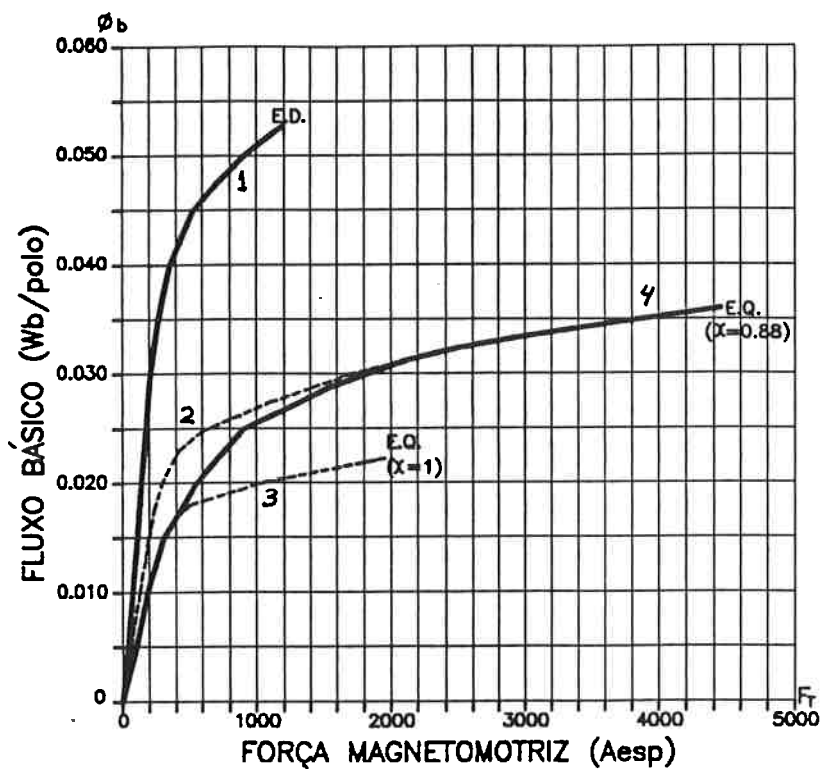


Fig. 7.5 - Curvas de Magnetização,  $\phi \times F_T$ , nos Dois Eixos para o MSR Projetado.

A curva 3 na Figura 7.5, representa a solução do circuito magnético no E.Q. para  $\chi = 1$ . Para valores de fluxo em torno de 0,0015 Wb, aquela curva começa a perder a linearidade, indicando saturação dos dentes e portanto o início da distorção da distribuição de induções no entreferro. A característica de magnetização no E.Q., então, deveria ir evoluindo gradativamente por curvas calculadas com valores cada vez menores de  $\chi$ , até encontrar a curva calculada com  $\chi = 0,88$ . Obtem-se a característica aproximada no E.Q. interpolando alguns pontos entre as curvas 2 e 3 da Figura 7.5, resultando assim na curva 4.

Para a definição dos pontos de operação do circuito magnético no E.D. e no E.Q. no modo de operação a tensão constante, é necessário o conhecimento da característica de dispersão, o que será feito a seguir.

### **VII.2.3 - Cálculo das Reatâncias de Dispersão do MSR**

No capítulo VI foi admitido, numa análise geral, que a reatância de dispersão do estator era aproximadamente constante, independentemente da posição do rotor, ou seja,  $x_s$  era a mesma no E.D. e no E.Q..

Numa análise mais crítica no entanto, verificando-se as componentes de dispersão do MSR, vemos que as permeâncias de dispersão das ranhuras estatóricas e das cabeças de bobina não levam em conta a dimensão do

entreferro ou a existência do rotor. Essas parcelas da reatância de dispersão devem ser então constantes em qualquer eixo. Já as permanências de dispersão diferencial (que engloba a dispersão zig-zag e a dispersão harmônica ou de faixa de fase), bem como a dispersão correspondente à inclinação das ranhuras, são funções do valor do entreferro já que estão associadas à permeância de magnetização. Dessa forma, tais parcelas da reatância de dispersão dependerão da posição do rotor no MSR, já que o entreferro equivalente ou a reatância de magnetização equivalente são diferentes no E.D. e no E.Q., conforme visto no Capítulo IV.

Além disso, na região interpolar do MSR onde o entreferro é bastante grande, pode-se identificar uma outra componente que é a reatância de dispersão periférica ou pelo topo dos dentes estatóricos [2; 28]. Como a contribuição de F.m.m das fases para essa parcela de fluxo disperso é diferente no E.D. e no E.Q., tal reatância deve ter valores diferentes em cada eixo.

A) Reatância de ranhuras do estator e cabeças de bobinas.

Para o cálculo destas parcelas são utilizados as expressões usuais das máquinas de indução clássicas [2; 28]. A reatância de dispersão em geral é dada por:

$$x = 2\pi f \cdot N_f^2 \frac{2\mu_o}{p} \cdot \Lambda \quad (7.1)$$

onde  $\Lambda$  é a permeância da parcela em questão.

Com as dimensões indicadas na Figura 7.2 para a ranhura do estator e na Figura 7.3 para a cabeça de bobina, utilizando-se as equações dadas por Liwschitz [28], determina-se:

- Permeância de ranhura:  $\Lambda_c = 0,0443\text{m}$
- Reatância de dispersão de ranhura:  $x_c = 0,91\Omega/\text{fase}$
- Permeância de cabeça de bobina:  $\Lambda_b = 0,0475\text{m}$
- Reatância de dispersão de cabeça:  $x_b = 0,97\Omega/\text{fase}$

B) Para a dispersão diferencial e de inclinação de ranhuras, será considerado o entreferro equivalente no E.D. e no E.Q.. Utilizando-se as equações 4.18, 4.40 e 4.41, demonstra-se que os entreferros equivalentes são dados por:

$$\text{No E.D. - } e_{eqD} = e_d \cdot \frac{1}{f'_D(\alpha; k)} \quad (7.2)$$

$$\text{No E.Q. - } e_{eqQ} = e_d \cdot \frac{1}{f'_Q(\alpha; k)} \quad (7.3)$$

onde  $f'_D(\alpha; k)$  e  $f'_Q(\alpha; k)$  são as funções geométricas do MSR para o E.D e o E.Q., definidas respectivamente pelas equações 4.38 e 4.39.

Tem-se então os entreferos equivalentes:

No E.D. -  $e_{eq_d} = 0,36 / 0,676 = 0,533\text{mm}$

No E.Q. -  $e_{eq_q} = 0,36 / 0,365 = 0,986\text{mm}$

Resultam assim para a dispersão diferencial e de inclinação de ranhura, utilizando-se as expressões dadas por Liwschitz [28], e Alger [2]:

	<i>E.D.</i>	<i>E.Q.</i>
Permeância diferencial	$\Lambda_d = 0,042\text{m}$	$\Lambda_d = 0,023\text{m}$
Reatância diferencial	$x_d = 0,86\Omega / \text{fase}$	$x_d = 0,47\Omega / \text{fase}$
Permeância de inclinação	$\Lambda_i = 0,0377\text{m}$	$\Lambda_i = 0,0206\text{m}$
Reatância de inclinação	$x_i = 0,77\Omega / \text{fase}$	$x_i = 0,42\Omega / \text{fase}$

### C) Reatância de dispersão periférica

Neste cálculo será considerado o percurso do fluxo disperso na região interpolar, onde o entreferro é  $e_q = 27,8\text{mm}$  mantendo-se em praticamente metade de cada passo polar.



A permeância do fluxo anular resultante é dada nestas condições por Alger [2] e Liwschitz [28].

$$\Lambda_p = 0,0616m$$

O valor da reatância de dispersão periférica para a contribuição das 3 fases simultaneamente, é então:

$$x_p = 1,26\Omega / \text{fase}$$

No MSR no entanto, devido à saliência do rotor, a contribuição das fases para o fluxo anular é diferente em cada eixo. No E.D., apenas a fase cujo eixo está com ele alinhada (que é também o eixo da onda de F.m.m.), contribui para esta parcela da dispersão, enquanto no E.Q., a contribuição vem apenas das duas fases não alinhadas e cujas correntes não estão em fase com a onda de F.m.m..

A Figura 7.6 ilustra as situações descritas acima.

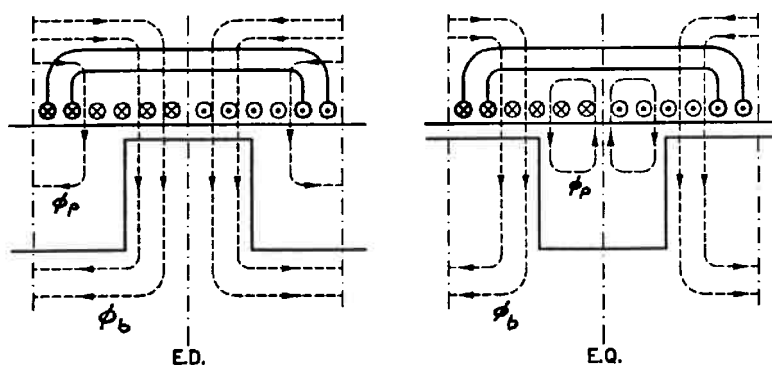


Fig. 7.6 - Contribuição das Fases para o Fluxo de Dispersão Periférico no E.D. e no E.Q.

Dessa forma, o fluxo de dispersão periférico no E.D. fica aproximadamente 2/3 do que seria se não houvesse a saliência polar, enquanto no E.Q. fica aproximadamente 1/3 daquele valor. Temos então:

	<i>E.D.</i>	<i>E.Q.</i>
Permeância periférica	$\Lambda_p = 0,041\text{m}$	$\Lambda_p = 0,021\text{m}$
Reatância periférica	$x_p = 0,84\Omega/\text{fase}$	$x_p = 0,42\Omega/\text{fase}$

Os valores totais para o fluxo de dispersão, somando todas as parcelas, resultam finalmente:

	<i>E.D.</i>	<i>E.Q.</i>
Permeância total de dispersão	$\Lambda_T = 0,212\text{m}$	$\Lambda_T = 0,156\text{m}$
Reatância total de dispersão	$x_a = 4,35\Omega/\text{fase}$	$x_a = 3,20\Omega/\text{fase}$

#### VII.2.4 - Cálculo das reatâncias dos Eixos do MSR

De posse das características de magnetização já calculadas, e das permeâncias de dispersão obtidas na secção anterior, é necessário fazer a sua associação para se definir os pontos de funcionamento do circuito magnético do MSR. Para tanto, estabelece-se uma relação entre a queda de fluxo útil, devido à dispersão

estatórica e a força magnetomotriz correspondente, da mesma forma que a circulação da corrente pela reatância de dispersão causa uma queda de tensão correspondente.

Multiplicando-se ambos os membros da Equação 7.1 pela corrente eficaz de fase, e utilizando ainda as equações 4.15 e 6.4, demonstra-se que:

$$\Delta\phi = \left[ \frac{2\pi}{3} \cdot \frac{\mu_0}{K_e^2} \cdot \Lambda_T \right] \cdot F_T \quad (7.4)$$

Onde o termo entre colchetes é o coeficiente angular de uma reta que representa a característica de dispersão do MSR na curva  $\phi \times F$ .

Para o nosso caso, temos uma característica para cada eixo, substituindo-se na Figura 7.4 os valores das permeâncias totais de dispersão,  $\Lambda_T$ , para o E.D e o E.Q., determinadas na secção anterior. Resulta então:

No E.D. -  $\Delta\phi = 6,52 \times 10^{-7} \cdot F_T$

No E.Q. -  $\Delta\phi = 4,8 \times 10^{-7} \cdot F_T$

Partindo do valor de fluxo  $\phi_b = 0,002 \text{ Wb}$ , as retas características de dispersão cruzam o eixo das abscissas nos pontos  $F_T = F_D = 3067 \text{ A}$  e  $F_T = F_Q = 4168 \text{ A}$  respectivamente para o E.D. e o E.Q., conforme mostra a Figura 7.7.

