

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL 6x4 e 6x6.
ESTUDO COMPARATIVO DE OPERAÇÃO E
DESEMPENHO.

RENATO JAYME DIAS

FEVEREIRO DE 2011

RENATO JAYME DIAS

**MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL 6x4 e 6x6.
ESTUDO COMPARATIVO DE OPERAÇÃO E
DESEMPENHO.**

Dissertação apresentada ao programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Máquinas e aterramentos elétricos

Orientador: Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD,
UFU

Uberlândia
2011

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU , MG, Brasil

D541m Dias, Renato Jayme, 1984-

Motores a relutância variável 6x4 e 6x6. Estudo comparativo de operação e desempenho / Renato Jayme Dias. - 2011.

96 f. : il.

Orientador: Darizon Alves de Andrade.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Motores de relutância - Teses. I. Andrade, Darizon Alves de, 1956- II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Campus Santa Mônica

Caixa Postal, 593 - CEP: 38400-902 - Uberlândia - MG

ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS

ATA N° 475, 2011

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA

LINHA DE PESQUISA: MÁQUINAS ELÉTRICAS E ATERRAMENTOS

DEFESA REALIZADA EM: 07/FEVEREIRO/2011

CANDIDATO(A): RENATO JAYME DIAS

Nº de Matrícula 100400 RG: 1422601 CPF 005.331.941-99

BANCA EXAMINADORA:

Darzoni Alves de Andrade CPF _____ (ORIENTADOR(A))

Luciano Coutinho Gomes - UFU CPF _____

Augusto Fleury Veloso da Silveira - PUCGOI/EG CPF _____

CPF _____

CPF _____

CPF _____

CPF _____

CPF _____

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL 6x4 e 6x6.
ESTUDO COMPARATIVO DE OPERAÇÃO E DESEMPENHO.

PALAVRAS CHAVE: MÁQUINA A RELUTÂNCIA VARIÁVEL, ESTRUTURA CONS-

LOCAL: ANF, BLOCO IE / TRUTINA, EFICIÊNCIA

HORA DE INICIO: 9:00

Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da banca examinadora, _____ tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização no tema de sua dissertação, sendo aprovado(a) sem restrições.

Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da banca e pelo (a) candidato(a).

Uberlândia (MG) 07 de FEVEREIRO de 2011

Orientador: Renato Jayme Dias de Andrade

Luciano Coutinho Gomes

Augusto Fleury Veloso da Silveira

Candidato: Renato Jayme Dias

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL 6x4 e 6x6.
ESTUDO COMPARATIVO DE OPERAÇÃO E
DESEMPENHO.

Dissertação apresentada ao programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Máquinas e aterramentos elétricos

Aprovada em 07 de fevereiro de 2011, pela seguinte Banca Examinadora:

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD, UFU – Orientador

Prof. Augusto Fleury Veloso da Silveira, Dr., PUC-GO

Prof. Luciano Coutinho Gomes, Dr., UFU

Uberlândia, 07 de fevereiro de 2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL 6x4 e 6x6.
ESTUDO COMPARATIVO DE OPERAÇÃO E
DESEMPENHO.**

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Uberlândia por Renato Jayme Dias visando à obtenção do título de Mestre em Engenharia.

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD
Orientador

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais Jaime Rosa Dias e Dionéia Alves da Silva Dias, os quais são responsáveis por tudo que faço e tudo que sou.

Aos meus irmãos Fábio Jayme Dias e Naya Patrícia Dias, que sempre estão comigo me dando força e amor.

Aos meus avós Isaac Silvestre da Silva e Arciminda Alves da Silva, pelo apoio e pelas orações.

Aos meus padrinhos Adilson Rômulo da Silva e Adeilda Alves da Silva, por me tratarem como filho.

Aos meus primos Ricardo, Fernanda e Adeilson, por estarem sempre presentes e apoiando.

E principalmente, dedico esse trabalho à minha mulher: Rejane Carmo Rezende, que é minha mais intensa e surpreendente descoberta; que sempre me acompanha, entende e apóia.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus colegas de Laboratório e de Instituição:

Ao Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira pela ajuda nas simulações.

Ao Victor Régis Bernadeli pela força, motivação e pelo senso de humor que tanto nos alegra.

Ao Ghunter Paulo Viajante pela generosidade, calma, ajudas no conversor e pelas discussões filosóficas sobre máquinas.

À Ludmylla Gomes Cabral por ser minha irmã e companheira de pesquisa.

À Carolina Pimenta Mota por ter me ensinado tudo que sei sobre programação e por ter ajudado na minha adaptação em Uberlândia.

À Mariana Barbosa Rego pela ajuda na simulação, que em muito enriqueceu esse trabalho.

Ao Aildo Borges Cabral pelo apoio financeiro, pela construção das máquinas e pela amizade,

Ao Luciano Coutinho pela ajuda, indispensável, na coleta de dados e pela amizade.

AGRADECIMENTOS

À Pollyanna Rodrigues pelas aulas de FEMM.

Ao Carlos Augusto Bissochi Junior Pelo projeto do conversor.

Ao Prof. José Roberto Camacho pelas dicas em programação e em elementos finitos.

E, principalmente, agradeço ao meu orientador Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD, pela postura de pesquisador, que é o que busco ser futuramente; pela confiança e pela generosidade.

MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL 6x4 e 6x6.

ESTUDO COMPARATIVO DE OPERAÇÃO E DESEMPENHO.

Resumo: O estudo comparativo entre máquinas elétricas tem estado em voga devido à crescente busca por conversores eletromecânicos com o máximo de rendimento possível. A busca de equipamentos com o rendimento maior tem sido uma alternativa á escassez energética. Neste cenário, as Máquinas a Relutância Chaveadas têm se mostrado competitivas. Estudos comparativos entre estas máquinas e as já estabelecidas máquinas de indução podem ser encontrados facilmente na literatura científica, porém, estudos sobre as várias configurações das Máquinas a Relutância Chaveadas não são tão difundidos. Este trabalho mostra a modelagem, projeto, simulação, construção e apresenta um estudo comparativo de duas Máquinas a Relutância Chaveada, uma monofásica (6x6) e outra de três fases (6x4). Aspectos construtivos, de acionamento e de rendimento são discutidos com o objetivo de se encontrar vantagens e desvantagens em cada uma dessas máquinas.