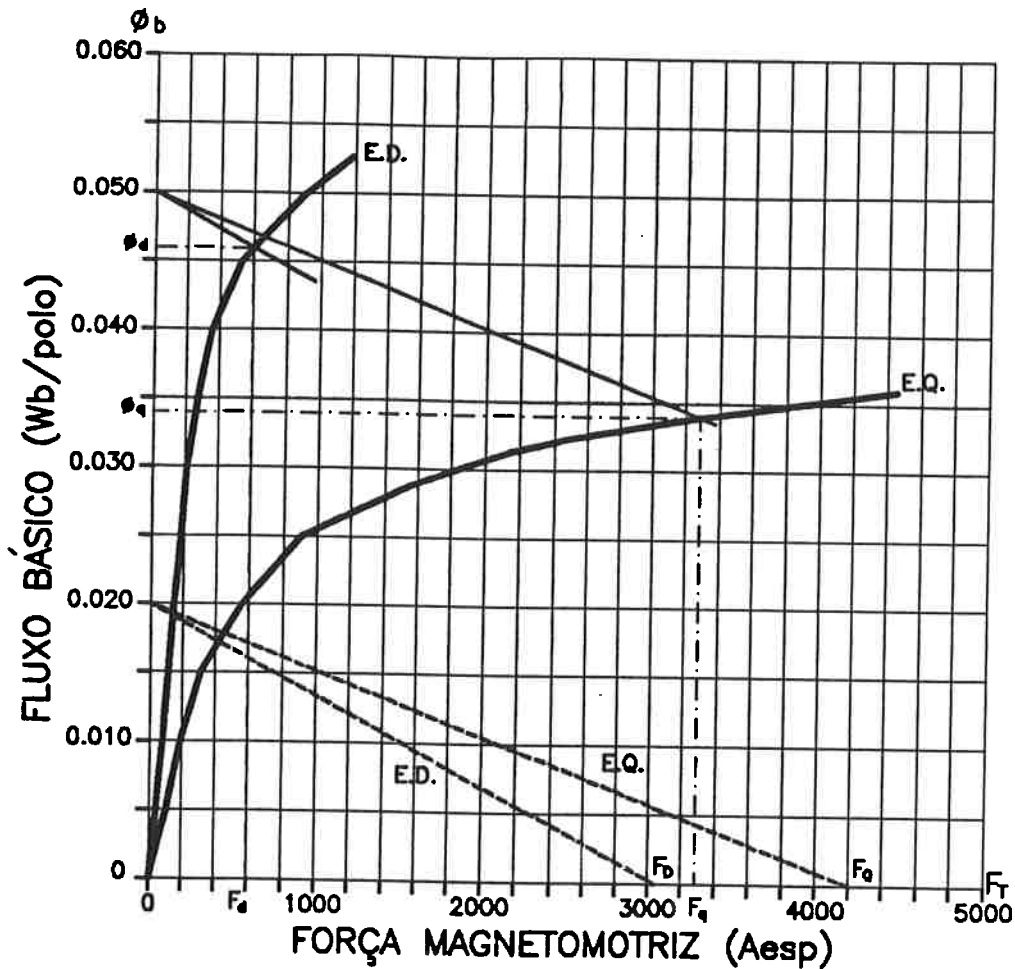


Fig. 7.7 - Características de Dispersão e de Magnetização Associadas no E.D. e no E.Q. para o MSR Projetado.

Os pontos de operação do circuito magnético são obtidos agora pelo deslocamento das retas características de dispersão ao longo do eixo das

ordenadas. Para um determinado valor de fluxo básico escolhido no eixo das ordenadas, o cruzamento das retas de dispersão com as respectivas curvas de magnetização definem os pontos da operação do circuito magnético no E.D. e no E.Q., como também é mostrado na Figura 7.7.

Para o caso em questão, escolhendo-se o valor de fluxo básico  $\phi_b = 0,00495 \text{ Wb}$  que corresponde à tensão de linha nominal de 440 V adotada para o MSR projetado, resultam os pontos de operação nominais D e Q, cujos carregamentos magnéticos são os seguintes:

<i>E.D</i>	<i>E.Q</i>
• $\phi_d = 0,00455 \text{ Wb}$	• $\phi_q = 0,0034 \text{ Wb}$
$B_g = 0,72 \text{ Wb} / \text{m}^2$	$B_g = 1,00 \text{ Wb} / \text{m}^2$
$B_{ds} = 1,55 \text{ Wb} / \text{m}^2$	$B_{ds} = 2,14 \text{ Wb} / \text{m}^2$
$B_{dr} = 1,68 \text{ Wb} / \text{m}^2$	$B_{dr} = 2,32 \text{ Wb} / \text{m}^2$
$B_{cs} = 1,21 \text{ Wb} / \text{m}^2$	$B_{cs} = 0,90 \text{ Wb} / \text{m}^2$
$B_{cr} = 0,77 \text{ Wb} / \text{m}^2$	$B_{cr} = 0,57 \text{ Wb} / \text{m}^2$
• $F_d = 580 \text{ A}_{\text{esp}}$	• $F_q = 3.240 \text{ A}_{\text{esp}}$

### - Reatâncias no Eixo Direto - E.D.

A tensão induzida no enrolamento de uma fase do MSR deve ser calculada considerando-se a contribuição das harmônicas da distribuição de campo no entreferro, conforme visto no Capítulo V. Utilizando a Equação 6.4, obtém-se então:

$$V_{\text{fm}} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N_f \cdot \phi_d \cdot C_H \quad (7.5)$$

Onde o fator de contribuição harmônica,  $C_H$  é dado por:

$$C_H = \frac{\sqrt{\sum_h [(B_h / B_1) \cdot K_{\text{ch}} \cdot K_{\text{ih}}]^2}}{K_{\text{c1}} \cdot K_{\text{ih}}} \quad (7.6)$$

Na Equação 7.6, o termo  $(B_h / B_1)$  é o valor relativo da componente harmônica da distribuição de induções, conforme visto no Capítulo V, enquanto  $K_{\text{ch}}$  e  $K_{\text{ih}}$  são respectivamente o fator do enrolamento e o fator de inclinação [2] para a harmônica considerada. Dessa forma, o fator  $C_H$  é a relação entre a tensão eficaz induzida considerando todas as harmônicas de campo e a tensão eficaz induzida pela componente fundamental.

Para o MSR, projetado, calculando-se até a 25ª harmônica, obtém-se para o E.D.:

$$C_H = \frac{0,936}{0,922} = 1,015$$

e portanto, a tensão de fase resultante no E.D., para o fluxo  $\phi_d = 0,00455$  Wb é:

$$V_{fm} = 236,75 \text{ V / fase}$$

Com o valor da F.m.m. obtido, calcula-se a corrente magnetizante da fase pela Equação 4.15. Assim, para o valor de  $F_d = 580 \text{ A}_{esp}$  resulta:

$$I_d = 4,47 \text{ A}$$

Logo, a reatância de magnetização no E.D. fica:

$$X_{md} = \frac{V_{fm}}{I_d} = \frac{236,75}{4,47} = 52,96 \text{ } \Omega / \text{ fase}$$

e portanto:

$$X_d = X_{md} + x_{ad} = 52,96 + 4,35 = 57,31 \text{ } \Omega / \text{ fase}$$

Tem-se ainda a tensão total por fase que resulta:

$$V_f = X_d \cdot I_d = 256,2 \text{ V / fase}$$

**- Reatâncias no Eixo de Quadratura - E.Q.**

Dessa forma análoga à feita anteriormente, calcula-se para o E.Q. a contribuição harmônica até a componente de 25ª ordem, resultando:

$$C_H = \frac{1,188}{0,922} = 1,289$$

Logo, a tensão de fase resultante para  $\phi_q = 0,0034$  Wb é:

$$V_{fm} = 224,55 \text{ V / fase}$$

E a corrente de fase, para  $F_q = 3.240$  A<sub>esp</sub> resulta:

$$I_q = 24,95 \text{ A}$$

A reatância de magnetização no E.Q. fica:

$$X_{mq} = \frac{224,55}{24,95} = 9,00 \text{ } \Omega / \text{ fase}$$

e portanto:

$$X_q = X_{mq} + x_{aq} = 9,00 + 3,20 = 12,20 \text{ } \Omega / \text{ fase}$$



A tensão total por fase resulta:

$$V_f = X_q \cdot I_q = 304,4 \text{ V / fase}$$

Calculando-se também para outros valores da tensão de alimentação indicados na Figura 7.7 (380V e 220V) e resumindo os resultados, vem:

$v_L$ (V)	Eixo	$I_L$ (A)	Reatâncias ( $\Omega$ / fase)			$V_f$ (V / f)	Índice de Saliência
440V	E.D.	4,47	$X_{md} = 52,96$	$x_{ad} = 4,35$	$X_d = 57,3$	256,2	$X_d / X_q = 4,70$
	E.Q.	24,95	$X_{mq} = 9,00$	$x_{aq} = 3,20$	$X_q = 12,20$	304,4	
380V	E.D.	2,75	$X_{md} = 76,24$	$x_{ad} = 4,35$	$X_d = 80,59$	221,6	$X_d / X_q = 5,41$
	E.Q.	17,94	$X_{mq} = 11,7$	$x_{aq} = 3,20$	$X_q = 14,91$	267,5	
220V	E.D.	1,31	$X_{md} = 92,52$	$x_{ad} = 4,35$	$X_d = 96,87$	127	$X_d / X_q = 3,56$
	E.Q.	5,78	$X_{mq} = 24,00$	$x_{aq} = 3,20$	$X_q = 27,20$	157	

Tabela 7.2 - Parâmetros Calculados Teoricamente para o MSR.

A partir das características  $\phi_b \times F_T$  da Figura 7.7., é possível ainda a determinação da curva de saturação teórica do MSR,  $V_L \times I_L$ , que é a característica observável externamente na máquina, e portanto possível de ser medida.

Dos pontos de operação resultantes no E.D. e E.Q. pelo cruzamento das características de magnetização e dispersão, obtém-se os pares de valores  $(\phi_d; F_d)$  e  $(\phi_q; F_q)$ , com os quais, pela aplicação das Equações 6.4 e 4.15, resultam  $V_L$  e  $I_L$ . A Figura 7.8 mostra as características teóricas de saturação do MSR projetado.

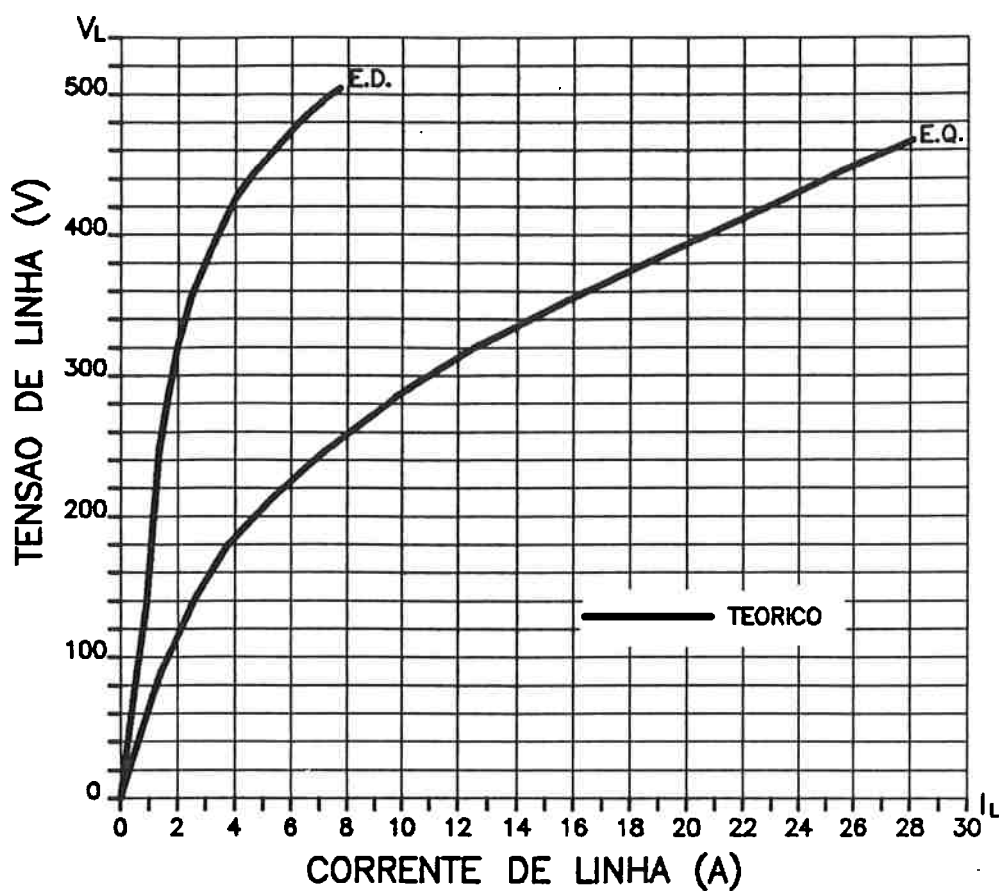


Figura 7.8 - Curvas de Saturação Teóricas do Protótipo do MSR, no E.D. e no E.Q.

### VII.2.5 - Cálculo do Desempenho do MSR

De posse dos parâmetros da máquina, pode-se agora determinar seu comportamento sob carga, pela resolução do circuito equivalente proposto no Capítulo III, Secção III.1.1, para alimentação do MSR sob tensão constante.

Naquele circuito será utilizada a resistência ôhmica do estator já calculada, referida à temperatura de 75°C. As reatâncias utilizadas são as indicadas na Tabela 7.2, sendo que a de dispersão é aquela calculada para o E.D. já que a faixa de variação do ângulo de carga que nos interessa se situa entre 0° e 45° elétricos.

A resistência equivalente de perdas no ferro,  $R_p$ , será aquela correspondente às perdas no ferro da máquina de rotor liso corrigida pelo fator de incremento dado no Capítulo V. Tem-se então:

- Perda no ferro para rotor liso:  $P_{feo} = 93 \text{ W}$
- Fator de incremento calculado para o protótipo do MSR, até a 13ª harmônica, com as parcelas  $A = 0,43$  e  $B = 0,57$ :

$\delta$	0°	10°	20°	30°	40°	45°
$\gamma'_{PFE}$	1,91	1,89	1,93	2,15	2,58	2,90

As características em carga foram determinadas para tensões de alimentação de 440 V e 380 V, e os resultados são indicados nas Tabelas 7.3 e 7.4 respectivamente.

<i>Características em Carga do MSR - <math>V_L = 440V</math></i>					
$\delta$	$I_L$ (A)	$P_u$ (W)	$\eta$ (p. u.)	$\cos\phi$ (p. u.)	C (N. m)
0°	4,43	0	0	0,11	0
5°	5,00	1191	0,77	0,42	6,32
10°	6,22	2336	0,85	0,58	12,39
15°	7,70	3289	0,86	0,65	17,45
20°	9,20	4023	0,87	0,66	21,34
25°	10,62	4533	0,86	0,65	24,05
30°	11,92	4833	0,84	0,63	25,64
35°	13,10	4945	0,82	0,60	26,23
40°	14,12	4895	0,81	0,56	25,97
45°	15,03	4710	0,79	0,52	24,99

Tabela 7.3 - Cálculo do Desempenho para Alimentação do MSR com 440V.

<i>Características em Carga do MSR - <math>V_L = 380V</math></i>					
$\delta$	$I_L$ (A)	$P_{ut}$ (W)	$\eta$ (p. u.)	$\cos\varphi$ (p. u.)	C (N.m)
0°	2,85	0	0	0,14	0
5°	3,28	696	0,72	0,45	3,70
10°	4,20	1408	0,82	0,62	7,47
15°	5,26	2017	0,86	0,68	10,70
20°	6,35	2503	0,87	0,69	13,28
25°	7,40	2857	0,86	0,68	15,16
30°	8,35	3083	0,85	0,66	16,35
35°	9,23	3190	0,83	0,63	16,93
40°	10,00	3190	0,82	0,59	16,93
45°	10,71	3096	0,80	0,55	16,43

Tabela 7.4 - Cálculo do Desempenho para Alimentação do MSR com 380V.

Nos cálculos das Tabelas 7.3 e 7.4, a potência útil do MSR,  $P_{ut}$ , foi obtida a partir da potência transferida ao rotor do MSR que resulta da solução do circuito equivalente, e descontadas as perdas mecânicas (atrito e ventilação). Tais perdas, medidas no protótipo, são constantes e seu valor é de 88,7 W.

### **VII.3 - Ensaio do Motor Síncrono de Relutância**

Os ensaios realizados no protótipo do MSR estão divididos em três partes:

1. Ensaio com o rotor de polos lisos, para levantamento das reatâncias de magnetização e dispersão, bem como medição de perdas, possibilitando a verificação posterior do efeito de saliência sobre estes parâmetros.
2. Ensaio com o rotor de polos salientes, para levantamento das características magnéticas no E.D. e no E.Q., compreendendo a determinação das reatâncias de magnetização e dispersão nos dois eixos, curvas de saturação e medição de perdas além da verificação das distribuições da indução no entreferro.
3. Ensaio em carga do MSR para determinação de seu desempenho e comparação com os valores calculados.

### VII. 3.1 - Montagens Experimentais e Equipamentos Utilizados

Foram utilizadas duas montagens experimentais básicas. A *montagem nº 1*, indicada esquematicamente na Figura 7.9, é utilizada nos ensaios de medição de perdas, ensaios em carga e medidas de grandezas com o motor em movimento, já que devido à ausência de gaiola nos rotores, o MSR não tem partida autônoma necessitando de acionamento do eixo até a velocidade síncrona.

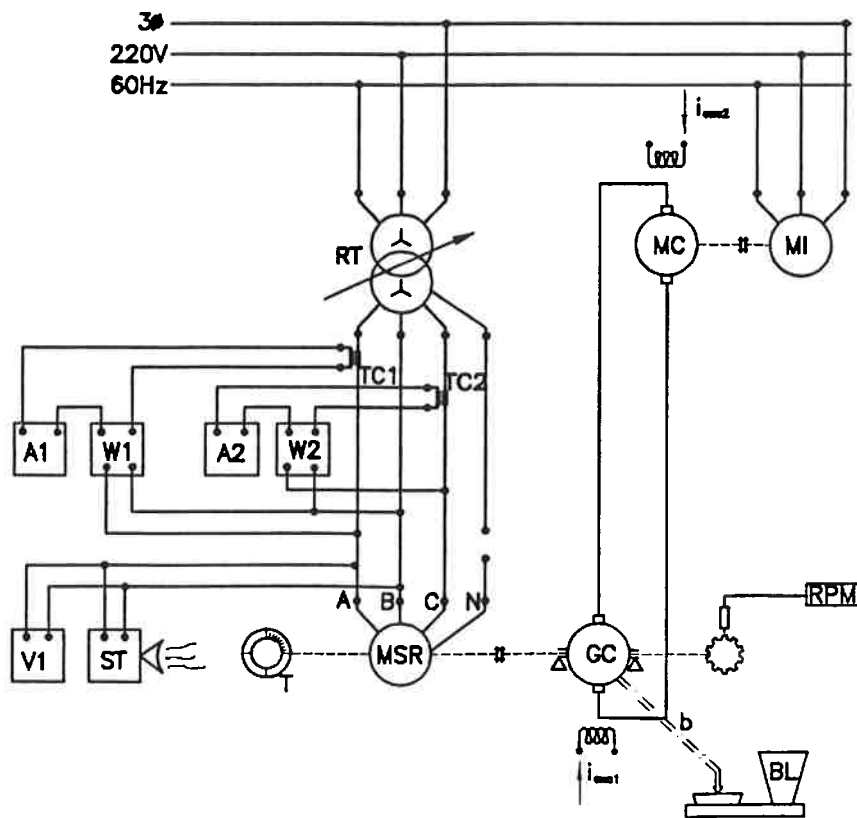


Figura 7.9 - Montagem Experimental N° 1.

A Figura 7.10 mostra a fotografia correspondente à montagem N° 1.

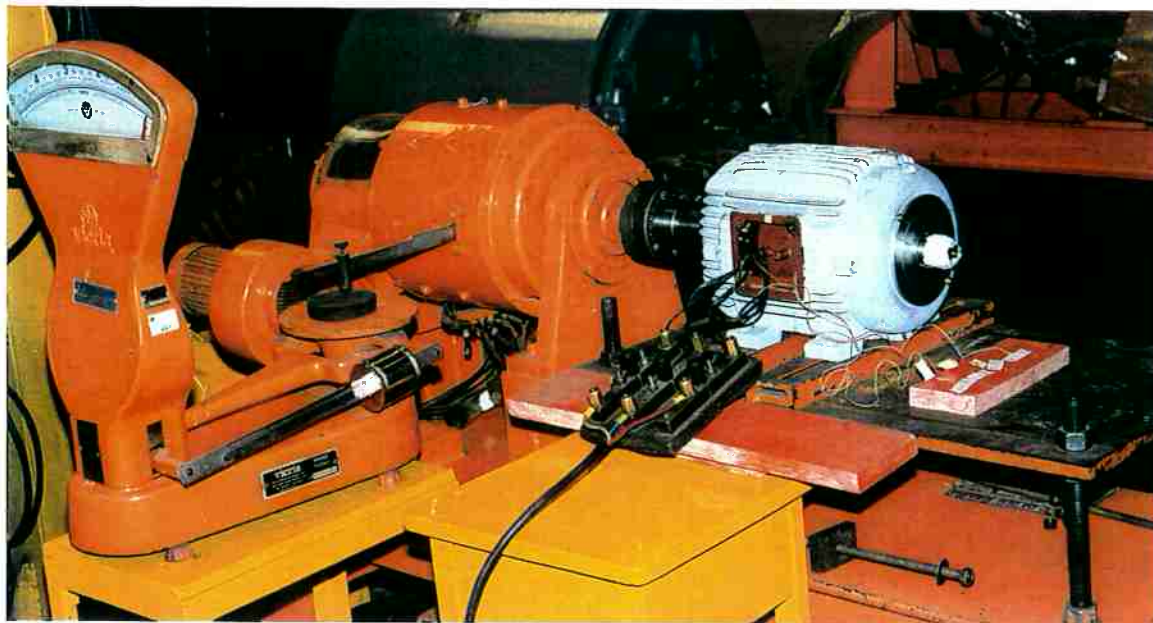


Figura 7.10 - Fotografia da Montagem N° 1.

Os equipamentos utilizados nessa montagem nº 1, são os seguintes:

**MSR** - Motor síncrono de relutância construído, sob teste.

**T** - Transferidor graduado em graus geométricos, adaptado ao eixo do MSR -  
Escala 0 a 90°, divisões de 2,5°.

**GC**- Dinamômetro reversível, de corrente contínua.

- Potência: 11,2kW em 1500 RPM, rotação máxima 3000 RPM

- Tensão nominal: 250 VCC

- Carcaça oscilante com braço  $b = 0,40$  m

- Erro estático no conjugado: 2%

- Marca: Equacional



**BL-** Balança para medida da reação do dinamômetro

- Escala: 5 - 10 - 15 Kgf
- Classe de precisão: 2%
- Marca: Vicris

**MC-MI-** Máquina de corrente contínua e máquina de indução constituindo um grupo Ward-Leonard

- Potência: 150 kW - 1150 RPM
- Tensão nominal: 250 VCC - 220 VCA
- Marca: General Electric

**RT-** Regulador de tensão do tipo indução

- Potência: 125 kVA em 440 V - trifásico
- Tensão de entrada: 220 V - 60Hz
- Tensão de saída: 0 a 440 V
- Marca: Equacional

**TC1eTC2** - Transformadores de corrente, tipo janela

- Correntes primárias: 10, 25, 50, 150 e 300 A
- Corrente secundária: 5 A
- Classe de precisão: 0,3%
- Marca: Lier

**A1e A2** - Amperímetros de mesa, tipo ferro móvel.

- Escalas: 1A e 5A
- Classe de precisão: 0,5%

- Marca: Hartmann & Braun

**W1 e W2** - Wattímetros de mesa, tipo dinamométrico

- Escala: 240 W
- Bobina de corrente: 5A
- Bobina de tensão: 48, 120, 240 e 480 V
- Classe de precisão: 1%
- Marca: Hartmann & Braun

**V1-** Voltímetro digital, 3 ½ dígitos

- Escalas: 1000, 200, 20, 2 V, 200 mV
- Classe de precisão: 0,5%
- Marca: Simpson

**ST-** Estroboscópio de lâmpada com sincronismo pela rede e ajuste de fase

- Tensão: 120 V - 60 Hz
- Frequência dos disparos: 0 a 300 Hz
- Marca: General Radio.