Palavras-chave: Máquinas a Relutância Chaveada Monofásica (6x6), Máquina a Relutância Chaveada Trifásica (6x4), Comparação de Eficiência.

MODELING, PROJECT, SIMULATION, CONSTRUCTION AND A COMPARATIVE STUDY BETWEEN A SINGLE-PHASE SWITCHED RELUCTANCE MACHINE (6X6) AND A THREE-PHASE SWITCHED RELUCTANCE MACHINE (6X4)

Abstract: The comparative study of electric machines has been in vogue due to the growing demand for electromechanical converters with maximum possible efficiency. In this scene, the switched reluctance machines have proven to be competitive. Comparative studies between these machines and the already established induction machines can be easily found in the scientific literature, but studies on various configurations of the switched reluctance machines are not as widespread. This work shows the modeling, simulation and presents a comparative study of two Switched Reluctance Machines to a single phase (6x6) and three-phase (6x4). Aspects of construction, drive and efficiency are discussed in order to find advantages and disadvantages to each of these machines.

Keywords: Single phase Switched Reluctance Machine (6x6), Three-phase Switched Reluctance Machine (6x4), Comparison of Efficiency.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO GERAL E APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

1.1	- Considerações iniciais.....	1
1.2	- Revisão Bibliográfica.....	2
1.3	- Objetivos do Trabalho.....	4
1.4	- Apresentação do Conteúdo do Trabalho.....	5

CAPÍTULO 2 - REVISÃO DOS PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTOS

2.1	- Introdução	6
2.2	- Estrutura das Máquinas a Relutância Variável	6
2.3	- Princípios de acionamento das Máquinas a Relutância Variável	8
2.3.1	- Máquinas a Relutância Variável de Três Fases.....	9
2.3.2	- Máquinas a Relutância Variável Monofásica.....	12
2.4	- Produção de Conjunto em uma MRV.....	15
2.5	- Efeitos dos ângulos de disparo nas MRV.....	17
2.6	- Efeitos da Saturação nas MRV.....	18
2.7	- Consequências do Perfil de Indutância nas MRV.....	19
2.8	- Conclusões.....	19

CAPÍTULO 3 - MODELAGEM MATEMÁTICA

3.1	- Introdução.....	20
3.2	- Equacionamento das Forças.....	20
3.3	- Conclusão.....	23

CAPÍTULO 4 - PROJETO DE DUAS MÁQUINAS A RELUTÂNCIA CHAVEADA

4.1	- Introdução.....	24
4.2	- MRC de 6 cv.....	24
4.2.1	- Escolha do Ângulo do Pólo do Estator.....	28
4.2.2	- Obtenção do Comprimento do Entreferro.....	28
4.2.3	- Altura da culatra do Estator.....	29
4.2.4	- Diâmetro Externo do Estator.....	31
4.2.5	- Largura do Pólo do Estator.....	31
4.2.6	- Largura do Pólo do Rotor.....	32
4.2.7	- Cálculo do Ângulo do Pólo do Rotor.....	32
4.2.8	- Cálculo da Altura do Pólo do Rotor.....	32
4.2.9	- Altura da culatra do Rotor.....	33
4.2.10	- Diâmetro do Eixo do Motor.....	34
4.2.11	- Altura do Pólo do Estator.....	34
4.3	- Desenhos das lâminas de uma MRV.....	35
4.3.1	- Desenhos das lâminas do estator de uma MRV.....	35
4.3.2	- Desenhos das lâminas de um rotor com quatro dentes do protótipo de MRV.....	36
4.3.3	- Desenhos das lâminas de um rotor de seis dentes do protótipo de MRV.....	36
4.4	- Cálculo do número de espiras de cada fase.....	37
4.4.1	- Alterações do projeto.....	40
4.5	- Conclusões.....	41

CAPÍTULO 5 - SIMULAÇÕES DE DUAS MRV

5.1	- Introdução.....	42
5.2	- Simulação das Máquinas a Relutância Variável.....	42
5.2.1	- Obtenção do Perfil de Indutância.....	43
5.2.2	- Simulação das Bobinas de uma MRV.....	44
5.2.3	- Solução das equações (3.6, 3.7 e 3.9) de uma MRV.....	45
5.2.4	- Simulação do conversor <i>half-bridge</i>	45
5.2.5	- Disparo das chaves.....	47
5.3	- Resultados de Simulação.....	48
5.3.1	- Tensão e Corrente nas MRV.....	49
5.3.2	- Velocidade atingida pelas duas MRV.....	52
5.3.3	- Comparação de conjugado entre as duas MRV.....	53
5.4	- Comparação de rendimento entre as duas MRV em condições nominais	54
5.5	- Conclusão.....	55

CAPÍTULO 6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1	- Introdução.....	56
6.2	- Objetivos.....	56
6.3	- Bancada de Testes experimentais.....	56
6.4	- Experimentos da MRVT e da MRVM.....	57
6.4.1	-Testes experimentais com 100 V cc no barramento das duas MRV.....	58
6.4.1.1	- Tensão nos braços do conversor das duas MRV.....	58
6.4.1.2	- Corrente nos braços do conversor das duas MRV.....	60
6.4.1.3	- Corrente no barramento cc das duas MRV.....	63
6.4.1.4	- Tensão no barramento cc das duas MRV.....	65

6.4.2	- Testes com 200 V no barramento cc e variando a corrente no MIT.....	67
6.4.3	-Testes mantendo a MRV a 1200 rpm e variando a corrente no MIT.....	69
6.5	- Conclusões.....	70

CAPÍTULO 7 - CONCLUSÕES

7.1	- Conclusões Finais.....	71
7.1.1	- Conclusões e Propostas Futuras Sobre Projeto das MRV.....	71
7.1.2	- Conclusões e Propostas Futuras Sobre a Simulação das MRV.....	71
7.1.3	- Conclusões e Propostas Futuras Sobre o Acionamento das MRV.....	72
7.1.4	- Conclusões Sobre o Rendimento das MRV.....	72

ANEXO A - PERFIL DE INDUTÂNCIA USANDO O FEMM

A.1	- Introdução.....	73
A.2	- FEMM.....	73
A.2.1	- FEMM Passo a Passo.....	74
A.3	- Conclusão	82
	BIBLIOGRAFIA.....	83

Artigo aceito na conferência ICREPQ-2011 e na revista *Renewable Energy and Power Quality Journal*, No.9, 12th May 2011, RE&PQJ-8, ISSN 2172-038X..... 91