A **Montagem Nº 2**, indicada esquematicamente na Figura 7.11, é utilizada nos ensaios do levantamento da característica de magnetização do MSR, principalmente no E.Q.

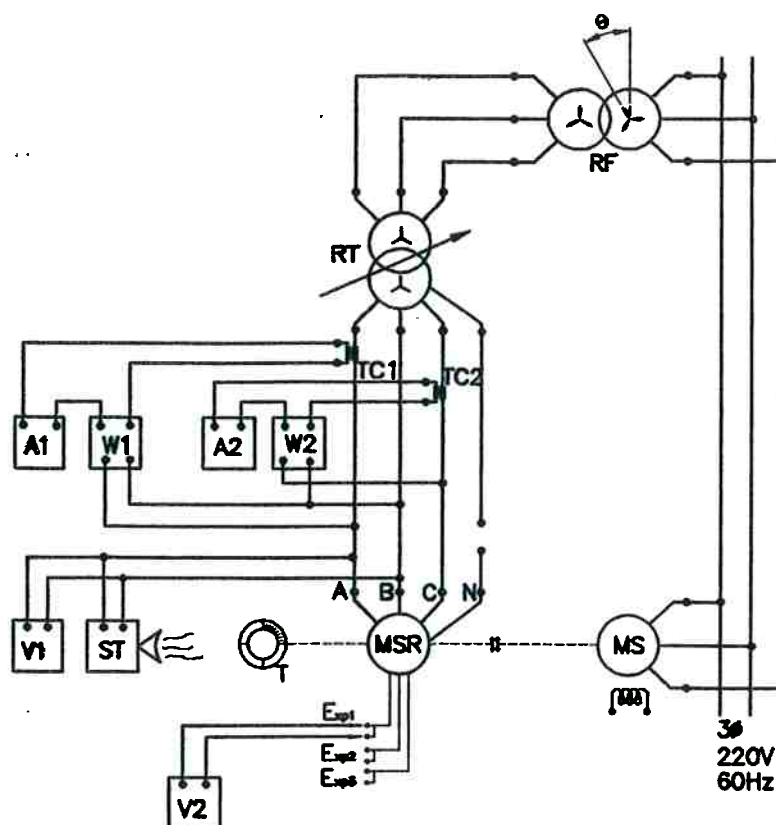


Figura 7.11 - Montagem Experimental N° 2.

A Figura 7.12 mostra a fotografia correspondente à montagem N° 2

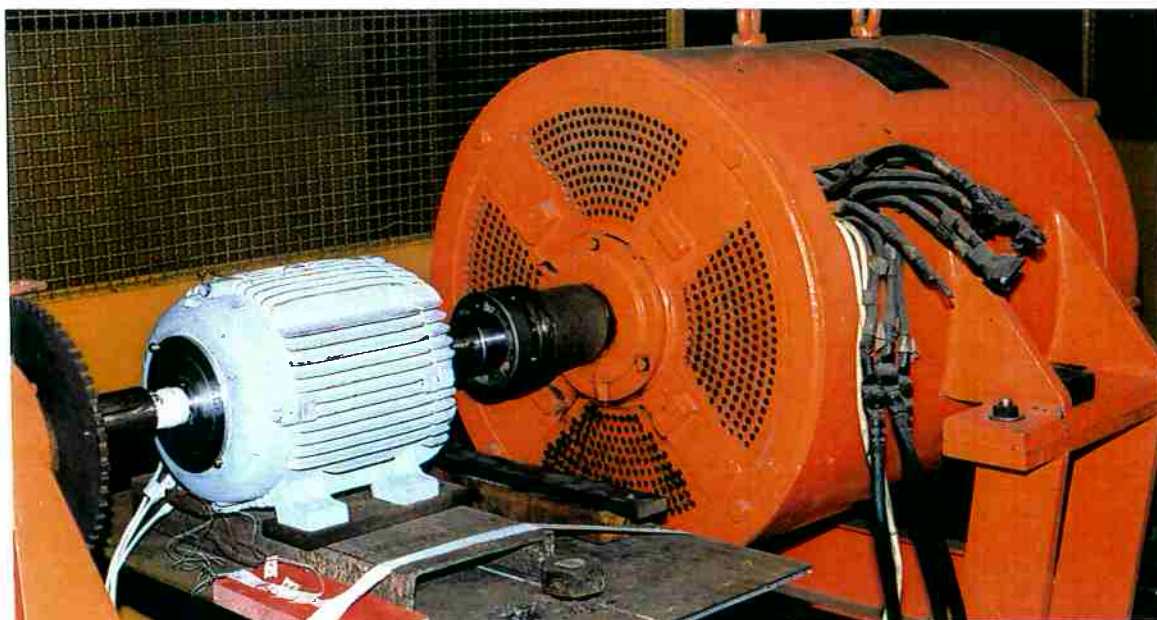


Figura 7.12 - Fotografia da Montagem N° 2.

Os equipamentos adicionais utilizados nessa montagem são os seguintes:

**MS-** Motor síncrono de campo excitado

- Potência: 75 kW em 1800 RPM
- Tensão nominal: 220 V - 60 Hz
- Marca: Toshiba

**RF-** Regulador de tensão de indução, utilizado como variador de fase

- Potência: 300 kVA como regulador - 150 kVA como defasador
- Tensão de entrada: 220 V - 60 Hz
- Tensão de saída: 220 V - trifásico
- Defasagem entre as tensões de entrada e saída: 0 a 180° elétricos
- Marca: Equacional

**V2-** Voltímetro digital de 4 ½ dígitos e valor eficaz verdadeiro

- Escalas: 1000, 200, 20, 2 V, 200 mV
- Classe de precisão: 0,5%
- Marca: ATP Instruments

Nessa montagem Nº 2, o acoplamento do eixo do MSR a um motor síncrono de maior potência e a alimentação através de um variador de fase, permite o levantamento das características de saturação do MSR em qualquer eixo e a medição das reatâncias no E.D. e no E.Q. com tensão nominal, sem problemas

de oscilação da velocidade ou das tensões e correntes como acontece, por exemplo, no ensaio de baixo escorregamento.

Nos ensaios com o rotor parado, para medição dos fluxos concatenados com o rotor via bobinas exploratrizes, a montagem dos instrumentos é idêntica às indicadas nas Figuras 7.9 ou 7.11, com o motor desacoplado e eixo travado.

Em ambas as montagens foi utilizado um osciloscópio de 2 canais, 20 MHz, marca Tektronix, dotado de câmara Polaroid para registro fotográfico das formas de onda.

### **VII.3.2 - Ensaio com o Rotor de Polos Lisos**

Inicialmente nesse ensaio foi mantido o rotor bloqueado e alimentado o estator com tensão,  $V_L$ , variável. Distinguem-se aqui 2 casos:

- A) - Alimentação trifásica do estator
- B) - Alimentação monofásica do estator, sendo as fases B e C colocadas em paralelo e associadas em série com a fase A (simulação de um instante do sistema trifásico), conforme Figura 7.13

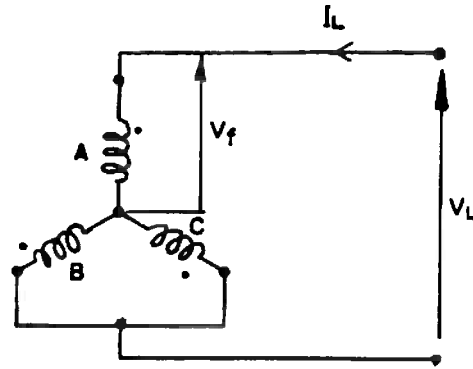


Figura 7.13 - Alimentação Monofásica do MSR, Simulando um Instante do Sistema Trifásico

Essa distinção visa comprovar a consistência dos resultados nas duas situações, já que nos ensaios com o rotor de polos salientes, mais à frente, só é possível a alimentação monofásica acima descrita (para a definição do Eixo Direto e Quadratura, quando o rotor está parado ( $\omega = 0$ )).

Nessa condição, foram medidas a corrente absorvida,  $I_L$ , e as tensões induzidas nas bobinas exploratrizes do estator, E1 e E3, bem como na bobina exploratriz alojada no rotor liso, E4. A reatância da fase,  $X_m$ , é obtida de imediato a partir da tensão de fase  $V_f$  e corrente  $I_L$ .

A diferença de tensões entre as bobinas E1 e E4 é proporcional ao fluxo total de dispersão do estator, de modo que, medindo-se a reatância de fase,  $X_m$ , tem-se a reatância de dispersão dada por:

$$X_a = \frac{V_{E1} / K_{eE1} - V_{E4}}{V_{E1} / K_{eE1}} \cdot X_m \quad (7.7)$$

Onde  $K_{eE1}$  é o fator de enrolamento fundamental da bobina exploratriz E1.

( $K_{eE1} = 0,99$  ).

A tensão induzida na exploratriz E3 é proporcional ao fluxo disperso exclusivamente na cabeça de bobina do estator, de modo que, a partir das Equações 7.1 e 7.4, demonstra-se que a reatância de cabeça de bobina é dada por:

$$x_b = \frac{2N_f \cdot K_e}{N_{E3} \cdot K_{eE3}} \cdot \frac{V_{E3}}{I_L} \quad (7.8)$$

Os resultados das medidas e as reatâncias calculadas são apresentadas nas Tabelas 7.5a. e 7.5b.

<i>Rotor Liso - <math>\omega = 0</math> - Alimentação 3<math>\phi</math></i>							
$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$V_{E1}$ (V)	$V_{E2}$ (V)	$V_{E4}$ (V)	$X_m$ ( $\Omega/f$ )	$x_s$ ( $\Omega/f$ )	$x_b$ ( $\Omega/f$ )
460	2,89	55,40	0,834	54,00	91,90	3,13	0,934
440	2,65	52,80	0,768	51,57	95,86	3,08	0,938
380	2,10	45,49	0,621	44,48	104,76	3,25	0,957
340	1,86	40,84	0,542	40,04	105,54	3,00	0,943
300	1,57	36,10	0,473	35,40	110,32	3,11	0,975
220	1,14	26,36	0,343	26,00	111,42	2,91	0,974
150	0,79	17,71	0,231	17,41	109,62	2,83	0,946

Tabela 7.5a - Resultados Experimentais para o Rotor Liso (Alimentação 3  $\phi$ ).

<i>Rotor Liso - <math>\omega = 0</math> - Alimentação 1<math>\phi</math></i>								
$V_L$ (V)	$V_f$ (V)	$I_L$ (A)	$V_{E1}$ (V)	$V_{E2}$ (V)	$V_{E4}$ (V)	$X_m$ ( $\Omega/f$ )	$x_a$ ( $\Omega/f$ )	$x_b$ ( $\Omega/f$ )
416	280	2,85	58,13	0,858	56,96	98,25	2,84	0,974
379	254	2,46	52,80	0,750	51,72	103,25	3,02	0,987
330	220	2,05	45,43	0,627	44,48	107,32	3,19	0,990
296	196	1,83	40,95	0,536	40,16	107,10	3,01	0,948
261	173	1,61	36,08	0,467	35,37	107,45	3,06	0,939
190	127	1,20	26,38	0,354	25,84	105,83	3,10	0,955
131	87	0,81	18,00	0,244	17,64	107,41	3,10	0,975

Tabela 7.5b - Resultados Experimentais para o Rotor Liso (Alimentação 1  $\phi$ ).

Utilizando-se a montagem N<sup>o</sup> 1, Figura 7.9, é feito agora o ensaio com rotor liso sob rotação de 1800 RPM, acionando-se o MSR pelo dinamômetro. Nessa situação mede-se as perdas mecânicas da máquina correspondentes ao atrito nos mancais e efeito de ventilação do rotor em movimento.