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

MRV = Máquinas a Relutância Variável;

MIT = Máquinas de Indução Trifásica;

MIG = Máquinas de Indução em Gaiola de Esquilo;

MR = Motor a Relutância;

HB = *half-bridge*;

MRVT = Máquina a Relutância Variável Trifásico;

MRVM = Máquina a Relutância Variável Monofásico;

MoRVT = Motor a Relutância Variável Trifásico;

MoRVM = Motor a Relutância Variável Monofásico;

S_{1,6}= Chave do conversor *half-bridge*;

D_{1,6}= Díodo do conversor *half-bridge*;

λ = fluxo magnético-Wb;

i = corrente-A;

L = Indutância-H ;

FMM = Força Magneto motriz ;

e = tensão nas bobinas-V;

v = tensão-V;

R = resistência-Ω;

θ= ângulo do rotor-graus;

ω = Velocidade Angular-rad/s;

T_{emg}= conjugado eletromecânico-N.m;

T_{mec}= conjugado mecânico-N.m;

D = coeficiente de atrito viscoso-N.m/rad;

J = momento de inércia;

I_{1,3} = derivada da corrente da fase 1 no tempo;

ω̇ = variação da velocidade angular no tempo;

θ̇ = variação da posição do rotor no tempo;

cv = cavalo vapor;

rpm = rotações por minuto;

P = potência-W;

T = Trabalho-J;

F = força-N;

C= conjugado-N.m;

q = carga;

B = campo magnético-T;

v = velocidade-m/s;

D_r = diâmetro do rotor;

l= profundidade (comprimento) da máquina;

k₁= constante que relaciona diâmetro e comprimento de uma máquina;

A= Carregamento Elétrico ;

TRV = Conjugado por volume do rotor;

k = proporcional ao carregamento elétrico (**A**) e ao carregamento eletromagnético (**B**), além de se relacionar com o conjugado por volume do rotor (**TRV**);

β_s= ângulo do pólo do estator;

N_{ps}= número de pólos do estator;

g= entreferro;

y_s = altura da culatra;

D_s = diâmetro externo do estator;

t_s = largura do pólo do estator;

t_r = largura do pólo do rotor;

β_r = ângulo do pólo do rotor;

d_r = altura do pólo do rotor;

y_r = culatra do rotor;

D_{eix} = diâmetro do eixo;

d_s = altura do pólo do estator;

P_e = Potência de entrada;

P_s = Potência de saída;

η = rendimento;

$c.c$ = corrente continua;

V_e = tensão de entrada;

i_e = corrente de entrada;

N_e = número de espiras;

H = intensidade do campo magnético;

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 2

Fig.2.1 – Desenho da seção transversal de uma MRVT 6x4, mostrando o enrolamento da fase A.	7
Fig.2.2 – Seção transversal de uma MRVM 6x6, mostrando uma parte do enrolamento da fase A.	8
Fig.2.3 – Carcaça, sensor óptico e disco de posicionamento.	8
Fig.2.4 – Conversor half-bridge trifásico.	9
Fig.2.5 – Fase A completamente desalinhada em uma MRVT.	10
Fig.2.6 – Fase A faltando 15 graus para alinhar em uma MRVT.	10
Fig.2.7 – Tensão e corrente em uma MRVT.	11
Fig.2.8 – Perfil de indutância de uma MRVT.	11
Fig.2.9 – Conversor half-bridge monofásico.	12
Fig.2.10 – Fase A completamente desalinhada em uma MRVM.	13
Fig.2.11 – Fase A faltando 15° para alinhar em uma MRVM.	13
Fig.2.12 – Tensão e corrente em uma MRVM.	14
Fig.2.13 – Perfil de indutância de uma MRVM.	14
Fig.2.14 – Indutância e corrente em uma MRV.	17
Fig.2.15 – Fluxo magnético concatenado (λ) por corrente (i) de uma MRV.	18

Capítulo 3

Fig.3.1 – Desenho da seção transversal de uma MRVT 6x4, mostrando o enrolamento da fase A.	20
---	-----------

Capítulo 4

Fig. 4.1- Densidade de fluxo magnético em uma MRV 6x6.	29
Fig.4.2- Perfil das lâminas do estator de uma MRV.	30
Fig. 4.3- Lâminas do estator.	35
Fig.4.4- Lâminas do rotor de quatro dentes.	36
Fig.4.5- Lâminas do rotor de seis dentes.	36
Fig. 4.6- Densidade de fluxo magnético x intensidade de campo magnético em materiais magnéticos.	38

Capítulo 5

Fig. 5.1- Curva de Indutância do protótipo de MRVT.	43
Fig. 5.2- Curva de Indutância do protótipo de MRVM.	44
Fig. 5.3-Fonte de Corrente Controlada por Sinal.	44
Fig. 5.4-Bloco de solução da equação (3.9).	45
Fig.5.5 – Conversor half-bridge.	46
Fig.5.6 – Conversor <i>half-bridge</i> no SIMULINK.	46
Fig.5.7 – Disparos das chaves de uma MRVT.	47
Fig.5.8 – Disparos das chaves de uma MRVM.	48
Fig.5.9 – Corrente em uma fase de uma MRVT.	49
Fig.5.10 – Corrente nas três fases de uma MRVT.	49
Fig.5.11– Corrente na fase de uma MRVM.	50
Fig.5.12 – Corrente numa das bobinas da MRVM.	50
Fig.5.13 – Tensão e corrente na fase da MRVT.	51
Fig.5.14 – Tensão e corrente numa das bobinas da MRVM.	51

Fig.5.15 – Velocidade da MRVT.	52
Fig.5.16 – Velocidade da MRVM.	52
Fig.5.17 – Conjugado da MRVT.	53
Fig.5.18 – Conjugado da MRVM.	53
Fig.5.19 – Rendimento de uma MRVT.	54
Fig.5.20 – Rendimento de uma MRVM.	54

Capítulo 6

Fig.6.1-Bancada de testes.	57
Fig.6.2- Tensão (canal 1) e gatilho (canal 2) em uma fase da MRVT.	58
Fig.6.3- Tensão e gatilho simulados em uma fase da MRVT.	59
Fig.6.4- Tensão (canal 1) e gatilho (canal 2) em uma fase da MRVM.	59
Fig.6.5- Tensão e gatilho simulados em uma fase da MRVM.	60
Fig.6.6-Corrente (canal 1) e gatilho (canal 2) em uma fase da MRVT.	61
Fig.6.7-Corrente (—) e gatilho (---) simulados em uma fase da MRVT.	61
Fig.6.8- Corrente (canal 1) e gatilho (canal 2) em uma das bobinas da fase da MRVM.	62
Fig.6.9- Corrente (—) e gatilho (---) simulados em uma das bobinas da fase da MRVM.	62
Fig.6.10- Corrente no barramento cc da MRVT.	63
Fig.6.11- Corrente no barramento cc da MRVT simulada.	64
Fig.6.12- Corrente no barramento cc da MRVM.	65
Fig.6.13- Corrente no barramento cc da MRVM simulada.	65
Fig.6.14- Tensão no barramento cc da MRVT.	66

Fig.6.15- Tensão simulada no barramento cc da MRVT.	66
Fig.6.16- Tensão no barramento cc da MRVM.	67
Fig.6.17- Tensão simulada no barramento cc da MRVM.	67
Fig.6.18- Curva <i>conjugado x velocidade</i> da MRVT.	68
Fig.6.19- Curva <i>conjugado x velocidade</i> da MRVM.	68
Fig.6.20- Curva <i>potência x conjugado</i> da MRVT.	69
Fig.6.21- Curva <i>potência x conjugado</i> da MRVM.	69

Anexo A

Fig.A.1- Página inicial do FEMM.	74
Fig.A.2- Definição do tipo de Problema.	74
Fig.A.3- Definição dos Parâmetros do Problema.	75
Fig.A.4- Definição da Tolerância de Importação de Arquivos DXF.	76
Fig.A.5- Lâminas de uma MRVT Importadas de Arquivos DXF.	76
Fig.A.6- Lâminas de uma MRVM Importadas de Arquivos DXF.	76
Fig.A.7- Biblioteca de Materiais.	77
Fig.A.8- Definição da Propriedade dos Materiais Escolhidos.	77
Fig.A.9-Propriedade dos Circuitos.	78
Fig.A.10-Condições de Contorno.	78
Fig.A.11-Propriedade dos Circuitos.	79
Fig.A.12-Bloco para Adicionar materiais no Desenho.	79
Fig.A.13-Bloco para Escolher os Materiais no Desenho.	79

Fig.A.14-Criação da Malha no Desenho.	80
Fig.A.15- Malha no Desenho.	80
Fig.A.16- Execução do Programa.	80
Fig.A.17- Visualização dos Resultados.	80
Fig.A.18- Execução do Programa.	81
Fig. A.20- Curva de Indutância de uma MRVT.	82
Fig. A.21- Curva de Indutância de uma MRVM.	82

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL E APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

1.1 - Considerações iniciais

A crescente demanda por energia advinda, entre outros fatores, da crescente atividade comercial e industrial, bem como do aumento do padrão de vida da população, vem exigindo, de forma contínua, elevados investimentos na produção energética brasileira e mundial.

Paralelamente, outra vertente do setor energético defende que além de se investir em maior produção energética, deve-se investir no desenvolvimento tecnológico dos equipamentos elétricos, aumentando assim o rendimento destas máquinas, causando uma significativa economia de energia.

Em países industrializados, cerca de 70% da energia gerada é consumida pelo setor industrial, onde, deste montante, 50% é consumido por máquinas elétricas. Sendo mais específico, dados nacionais mostram [1] que 40% de toda energia gerada é consumida pelo setor industrial, onde 49% dessa energia é usada na produção de força motriz, ou seja, em máquinas elétricas. Sendo assim, 20% de toda energia gerada no Brasil é consumida por motores elétricos. Esse fato é, por si só, suficiente para motivar investigações relacionadas à eficiência de motores elétricos. Neste contexto, o foco desse trabalho será em testar duas máquinas a relutância distintas, levando em conta, entre outros fatores, seus rendimentos.

Outro fato que levou à realização desse trabalho foi que os trabalhos os quais mostram um estudo comparativo entre configurações diferentes de Máquinas a Relutância Variável (MRV) ainda não incluem as várias configurações possíveis.

1.2 – Revisão Bibliográfica

As MRV são máquinas de estrutura e construção sólida e barata, montadas a partir de um rotor e de um estator compactos, de pólos salientes, com lamação em aço de grãos não orientados e bobinas concentradas apenas nos pólos do estator [17, 34, 37, 38, 39].

A redução no volume de cobre, devida ao passo curto das bobinas unipolares confinadas ao estator [40] e do volume de material magnético em razão da estrutura recortada em pólos salientes, contribui para a redução no custo de fabricação da máquina [41]. A manufatura simplificada é outro fator de economia considerável.

A ausência de bobinas no rotor e a concentração das bobinas por pólo do estator tornam essa máquina robusta e confiável [37, 40, 39]. Aliado a isto, o momento de inércia apresenta-se baixo [34]. Devido à sua arquitetura construtiva a MRV não apresenta perdas joule no rotor, o que facilita sua refrigeração que fica restrita ao estator [38]. Assim, a manutenção torna-se fácil e escassa [34]. O resultado é uma expectativa de vida útil maior [39, 35].

Não há ímãs permanentes e tampouco escovas [42]. Além de ser extremamente flexível: suas bobinas podem operar em série ou em paralelo com facilidade [40].

Alguns artigos que tratam diretamente do assunto deste trabalho, comparação entre MRV, foram encontrados, sendo que os principais são [2][3][4][5] e [6].

Em [2] o foco foi em comparar uma MRV 12x8 e uma MRV 6x4 em relação à vibração e à produção de ruído acústico, usando um software de elementos finitos (FEA). Concluiu-se que as forças radiais, que são a maior fonte de vibração, são menores na MRV 12x8, além das deformações serem cerca de $1/_{26}$ menores nessa estrutura se comparada à MRV 6x4.

Em [3] uma MRV de três fases 12x8 é comparada com uma MRV de quatro fases 16x12 que possuem o mesmo volume e sob as mesmas condições de funcionamento, em relação à capacidade de produção de potência de saída. É concluído que a capacidade de saída de potência por unidade de volume na máquina de três fases MRV 12x8 é superior a capacidade da MRV 16x12 de quatro fases, quando elas estão operando como motor ou como gerador.