- Valor medido das perdas mecânicas:

Conjugado de atrito:  $C_{at} = 0,47 \text{ N.m@1800RPM}$

Perdas mecânicas:  $P_{mec} = 88,7W$



- Valor medido da resistência ôhmica do estator:

$$r = 1,259 \Omega / \text{fase} \quad @ 20^\circ \text{C}$$

Mantendo-se o suprimento do conjugado de atrito pelo dinamômetro, alimenta-se o MSR medindo-se  $I_L$  e  $W_o$ , onde esta última é então apenas a perda no ferro somada à perda Joule em vazio. A Tabela 7.6 mostra os valores medidos.

<i>Rotor Liso - <math>\omega = 1800 \text{ RPM}</math></i>							
$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$W_o$ (W)	$X_m$ ( $\Omega/f$ )	$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$W_o$ (W)	$X_m$ ( $\Omega/f$ )
500	3,10	144	93,12	320	1,65	66	111,97
480	2,86	142	96,90	300	1,53	56	113,21
460	2,66	120	99,84	260	1,30	52	115,47
440	2,47	116	102,85	220	1,10	40	115,47
420	2,30	100	105,43	180	0,90	23	115,21
400	2,13	94	108,42	140	0,69	12	116,30
380	2,02	90	108,61	100	0,50	---	115,47
360	1,88	86	110,56	60	0,29	---	117,43
340	1,77	78	110,90	40	0,21	---	109,97

Tabela 7.6 - Resultados Experimentais para o Rotor Liso.

Nos pontos de tensão 440 V e 380 V são ainda medidas as tensões nas exploratrizes do estator, resultando:

$V_L$ (V)	$V_{E1}$ (V)	$V_{E3}$ (V)	$x_b$ ( $\Omega/f$ )
440	53,10	0,759	0,994
380	45,60	0,621	0,995

Das Tabelas 7.5a, 7.5b e 7.6, obtém-se os valores médios das reatâncias de dispersão total e de cabeça de bobina para o rotor liso:

- Reatância de dispersão total:  $x_a = 3,05\Omega / \text{fase}$
- Reatância de cabeça de bobina:  $x_b = 0,98\Omega / \text{fase}$

### VII.3.3 - Ensaio com o Rotor de Polos Salientes

Inicialmente são feitas as medições com o rotor parado, alinhado no E.D. e no E.Q. respectivamente. Alimentando-se o estator monofásico conforme a Figura 7.13, o rotor de polos salientes alinha-se naturalmente no E.D.. Para medidas no E.Q., o rotor é mecanicamente deslocado de  $90^\circ$  elétricos e travado pelo eixo.

A determinação das reatâncias de dispersão é feita também por diferença entre a tensão na exploratriz E1 e a correspondente no rotor (E6 no E.D. e E5 no E.Q.), utilizando-se a Equação 7.7. Ressalva-se que, nas bobinas exploratrizes que são distribuídas (E1 e E5), deve-se dividir as tensões induzidas pelo fator de atenuação harmônica correspondente no E.D. e no E.Q., já que com o rotor de polos salientes o conteúdo harmônico de campo no entreferro induz tensões eficazes diferentes em cada bobina (Ver Capítulo V). Esses fatores, calculados até a 25ª harmônica, são:

Bobina Exploratriz:	Fator de Atenuação:	
	E.D.	E.Q.
E1	0,952	0,851
E2	-----	0,906

As Tabelas 7.7a e 7.7b, mostram os valores medidos para o rotor de polos salientes na E.D. e no E.Q. respectivamente.

<i>Polos Salientes - <math>\omega = 0</math> - E.D. - Alimentação 1<math>\phi</math></i>								
$V_L$ (V)	$V_r$ (V)	$I_L$ (A)	$V_{E1}$ (V)	$V_{E3}$ (V)	$V_{E6}$ (V)	$X_m$ ( $\Omega/\text{f}$ )	$x_a$ ( $\Omega/\text{f}$ )	$x_b$ ( $\Omega/\text{f}$ )
480	304	8,30	60,00	2,64	54,40	36,63	5,01	1,029
440	279	6,00	54,80	2,02	50,80	46,50	5,46	1,089
402	254	4,40	49,26	1,45	47,00	57,73	5,29	1,069
380	239	3,80	47,00	1,23	44,70	62,90	5,95	1,047
348	220	3,05	42,46	0,94	41,01	72,13	5,81	0,997
311	196	2,50	38,00	0,73	36,85	78,40	6,02	0,945

Figura 7.7a - Resultados Experimentais para Rotor de Polos Salientes E.D. ( $\omega = 0$ ).

<i>Polos Salientes - <math>\omega = 0</math> - E.Q. - Alimentação 1<math>\phi</math></i>								
$V_L$ (V)	$V_f$ (V)	$I_L$ (A)	$V_{E1}$ (V)	$V_{E3}$ (V)	$V_{E5}$ (V)	$X_m$ ( $\Omega/f$ )	$x_a$ ( $\Omega/f$ )	$x_b$ ( $\Omega/f$ )
470	354	30,10	83,80	8,41	64,70	11,76	3,23	0,904
440	332	26,70	79,50	7,55	62,20	12,43	3,30	0,915
380	292	20,75	70,90	5,87	56,70	14,07	3,50	0,915
351	277	17,80	67,67	5,15	57,45	15,56	3,15	0,936
322	254	15,30	62,36	4,52	53,95	16,60	3,11	0,956
300	236	13,60	58,40	3,93	48,70	17,35	3,76	0,935

Figura 7.7b - Resultados Experimentais para Rotor de Polos Salientes E.Q. ( $\omega = 0$ )

Utilizando-se a montagem N° 2, Figura 7.11, é feito o ensaio do MSR na rotação síncrona, tanto no E.D. quanto no E.Q.. Com o eixo do MSR acoplado ao motor síncrono (MS), sua rotação é rigidamente sincronizada à frequência da rede. Alimentando-se o estator do MSR através do variador de fase, ajusta-se a posição do campo rotativo em relação ao rotor (controlado pelo estroboscópio e transferidor do eixo), situando-o sobre o E.D. ou sobre o E.Q.. É possível dessa forma, o levantamento das curvas de saturação do MSR nos dois eixos. Os resultados são mostrados na Tabela 7.8a e 7.8b.

<i>Polos Salientes - <math>\omega = 1800</math> RPM - E.D.</i>					
$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$W_o$ (W)	$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$W_o$ (W)
480	5,90	400	300	1,99	96
460	5,05	328	280	1,83	78
440	4,38	256	260	1,68	72
420	3,80	244	220	1,39	37
400	3,33	272	180	1,11	18
380	2,97	194	140	0,85	---
360	2,67	162	100	0,59	---
320	2,17	124	—	—	—

Tabela 7.8a - Resultados Experimentais no E.D.

<i>Polos Salientes - <math>\omega = 1800</math> RPM - E.Q.</i>					
$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$V_L$ (V)	$I_L$ (A)
480	26,85	340	14,67	180	4,64
460	25,25	320	13,17	160	3,91
440	23,15	300	11,60	140	3,30
420	21,50	280	10,25	100	2,19
400	19,65	240	7,70	60	1,28
380	18,00	220	6,55	---	---
360	16,37	200	5,55	---	---

Tabela 7.8b - Resultados Experimentais no E.Q.

Em alguns valores da tensão de alimentação foram feitas medidas adicionais da tensão de fase e das bobinas exploratrizes do estator. A Tabela 7.9 mostra essas medidas e os valores calculados correspondentes.

Polos Salientes - $\omega = 1800 \text{ RPM}$													
E.D.							E.Q.						
$V_L$ (V)	$V_r$ (V)	$I_L$ (A)	$V_{E1}$ (V)	$V_{E3}$ (V)	$X_m$ ( $\Omega/f$ )	$x_b$ ( $\Omega/f$ )	$V_L$ (V)	$V_r$ (V)	$I_L$ (A)	$V_{E1}$ (V)	$V_{E3}$ (V)	$X_m$ ( $\Omega/f$ )	$x_b$ ( $\Omega/f$ )
480	283	5,90	60,66	1,655	47,97	0,91	---	---	---	---	---	---	---
440	261	4,38	55,97	1,220	59,59	0,90	440	286	23,15	70,50	5,99	12,35	0,84
380	223	2,97	47,86	0,853	75,08	0,93	380	251	18,00	64,40	4,74	13,94	0,85
300	175	1,99	37,69	0,586	88,09	0,95	340	226	14,67	59,70	3,90	15,41	0,86
220	129	1,39	27,98	0,414	92,81	0,96	220	153	6,55	42,56	1,78	23,36	0,88

Tabela 7.9 - Medidas Complementares no E.D e E.Q.

Das tabelas 7.7a, 7.7b e 7.9, determinam-se os valores médios das reatâncias de dispersão total e da cabeça de bobina para o rotor de polos salientes:

	E.D	E.Q.
• Reatância de dispersão total:	$x_a = 5,59\Omega / f$	$x_a = 3,34\Omega / f$
• Reatância de cabeça de bobina:	$x_b = 0,98\Omega / f$	$x_b = 0,89\Omega / f$

Tem-se assim, as reatâncias de fase do MSR determinadas experimentalmente, na Tabela 7.10, além de outros parâmetros.

$V_L$ (V)	Eixo	$I_L$ (A)	Reatâncias ( $\Omega$ /fase)			$V_f$ (V/f)	Índice de Saliência
440V	E.D.	4,38	$X_{md} = 54,00$	$x_{ad} = 5,59$	$X_d = 59,59$	261	$X_d / X_q = 4,83$
	E.Q.	23,15	$X_{mq} = 9,0$	$x_{aq} = 3,34$	$X_q = 12,35$	286	
380V	E.D.	2,97	$X_{md} = 69,49$	$x_{ad} = 5,59$	$X_d = 75,08$	223	$X_d / X_q = 5,39$
	E.Q.	18,00	$X_{mq} = 10,60$	$x_{aq} = 3,34$	$X_q = 13,94$	251	
220V	E.D.	1,39	$X_{md} = 87,22$	$x_{ad} = 5,59$	$X_d = 92,81$	129	$X_d / X_q = 3,97$
	E.Q.	6,55	$X_{mq} = 20,02$	$x_{aq} = 3,34$	$X_q = 23,36$	153	

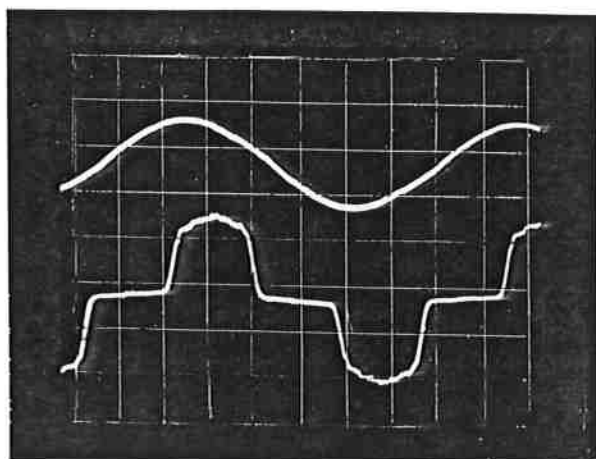
Tabela 7.10 - Parâmetros Determinados Experimentalmente para o MSR.

Ainda com a montagem Nº 2, foram feitas as verificações das distribuições de indução no entreferro e a presença de harmônicas na tensão de fase, por meio da tomada de sinais com o osciloscópio.