A referência [4] analisa (usando elementos finitos), de maneira comparativa, várias configurações de MRV: 6x4, 8x6, 12x8, no que tange a densidade de conjugado. E mostra que essa densidade é aumentada com o aumento do número de pares de pólos que participam da produção do conjugado. Além disso, alguns aspectos de projeto são mostrados nesse trabalho.

Em [5] é feita uma comparação magnética (usando elementos finitos) de diversas configurações geométricas de estator em uma MRV 6x4. Concluindo que essas configurações distintas afetam as grandezas magnéticas, com o objetivo de se usar esse estudo no projeto e construção de máquinas.

A referência [6] compara duas novas configurações distintas de MRV com duas fases. Mais uma vez, um software de elementos finitos é usado.

Outros trabalhos tiveram maior foco em comparar as Máquinas a Relutância Chaveada (MRV) com outros tipos de máquinas [7][8][9] e [10], estes trabalhos, de um modo geral, colocam a MRV como uma promissora máquina, que possui algumas vantagens, e que pode vir a substituir, em algumas aplicações, as então consolidadas Máquinas de Indução em Gaiola de esquilo (MIG).

O trabalho [7] compara uma MRV com um motor de indução, apresentando a MRV como tendo maior eficiência e menor aumento de temperatura que a máquina de indução.

A referência [8] compara uma MRV de três fases com máquinas de indução de gaiola trifásica, mostrando novamente a MRV como a opção mais eficiente.

Os trabalhos [9] e [10] compararam uma MRV com uma máquina de indução monofásica e mostram que: a MRV possui 13 % menos material magnético e 13 % menos cobre quando comparado com a máquina de indução. Além de mostrar que, quando operando sob as mesmas condições e com a mesma carga em seu eixo, a MRV exige 37,5 % menos potência de entrada.

Assim, as vantagens apresentadas nesses trabalhos justificam, também, o estudo feito nesse tipo de máquina.

1.3 - Objetivo do trabalho

Este trabalho teve como objetivo realizar estudos comparativos entre um motor a Relutância Variável Monofásico 6x6 (MoRVM) e um de três fases 6x4 (MoRVT), a fim de verificar aspectos operacionais e, particularmente, a eficiência dessas máquinas.

Para isso, essas duas máquinas foram projetadas e construídas, sendo que ambas foram concebidas para fornecer uma potência de 6 c.v a uma velocidade de 1200 rpm.

Além disso, um conversor *half-bridge* (HB) foi construído para acionar esses motores.

Por fim, uma bancada foi montada no Laboratório de Acionamentos Elétricos da Universidade Federal de Uberlândia, contendo: duas MRV, conversor, cargas e instrumentos de medição.

Para que tal objetivo fosse alcançado, seguiram-se as seguintes etapas:

1. estudo e compreensão do funcionamento de um Motor a Relutância Variável (MoRV);
2. projeto de duas MRV de 6 cv e 1200 rpm: uma monofásica (MRVM) e outra trifásica (MRVT);

-
3. estudo dos dois projetos;
 4. simulação de uma MRVT 6x4 e de uma MRVM 6x6;
 5. estudo comparativo das duas simulações;
 6. construção de um conversor HB para acionar motores de 6 cv;
 7. obtenção de potência de entrada requerida, quando uma dada carga é colocada no eixo dos motores;
 8. comparação de rendimento das duas máquinas;

1.4 – Apresentação do conteúdo do trabalho

O Capítulo 2 contém uma revisão dos princípios eletromagnéticos fundamentais das MRV. A partir dos quais o modelo matemático das máquinas pode ser desenvolvido e usado no capítulo de simulações.

O Capítulo 3 apresenta a modelagem matemática das duas máquinas (MRVT e MRVM).

O Capítulo 4 mostra o roteiro utilizado para o projeto das MRV.

O Capítulo 5 apresenta a simulação e seus resultados.

O Capítulo 6 trata dos resultados experimentais obtidos na bancada de testes contendo as duas MRV em estudo.

O Capítulo 7 apresenta uma análise conclusiva dos Capítulos anteriores, incluindo algumas propostas para trabalhos futuros.

O Anexo A mostra como os perfis de indutância usados nas simulações das máquinas foram estimados usando um software de elementos finitos (FEMM).

CAPÍTULO 2

REVISÃO DOS PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO

2.1 – Introdução

De uma maneira geral os princípios de funcionamento de todos os conversores eletromecânicos de energia são muito parecidos, salvo algumas especificidades. No caso aqui em estudo, trata-se de um conversor de energia elétrica em energia mecânica: um motor.

Para que esta conversão aconteça, o campo magnético é usado como meio de acoplamento entre a energia elétrica (entrada) e a força mecânica (saída).

Assim, serão apresentadas aqui as características específicas de acionamento de um Motor a Relutância Variável Trifásico (MoRVT) e um Motor a Relutância Variável Monofásico (MoRVM).

2.2 – Estrutura das Máquinas a Relutância Variável

Uma máquina a Relutância Variável (MRV) é composta de uma estrutura laminada de dupla saliência, em que as bobinas estão restritas apenas aos dentes do estator [11, 12, 13, 14, 15]. Além disso, usualmente, e no caso deste trabalho, cada bobina de um par de dentes opostos do estator constitui uma fase [16, 17], como está mostrado na Fig.2.1.

Essa figura mostra uma MRV 6x4, ou seja, uma MRV com seis pólos no estator e quatro pólos no rotor. Como cada par de pólos no estator forma apenas uma fase, essa é uma Máquina a Relutância Variável de três fases.

Pode ser visto na Fig.2.1 também, a ligação em série das bobinas de cada par de dentes opostos para a formação da já citada fase. Assim, a corrente, que percorre essas bobinas, será a mesma [18, 19, 20]. A Fig.2.1 mostra as bobinas de apenas uma fase, a fase A; porém essa

configuração se repete para as outras duas fases. Neste caso, a fase A está em sua posição de completo alinhamento, essa posição foi escolhida para ser a referência nesse trabalho, ou seja, sempre que o rotor estiver alinhado com o estator numa determinada fase, diz-se que o rotor está a zero grau daquela fase.