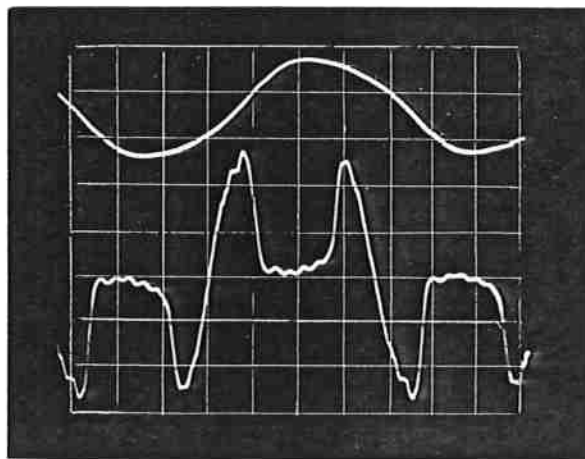
Na figura 7.14a e 7.14b, é mostrada a forma de onda da distribuição de induções no entreferro do MSR, bem como a forma de onda da corrente de linha



respectivamente no E.D. e no E.Q.. A foto mostra no canal 2 o sinal medido na bobina exploratriz E2 e no canal 1 o sinal da corrente medida através de um derivador ("shunt") colocado em série na linha.



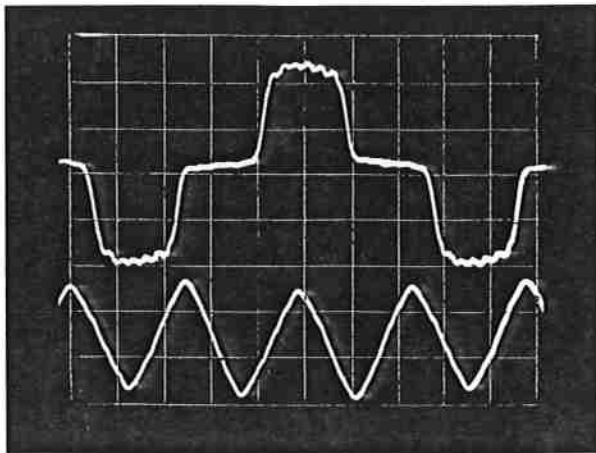
a)	Vert.	Hor.
CH1	2 V/div	2,5 ms/div
CH2	20 V/div	2,5 ms/div



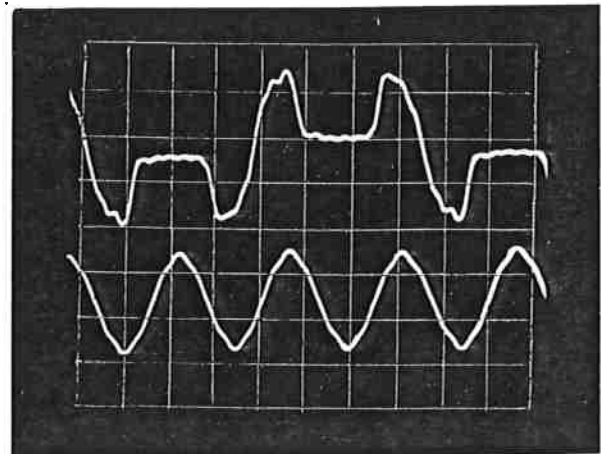
b)	Vert.	Hor.
CH1	10 V/div	2,5 ms/div
CH2	20 V/div	2,5 ms/div

Figura 7.14 - Forma de Onda da Corrente de Linha e da Distribuição de Induções no Entreferro do MSR a) E.D. b) E.Q.

Na Figura 7.15a e 7.15b, são mostradas as formas de onda da tensão medida entre o neutro da rede e o centro estrela do MSR juntamente com a distribuição de induções no E.D. e no E.Q.. Como a tensão de fase da rede é senoidal, a tensão entre neutros é a resultante das harmônicas de tensão induzida na fase do MSR, com evidente preponderância de 3ª harmônica. Na Figura 7.16a e 7.16b, é apresentada a tensão fase-neutro do MSR, mostrando a forte distorção introduzida pelas harmônicas de campo.

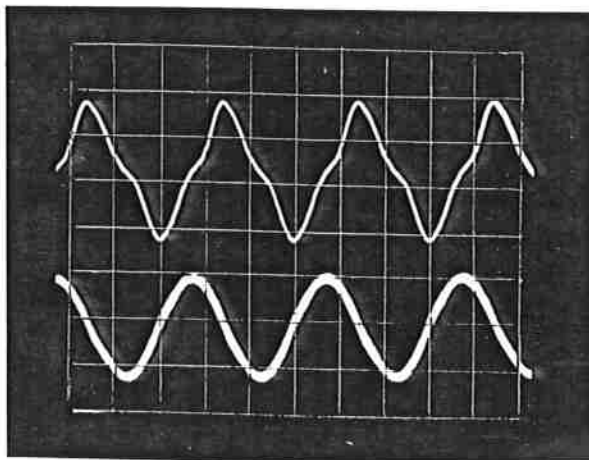


a)	Vert.	Hor.
CH1	20V/div	2,5 ms/div
CH2	10V/div	2,5 ms/div

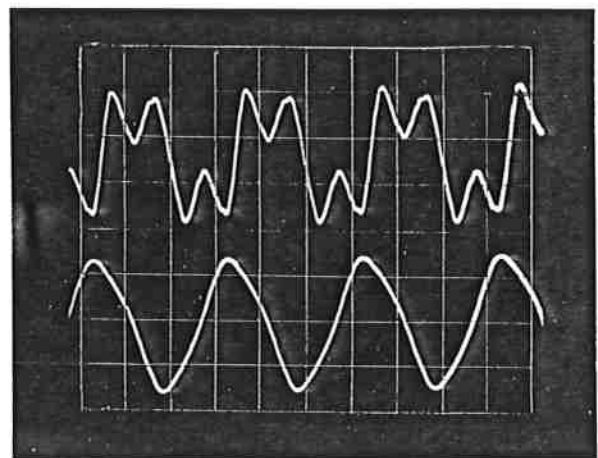


b)	Vert.	Hor.
CH1	50 V/div	2,5 ms/div
CH2	20 V/div	2,5 ms/div

Figura 7.15 - Tensões Harmônicas Induzidas na Fase do MSR e Distribuição de Indução no Entreferro. a) E.D. b) E.Q.



a)	Vert.	Hor.
CH1	100 V/div	5 ms/div
CH2	2 V/div	5 ms/div



b)	Vert.	Hor.
CH1	100 V/div	5 ms/div
CH2	5 V/div	5 ms/div

Figura 7.16 - Distorção das Tensões Fase-Neutro do MSR e Forma de Onda da Corrente de Linha. a) E.D. b) E.Q.

### VII.3.4 - Ensaio em Carga do MSR

Com a montagem experimental Nº 1, Figura 7.9, é realizado o levantamento das curvas de desempenho em carga do MSR. Alimentando o MSR com tensão constante, aplica-se carga ao MSR pelo ajuste da corrente de excitação do dinamômetro, medindo-se corrente e potência absorvida do lado elétrico, e conjugado e ângulo de carga do lado mecânico. A potência útil no eixo,  $P_{ut}$ , é calculada pelo conjugado medido e pela rotação síncrona, e as perdas no ferro são determinadas por separação das componentes Joule, mecânica e uma parcela suplementar, assumida como 5% do somatório de perdas em cada ponto de ensaio. As Tabelas 7.11 e 7.12 mostram os resultados das medidas em carga para alimentação com 440 V e 380 V respectivamente.

<i>Características em Carga do MSR - <math>V_L = 440V</math></i>							
$\delta$	$I_L$ (A)	$W_{abs}$ (W)	$C$ (N.m)	$P_{ut}$ (W)	$\eta$ (p.u)	$\cos\phi$ (p.u)	$P_{fe}$ (W)
0°	4,40	344	0	0	0	0,10	154
5°	5,28	1920	8,33	1574	0,82	0,48	117
10°	6,75	2940	13,23	2490	0,85	0,57	134
15°	8,45	3840	17,25	3251	0,85	0,60	148
20°	9,80	4408	19,60	3687	0,84	0,59	160
25°	11,65	5070	22,05	4160	0,82	0,57	157
30°	13,00	5450	22,83	4300	0,79	0,55	233

Tabela 7.11 - Levantamento Experimental de Desempenho do MSR com 440V.

<i>Características em Carga do MSR - <math>V_L = 380V</math></i>							
$\delta$	$I_L$ (A)	$W_{abs}$ (W)	$C$ (N.m)	$P_{ut}$ (W)	$\eta$ (p.u)	$\cos\phi$ (p.u)	$P_{fe}$ (W)
0°	2,96	260	0	0	0	0,13	123
5°	3,56	1120	4,41	835	0,75	0,48	128
10°	4,45	1720	7,45	1396	0,81	0,59	132
15°	5,71	2320	10,39	1951	0,84	0,62	117
20°	6,92	2760	12,35	2320	0,84	0,61	114
25°	8,35	3280	14,41	2712	0,83	0,60	135
30°	9,50	3568	15,39	2896	0,81	0,57	140
35°	10,25	3750	15,68	2948	0,79	0,56	195

Tabela 7.12 - Levantamento Experimental do Desempenho do MSR com 380 V.

Nos ensaios em carga realizadas, a aplicação do conjugado foi gradativamente incrementada, até a saída de sincronismo do MSR, quando o mesmo tem sua rotação rápida e acentuadamente reduzida devido à inexistência da gaiola no rotor. Por esse motivo também, o MSR não volta a sincronizar, mesmo com a retirada da carga. Desta forma, a medição do conjugado máximo eletromagnético ficou dificultada, já que qualquer oscilação, próxima aos pontos limites indicados

nas tabelas 7.11 e 7.12, provoca a perda de sincronismo. Observou-se no entanto, que os máximos eletromagnéticos ocorrem ligeiramente acima dos limites citados.

#### **VII.4 - Comparações dos Resultados e Conclusões**

Os resultados teóricos e experimentais podem ser analisados sob dois aspectos básicos:

- Comparação das características magnéticas e parâmetros do MSR, validando a metodologia de projeto proposto no Capítulo VI.
- Comparação das características de desempenho em carga do MSR, validando os modelos de análise e circuito equivalente propostos no Capítulo III.

##### **- Características magnéticas do MSR.**

1) *As características magnéticas* nos eixos direto e quadratura levantadas experimentalmente e dadas pelas Tabelas 7.8a e 7.8b, são plotadas no gráfico apresentado na Figura 7.17. No mesmo gráfico são apresentadas, para efeito comparativo, as curvas de saturação teóricas, dadas pela Figura 7.8.

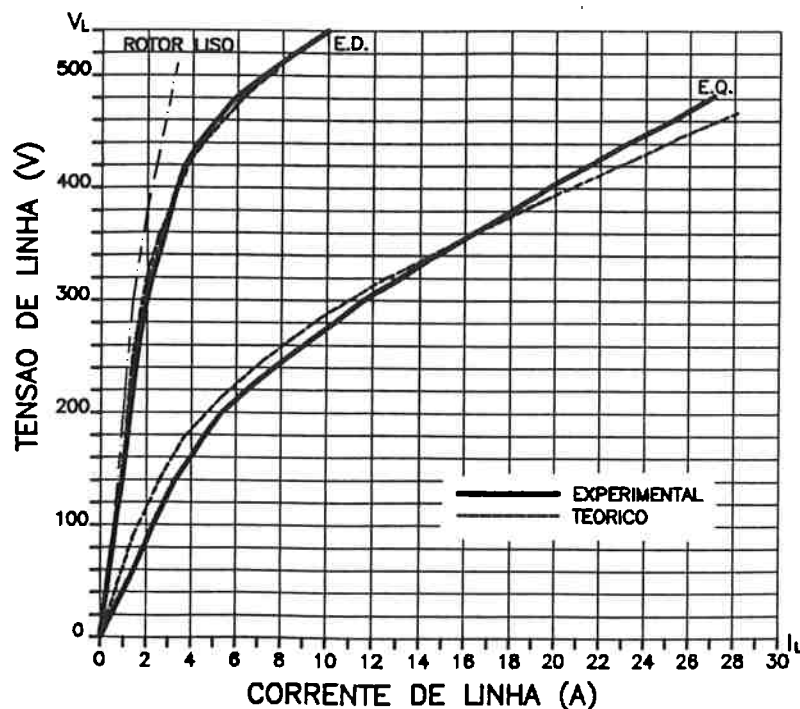


Figura 7.17 - Comparação das Curvas de Saturação Teóricas e Experimentais no E.D. e no E.Q.

Na mesma figura é ainda plotada a curva de saturação experimental com o rotor liso, dada pela Tabela 7.6.

Na Figura 7.17 observa-se, em geral, boa concordância entre as curvas teóricas e experimentais. No E.D., obteve-se um desvio na corrente magnetizante de 6,3% para a tensão de 440 V e 10,9% para 220 V. No E.Q. mede-se um desvio da corrente de 9,4% para 440 V e 15,7% para 220 V.

O efeito da saliência no MSR pode ser quantificado pelas características exclusivas do entreferro da máquina, obtidas por retas tangentes às curvas experimentais passando pela origem, na Figura 7.17. Tais retas definem as reatâncias de magnetização do entreferro, que são:

$$X_{mo} = 115,5\Omega / f \ ; \ X_{do} = 84,9\Omega / f \ ; \ X_{qo} = 30,5\Omega / f$$

A consideração teórica do efeito de saliência no MSR é feita pelas funções geométricas do entreferro, dadas pelas Equações 4.7 e 4.8. Para o protótipo tem-se respectivamente para o E.D. e para o E.Q.:

$$f_D = (\alpha; k) = 0,705 \ ; \ f_Q (\alpha; k) = 0,298$$

Aplicando-se estas funções à reatância de entreferro do rotor liso, obtém-se as reatâncias de entreferro nos eixos do MSR:

$$\text{E.D. - } X_{Do} = 115,5 \times 0,705 = 81,43\Omega / f \quad (\text{desvio: } 4,3\%)$$

$$\text{E.Q. - } X_{Qo} = 115,5 \times 0,298 = 34,41\Omega / f \quad (\text{desvio: } 13\%)$$

Os desvios maiores em geral no E.Q. são justificados em parte pelo uso, no cálculo teórico, de fatores de forma afetados de distorção por saturação fixa ( $\chi = 0,88$ ). Além disso, como no E.Q. os níveis de indução são mais intensos, o cálculo fica mais sensível a desvios construtivos do circuito magnético, bem como variações nas curvas dos materiais magnéticos empregados.

2) Os *Parâmetros* dos eixos do MSR podem ser observados, para efeito comparativo, na Tabela 7.13, onde são reproduzidos alguns valores das tabelas 7.2 e 7.10.

		$V_L = 440V$		$V_L = 380V$		$V_L = 220V$	
		<i>Teórico</i>	<i>Experim.</i>	<i>Teórico</i>	<i>Experim.</i>	<i>Teórico</i>	<i>Experim.</i>
<i>E.D.</i>	$X_d(\Omega/f)$	57,31	59,59	80,59	75,08	96,87	92,81
	$V_f(V/f)$	256,2	261,0	221,6	223,0	127,0	129,0
<i>E.Q.</i>	$X_q(\Omega/f)$	12,20	12,35	14,91	13,94	27,20	23,36
	$V_f(V/f)$	304,4	286,0	267,5	251	157,0	153,0
$X_d/X_q$		4,70	4,83	5,41	5,39	3,56	3,97

Tabela 7.13 - Comparação dos Parâmetros Teóricos e Experimentais no E.D. e E.Q

Nas reatâncias dos eixos,  $x_d$  e  $x_q$  os desvios médios obtidos foram respectivamente 5,2% e 8,2%.



Quanto às reatâncias de dispersão, tem-se desvios de 28,5% no E.D. e 4,4% no E.Q.. Embora essas reatâncias entrem no cômputo das reatâncias dos eixos, sua influência é pequena, principalmente no E.D., de modo que seu erro fica diluído no cálculo teórico. No E.Q., a influência da dispersão é bem mais sensível de modo que fica ressaltada a importância de sua determinação nesse eixo.

As reatâncias de dispersão são de medição difícil e pouco precisa. A dispersão total e a sua parcela correspondente às cabeças de bobina foram medidas por métodos diferentes, sendo a última mais precisa, conforme descrito na secção VII.3.2.. No entanto, a consistência geral e a pouca flutuação de valores observada nas medidas das reatâncias de dispersão dão boa segurança nos valores experimentais destas reatâncias, que estão resumidas a seguir:

<i>REATÂNCIAS DE DISPERSÃO</i>				
<i>Total</i>			<i>Cabeça de Bobina</i>	
$x_a$ ( $\Omega$ / fase)			$x_b$ ( $\Omega$ / fase)	
	<i>Teórico</i>	<i>Experimental</i>	<i>Teórico</i>	<i>Experimental</i>
E.D	4,35	5,59	0,97	0,98
E.Q	3,20	3,34	0,97	0,89

Nota-se inclusive a variação da dispersão de cabeça de bobina nos eixos do MSR. No E.Q., o valor de  $x_b$  situa-se entre o valor de dispersão de cabeça do

E.D. (e que coincide com o valor para o rotor liso), e o valor de dispersão de cabeça para o estator vazio, sem rotor, (que foi medida inicialmente e cujo valor é de  $0,76 \Omega / f$ ).

Pelo exposto, conclui-se a necessidade de um maior refinamento no cálculo das outras parcelas da reatância de dispersão.

Quanto às tensões de fase do MSR, observa-se da Tabela 7.13 que os desvios entre valores calculados e medidos são em média 1,4% no E.D. e 5,3% no E.Q.. Nota-se também que a relação entre tensão de linha e tensão de fase no MSR difere de  $\sqrt{3}$ , principalmente no E.Q.. Como visto no Capítulo V, tal fato deve-se à contribuição das componentes harmônicas da distribuição de campo no entreferro, com predominância da 3ª harmônica que se manifesta na f.e.m. induzida entre fase e neutro. O efeito dessa harmônicas é também percebido nas Figura 7.15 e 7.16.

3) As *perdas no ferro* em vazio da máquina são medidos a partir das tabelas 7.6 e 7.8a, por separação da perda Joule em vazio correspondente. A Tabela 7.14 mostra os valores medidos das perdas no ferro, e o fator de incremento experimental e teórico no Eixo Direto.

$V_L$ (V)	$P_{Fe}$ (W)		Fator de Incremento - $\beta'_{Pfe}$	
	<i>Rotor Liso</i>	<i>Polos Salientes E.D.</i>	<i>Experimental</i>	<i>Teórico</i>
480	111,1	268,0	2,41	1,91
440	93,0	183,5	1,97	1,91
400	76,9	190,1	2,47	1,91
380	74,6	160,7	2,15	1,91
360	72,7	139,1	1,86	1,91
320	55,7	106,2	1,91	1,91

Tabela 7.14 - Comparação dos Incrementos da Perda no Ferro em Vazio Teórico e Experimental

Na tabela 7.14, o valor médio experimental do fator de incremento das perdas no ferro é  $\beta'_{Pfe} = 2,13$ , resultando um desvio de 11,5% para o valor calculado. Aqui observa-se uma grande dispersão dos valores medidos, pois a medida de potência absorvida sendo feita por diferença de leitura de 2 wattímetros

(montagem Nº 1) é normalmente afetada de imprecisão. Além disso, as perdas no ferro são calculadas por diferenças sucessivas a partir da potência absorvida, o que favorece a propagação de erros.

4) As *distribuições de Campo* no entreferro do MSR são vistas nas Figuras 7.14a e 7.14 b. Observa-se que as formas de onda são bastante próximas às assumidas no Capítulo IV, validando as integrações do fluxo por polo no E.D. e no E.Q. da forma como realizado naquele capítulo.

- **Características de Desempenho do MSR**

Os valores das características em carga previstas teoricamente (Tabela 7.3 e 7.4) e os resultados experimentais do ensaio de desempenho (Tabelas 7.11 e 7.12) são plotadas juntamente para efeito comparativo nas Figuras 7.18 e 7.19.

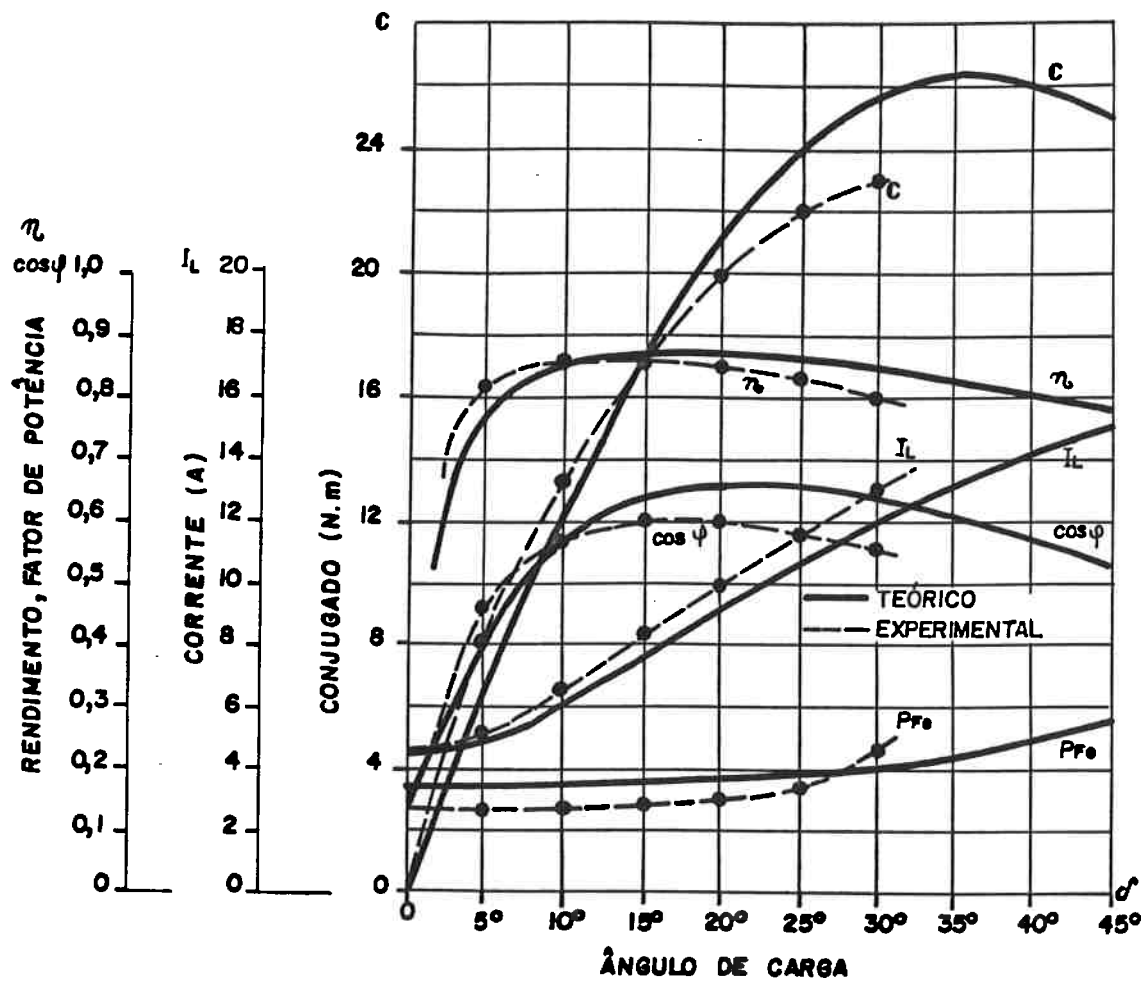


Figura 7.18 - Comparação das Características em Carga Teórica e Experimental para Alimentação do MSR com 440 V.