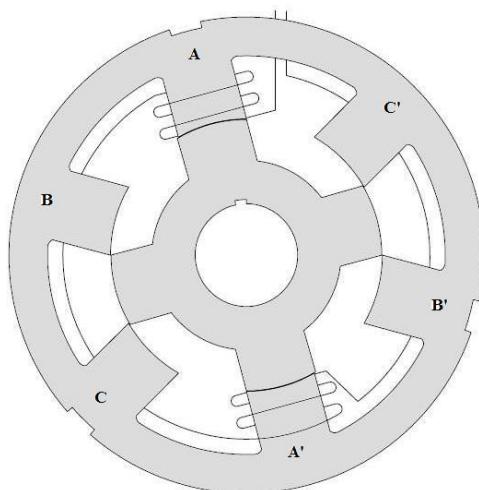


Fig.2.1 – Desenho da seção transversal de uma MRVT 6x4, mostrando o enrolamento da fase A.

A Fig.2.2 mostra uma MRV 6x6. Como pode ser visto, o que distingue as duas máquinas estudadas é apenas a quantidade de dentes no rotor e seus acionamentos. Mais uma vez, cada par de dentes opostos no estator foi ligado em série, porém a energização de todas as bobinas será realizada ao mesmo tempo, não havendo defasagem entre os pulsos, por isso, essa configuração de MRV, onde o número de dentes do rotor é igual ao número de dentes do estator, é chamada de Máquina a Relutância Variável Monofásica. A polaridade dos enrolamentos dos outros dentes também está representada na Fig.2.2.

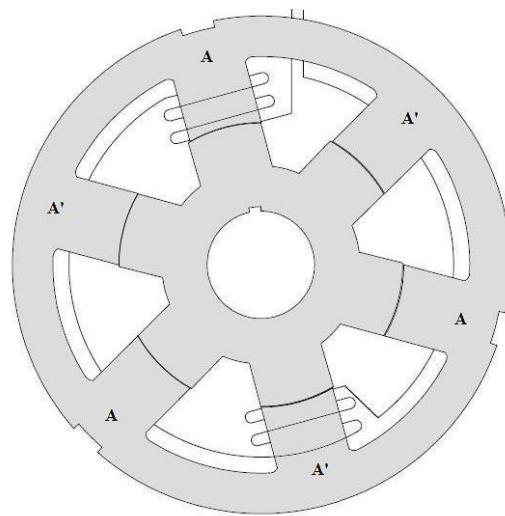


Fig.2.2 – Seção transversal de uma MRVM 6x6, mostrando uma parte do enrolamento da fase A.

2.3 – Princípios de acionamento das Máquinas a Relutância Variável

Para que cada fase seja energizada no momento correto é necessário conhecer, a todo instante, a posição do rotor. Para isso, um disco de posicionamento com sensores ópticos foi acoplado ao eixo da máquina, como mostrado na Fig.2.3.

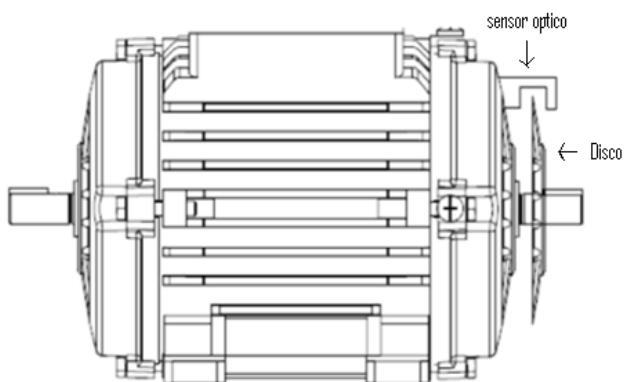


Fig.2.3 – Carcaça, sensor óptico e disco de posicionamento.

2.3.1 – Máquinas a Relutância Variável de Três Fases

Para acionar a MRVT, foi usado um conversor *half-bridge*. Este conversor foi escolhido por ser o mais aplicado no acionamento dessas máquinas [21].

Dentre os trabalhos encontrados sobre MRV alguns tratam especificamente de alguns conversores para Máquinas a Relutância [23-28].

A Fig.2.4 mostra um conversor *half-bridge* com três braços. Neste conversor, o gatilho de cada chave será controlado pelo sensor de posicionamento, de tal maneira que a fase será energizada quando estiver totalmente desalinhada (Fig.2.5), nesse ponto as chaves S_1 e S_2 serão fechadas e a corrente advinda da fonte fluirá pela bobina da fase A.

Essa energização terá um período de duração de 30 graus para o protótipo que será usado nesse trabalho, ou seja, quando estiver faltando 15 graus para o completo alinhamento essa fase será desligada, desligando as chaves S_1 e S_2 (Fig.2.6). Neste ponto, a energia que foi armazenada na bobina da fase A será devolvida à fonte, estabelecendo uma roda livre com os diodos D_1 , D_2 e a fonte.

O mesmo acontece com as outras duas fases.

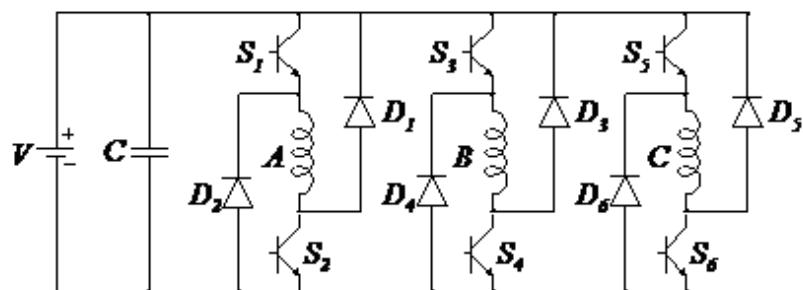


Fig.2.4 – Conversor *half-bridge* trifásico.

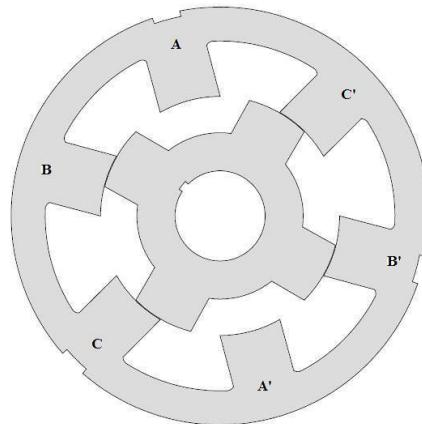


Fig.2.5 – Fase A completamente desalinhada em uma MRVT.

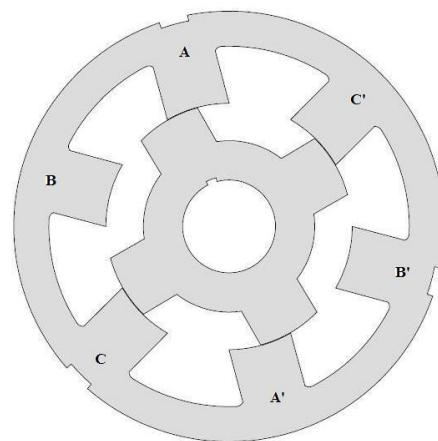


Fig.2.6 – Fase A faltando 15 graus para alinhar em uma MRVT.

A Fig.2.7 mostra o que acontece eletricamente quando um pulso de tensão é aplicado em uma fase, da posição mostrada na Fig.2.5 até a posição da Fig.2.6. É a tensão positiva aplicada sob a fase que provocará o aparecimento de corrente no enrolamento. Como pode ser visto nesta figura (Fig.2.7), após a retirada do pulso, a corrente ainda demora a atingir valor próximo de zero, é por isso que se deve desligar o pulso de energia antes da posição de completo alinhamento, caso contrário, seria gerado um conjugado negativo pela fase.

A tensão negativa que aparece sob a fase é consequência do desligamento das chaves dessa fase, que reduzem o circuito a uma roda livre onde estão presentes a bobina da fase, os diodos e a fonte (etapa regenerativa).

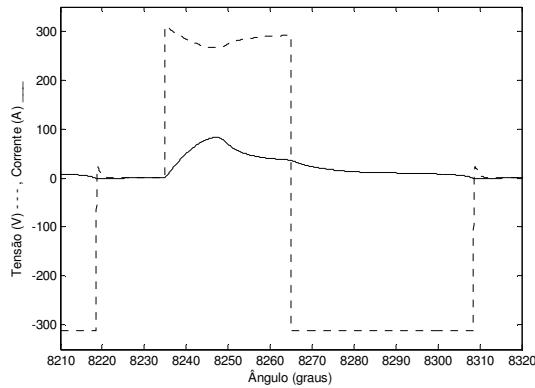


Fig.2.7 – Tensão e corrente em uma MRVT.

O nome Máquina a Relutância Variável (MRV), se deve ao fato de que nesta máquina a Relutância está sempre variando, levando conseqüentemente a uma dependência entre a variação da indutância da fase com a posição instantânea do rotor. No caso da configuração 6x4 o perfil de relutância tem um período de 90 graus. A Fig.2.8 mostra o perfil típico de indutância de uma MRVT.

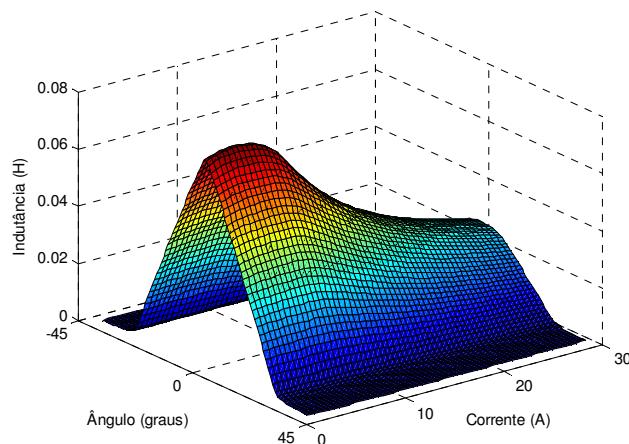


Fig.2.8 – Perfil de indutância de uma MRVT.

Além disso, a indutância é função da corrente que é aplicada no enrolamento da fase, por isso a Fig.2.8 é uma superfície que mostra a indutância em relação à posição e à corrente.

2.3.2 – Máquina a Relutância Variável Monofásica

A Máquina a Relutância Variável Monofásica é uma máquina onde, tipicamente, o número de dentes no rotor e no estator são iguais. Sendo assim, ocorre apenas um perfil de indutância. Por isso, essas máquinas são tidas como tendo apenas uma fase.

É comum encontrar projetos com 2x2, 4x4, 6x6 e 8x8 pólos no estator e rotor, respectivamente [11]. Aqui, será analisada a máquina com configuração 6x6.

Para acionar essa máquina, novamente utilizou-se um conversor *half-bridge*, contudo, nesse caso, faz-se necessário um conversor com apenas um braço [22], como mostrado na Fig.2.9.

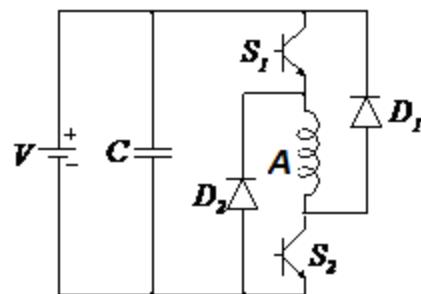


Fig.2.9 – Conversor *half-bridge* monofásico.

Assim, quando o rotor estiver em completo desalinhamento, 30° da posição de alinhamento, a máquina será energizada (Fig.2.10). Nesse ponto, as chaves S_1 e S_2 serão fechadas e a corrente advinda da fonte fluirá pelo enrolamento da fase.

Essa energização terá um período de duração de 15° , ou seja, quando estiver faltando 15° para o completo alinhamento a fase será desligada, desligando as chaves S_1 e S_2 .

(Fig.2.11). Neste ponto, a energia que foi armazenada na bobina da fase será devolvida à fonte. Estabelecendo então, uma roda livre com os diodos D_1 , D_2 e a fonte.

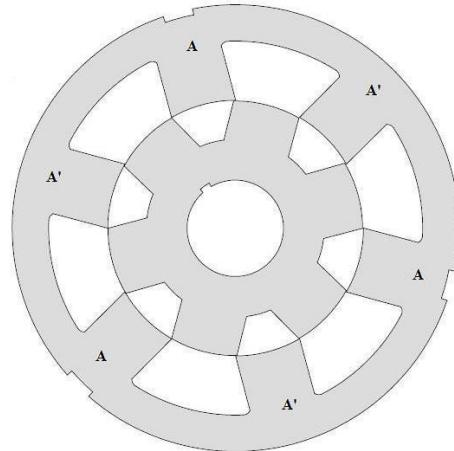


Fig.2.10 – Fase A completamente desalinhada em uma MRVM.