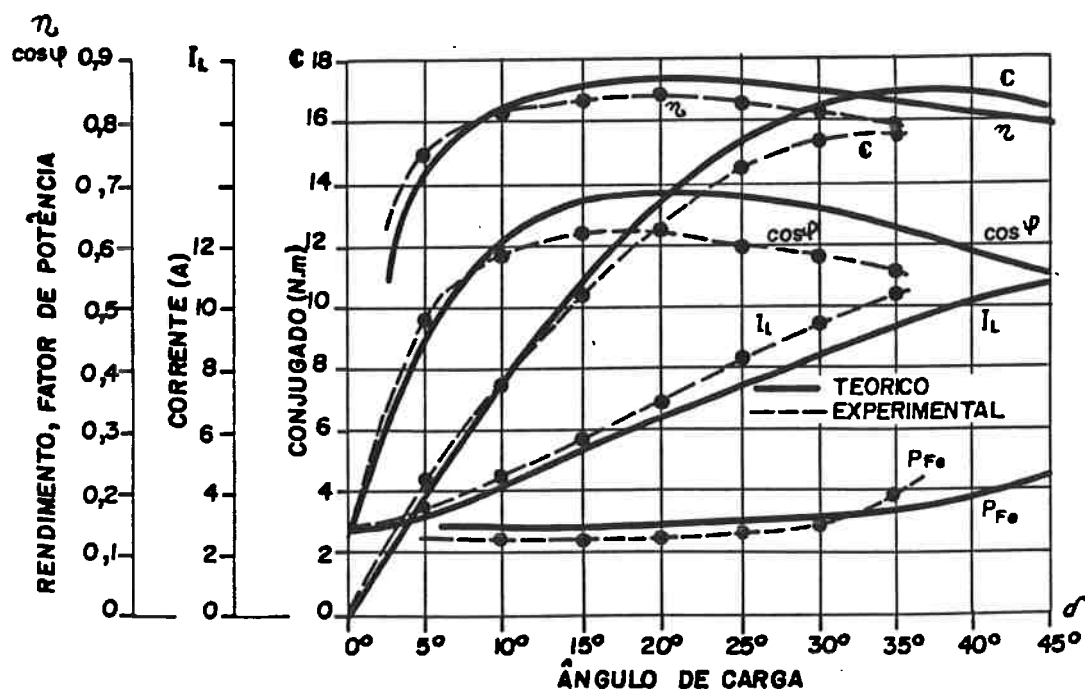


Figura 7.19- Comparação das Características em Carga Teórica e Experimental para Alimentação do MSR com 380 V.

Das curvas de desempenho observa-se o seguinte:

- A potência útil máxima e o conjugado máximo síncrono ocorrem para ângulos de carga entre  $35^\circ$  e  $40^\circ$  elétricos, tanto na previsão teórica quanto na determinação experimental.
- Os valores máximos da potência útil experimentais são menores que os teóricos e tem um desvio de 15% no ensaio com 440 V e 8,2% no ensaio com 380 V.

- Para cada valor do ângulo de carga a corrente experimental é sempre maior que a teoricamente prevista, com desvio de até 11% em torno do ponto de conjugado máximo.
- Os valores de máximo fator de potência ocorrem para ângulos de carga entre  $15^\circ$  e  $20^\circ$  elétricos, tanto na previsão teórica quanto na determinação experimental.
- Os valores de máximo fator de potência experimentais são menores que os teóricos, e o desvio é de 11%.
- O comportamento das perdas no ferro levantadas experimentalmente, embora afetadas de erro apreciável, já que são obtidas por diferença, apresentam um comportamento semelhante ao previsto teoricamente, aumentando de forma mais acentuada próximo à região do conjugado máximo.

Os parâmetros teóricos utilizados no cálculo das características de desempenho, conforme visto na Tabela 7.13 não diferem apreciavelmente dos parâmetros experimentais, a menos da reatância de dispersão. Dessa forma, as discrepâncias entre as características teóricas e experimentais, embora pequenas, devem ser atribuídas também a limitações do modelo de circuito equivalente utilizado. Tais limitações devem estar associadas à não consideração da variação da reatância de dispersão entre o E.D. e o E.Q. e à não consideração da variação gradual do

efeito das harmônicas de campo com o ângulo de carga, mas apenas à sua consideração nos dois extremos correspondentes ao E.D. e o E.Q..

## **Conclusões**

Pelo exposto na secção anterior, pode-se concluir que:

- A metodologia do projeto proposto no Capítulo VI fornece resultados confiáveis dos parâmetros do MSR.
- A solução dos circuitos magnéticos no E.D. e E.Q. é simples, similar às das máquinas clássicas, apenas utilizando os fatores de forma deduzidos no Capítulo VI
- O circuito equivalente proposto no Capítulo III, embora com pequenos desvios, descreve satisfatoriamente o comportamento do MSR.
- A abordagem das harmônicas e perdas no ferro descritas no Capítulo V, descreve satisfatoriamente o comportamento do MSR proposto.
- É necessária uma análise mais detalhada das reatâncias de dispersão nesse tipo de motor, objetivando uma determinação mais precisa da mesma, dada sua



influência na definição do ponto de operação do circuito magnético, especialmente no E.Q.

- É desejável a pesquisa de um modelo de circuito equivalente mais completo, que considere as variações do conteúdo harmônico das reatâncias de dispersão com a carga.
- Acreditamos que as contribuições contidas neste trabalho justificam a sua existência.

## Referências Bibliográficas

- [1] **ADKINS, B. & HARLEY, R.G.** - *The General Theory of Alternating Current Machines.* London, Chapman and Hall, 1975.
- [2] **ALGER, P.L.** - *The Nature of Polyphase Induction Machines.* New York, John Wiley & Sons, 1951.
- [3] **CARDOSO, J.R.; CHABU, I.E.** - *Determinação da Geometria Rotórica de Motores de Relutância em Função do Tipo de Alimentação.* In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO APLICADO,1. Belo Horizonte, 1992. Anais. Belo Horizonte, CB'Mag, 1992.
- [4] **CHABU, I.E.; CARDOSO, J.R.** - *Projeto de Motores Elétricos Pelo Método dos Elementos Finitos: Comparação Analítica/Numérica/Experimental.* In: II SEMINÁRIO INTERNACIONAL DE MOTORES ELÉTRICOS E ACIONAMENTOS REGULÁVEIS, 2: São Paulo, 1991. Anais. São Paulo, II SIMEAR, 1990, p.83-99.

- [5] CHABU, I.E. et al. - A new Design Technique Based on a Suitable Choice of Rotor Geometrical Parameters to Maximize Torque and Power Factor in Synchronous Reluctance Motors: Part I - Theory. In: IEEE International Electrical Machines and Drives Conference, Milwaukee Wisconsin, 1997. Proceedings. Milwaukee, IEEE-IEMDC, 1997.
- [6] CHABU, I.E. et al. - A New design Technique Based on a Suitable Choice of Rotor Geometrical Parameters to Maximize Torque and Power-Factor in Synchronous Reluctance Motors: Part II - Finite Element Analysis and Measurement. In: IEEE International Electrical Machines and Drives Conference, Milwaukee Wisconsin, 1997. Proceedings. Milwaukee, IEEE-IEMDC, 1997.
- [7] CROUSE, C.H. - A Design Method for Polyphase Reluctance Synchronous Motors. AIEE Transactions, V.70, n.51, p.957-962, 1951.
- [8] CRUICKSHANK, A.J.O.; ANDERSON, A.F.; MENZIES, R.W. - Theory and Performance of Reluctance Motors with Axially Laminated Anisotropic Rotors. Proc.IEE, V. 118, n.7, p. 887-894, 1971.

- [9] **DISCUSSION ON RELUCTANCE MOTORS.** Proc. IEE, V.115, n.9, p.1283-1285, 1968.
- [10] **DOHERTY, R.E. and NICKLE, C.A.** - *Synchronous Machines - An Extension of Blondel's Two-Reaction Theory.* AIEE Transactions, V.45, p. 912-947, 1926.
- [11] **DOUGLAS, J.F.H..** - *Pull-In Criterion for Reluctance Motors.* AIEE Transactions, V.60, p. 139-142, 1960.
- [12] **FALCONE, A.G..** - *Eletromecânica.* São Paulo, Ed. Edgard Blucher, 1979.
- [13] **GOURISHANKAR, V..** - *Conversion de Energía Electromecanica,* México, Representaciones y Servicios de Ingenieria S.A., 1975.
- [14] **GUERDAN, D.A..** - *The Design of a Very Slow Speed Reluctance Motor for Atomic Reactor Rod Mechanism.* AIEE Transactions, V.75, p. 1015-1022, 1956.
- [15] **JORDÃO, R.G..** - *Máquinas Síncronas.* São Paulo, Departamento de Engenharia de Eletricidade da EPUSP, 1977.

- [16] **KOSTENKO, M.P. & PIOTROVSKI, L.M..**- Máquinas Eléctricas, Moscou, Editorial Mir, Vol.II, 1976.
- [17] **KOSTKO, J.K..**- Polyphase Reaction Synchronous Motors, AIEE Journal, V.42, p. 1162-1168, 1923.
- [18] **LAWRENSON, P.J.; AGU, L.A..** - A New Unexcited Synchronous Machine, Proc. IEE, V. 110, n.7, p. 1275, 1963.
- [19] **LAWRENSON, P.J.; AGU, L.A..** - Theory and Performance of Polyphase Reluctance Machines, Proc. IEE, V. 111, n.8, p. 1435-1445, 1964.
- [20] **LAWRENSON, P.J.; AGU, L.A..** - Low - Inertia Reluctance Machines. Proc. IEE, V. 111, n.12, p. 2017-2025, 1964.
- [21] **LAWRENSON, P.J.; BOWES, S.R..**- Stability of Reluctance Machines. Proc. IEE, V. 118, n.2, p. 356-369, 1971.
- [22] **LAWRENSON, P.J.; GUPTA, S.K..**- Developments in the Performance and Theory of Segmental - Rotor Reluctance Motors, Proc. IEE, V. 114, n.5, p. 645-653, 1967.

- [23] LAWRENSEN, P.J.; GUPTA, S.K.; VAMARAJU, S.R.M.. - Multi Speed Performance of Segmental - Rotor Reluctance Machines. Proc. IEE, V. 115, n.5., p. 695-702, 1968.
- [24] LAWRENSEN, P.J.; MATHUR, R.M.- Asynchronous Performance of Reluctance Machines Allowing for Irregular Distributions of Rotor Conductors. Proc. IEE, V. 119, n.3, p. 318-324, 1972.
- [25] LAWRENSEN, P.J.; MATHUR, R.M.; VAMARAJU, S.R.M.. - Importance of Winding and Permeance Harmonics in the Prediction of Reluctance Motor Performance. Proc. IEE, V. 116, n.5., p. 781-787, 1969.
- [26] LAWRENSEN, P.J.; et al.. - Variable-Speed Switched Reluctance Motors. Proc. IEE, V. 127, n.4., p. 253-265, 1980.
- [27] LIN, C.Y. - Characteristics of Reluctance Machines, AIEE Transactions, V.51, p. 1971-1978, 1951.
- [28] LIWSCHITZ, M.. - Le Macchine Elettriche. Milano, Editore Ulrico Hoepli, 1963.

- [29] **MATERU, P.N.; KRISHMAN, R..** - Steady-State Analysis of the Variable-Speed Switched-Reluctance Motor Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, V.36, n.4, p. 523-529, 1989.
- [30] **MATSUO, T.; LIPO, T.A..** - Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine, IEEE Transactions on Energy Conversion, V.9, n.2, p. 359-365, 1993.
- [31] **MILLER, T.J.E..**- Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Oxford, Clarendon Press, 1993.
- [32] **PARK, R.H..** - Two-Reaction Theory of Synchronous Machines, AIEE Transactions, p. 352-355, 1933.
- [33] **RICHTER, R..** - Elektrische Maschinen - Die Induktionsmaschinen - Stuttgart, Verlag Birkhäuser, Band IV, 1954.
- [34] **SAY, M.G..** - Alternating Current Machines, New York, Pitman Publishing Corporation, 1976.
- [35] **SAY, M.G..** - The Performance and Design of Alternating Current Machines, New York, Pitman Publishing Corporation, 1958.

- [36] STEPHENSON, J.M.; EL-KHAZENDAR, M.A.. - Saturation in Doubly Salient Reluctance motors. Proc. IEE, V. 136, n.1, p. 50-58, 1989.
- [37] TRICKEY, P.H.. - Performance Calculations on Polyphase Reluctance Motors (Synchronous Motors Without Field Excitation). AIEE Transactions, V.46, p. 191-193, 1946.
- [38] VEINOTT, C.G.; MARTIN, J.E.. - Fractional and Subfractional Horsepower Electric Motors. New York, McGraw-Hill Inc., 4th Edition, 1986.
- [39] WOODSON, H.H.; MELCHER, J.R.. - Electromechanical Dynamics - Part I and II, New York, John Wiley & Sons, 1985.