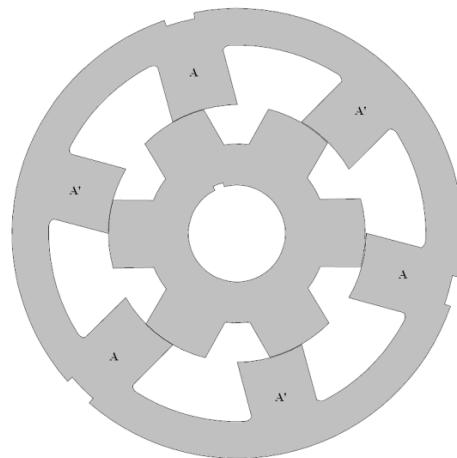


Fig.2.11 – Fase A faltando 15° para alinhar em uma MRVM.

A Fig.2.12 mostra o que acontece eletricamente quando um pulso é aplicado na fase de um Motor a Relutância Variável Monofásico (MRVM), da posição mostrada na Fig.2.10 até a posição da Fig.2.11. As explicações sobre essa figura são as mesmas dadas para a Fig.2.7. Porém pode ser visto que aqui a máquina recebe o pulso de energização em sua bobina por apenas 15° (na MRVT é por 30°), caso contrário, tem-se conjugado negativo. A

seção a seguir (2.4) mostrará, fisicamente e matematicamente, as explicações sobre produção de conjugado (positivo e negativo) nessa máquina.

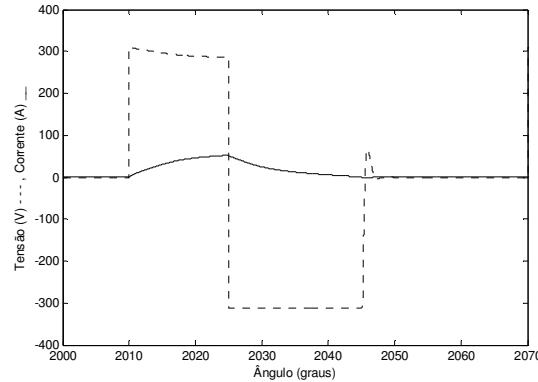


Fig.2.12 – Tensão e corrente em uma MRVM.

No caso da configuração 6x6 o perfil de relutância tem período de 60° . A Fig.2.13 mostra o perfil de indutância de uma MRVM.

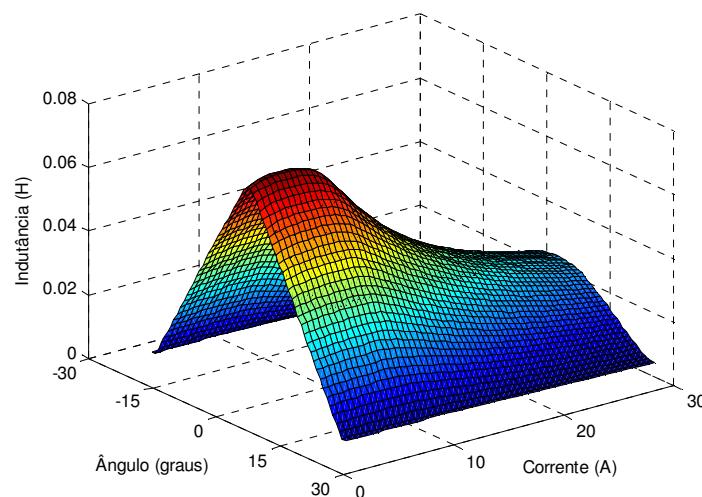


Fig.2.13 – Perfil de indutância de uma MRVM.

2.4 – Produção de Conjugado em uma MRV

Os ângulos de disparo (janelas de condução), que equivalem ao ângulo onde se mantém uma fase energizada foram estabelecidos através de simulação. Sendo assim, são aplicáveis aos protótipos que serão construídos nesse trabalho.

Porém existem explicações sobre os porquês de não se manter o pulso de tensão por mais ou menos tempo na fase.

Como se trata de um motor, o objetivo é a produção de conjugado eletromagnético, que produz rotação em uma direção. Conjugados contrários á essa direção adotada, diminuem o rendimento da máquina. Aparece assim, a necessidade de se conhecer a equação que rege o comportamento da produção de conjugado nessas máquinas.

Em uma MRV a tensão aplicada em um enrolamento é

$$v = Ri + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \quad (2.1)$$

Onde: $\lambda = i * L$, λ é o fluxo concatenado, i é a corrente no enrolamento e L é a indutância da fase. E a indutância é dependente da corrente e da posição angular do rotor, logo, a equação (2.1) se torna

$$v = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} + i \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2.2)$$

As etapas existentes entre a equação 2.1 e a equação 2.2 estão melhor mostradas no Cap. 3 que trata da modelagem da máquina. Se a equação 2.2 for multiplicada pela corrente da fase, tem-se então, a potência instantânea na fase.

$$vi = Ri^2 + iL \frac{\partial i}{\partial t} + i^2 \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2.3)$$

A variação da energia armazenada no campo magnético (\mathbf{dw}_{campo}) é dada por [29]

$$\mathbf{dw}_{campo} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} i^2 L \right) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt} + Li \frac{di}{dt} \quad (2.4)$$

Como a indutância é função do tempo e da posição, a equação 2.4 torna-se

$$\mathbf{dw}_{campo} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + Li \frac{di}{dt} \quad (2.5)$$

Como, $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ vem:

$$\mathbf{dw}_{campo} = \frac{1}{2} i^2 \omega \frac{dL}{d\theta} + Li \frac{di}{dt} \quad (2.6)$$

A energia gasta nas perdas joule (Ri^2) somada com a energia armazenada no campo magnético e a energia transformada em força mecânica w_{mec} são iguais à energia total instantânea mostrada na equação (2.3). E a energia mecânica é proporcional ao conjugado (C) e à velocidade de rotação da máquina (ω), logo

$$Ri^2 + iL \frac{di}{dt} + i^2 \omega \frac{dL}{d\theta} = \frac{1}{2} i^2 \omega \frac{dL}{d\theta} + Li \frac{di}{dt} + Ri^2 + C\omega \quad (2.7)$$

Simplificando:

$$-C\omega = \frac{1}{2} i^2 \omega \frac{dL}{d\theta} - i^2 \omega \frac{dL}{d\theta} \quad (2.8)$$

Logo o conjugado (C) eletromagnético será:

$$C = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (2.9)$$

A equação (2.9) mostra que o conjugado tem a direção controlada pelo sinal da variação da indutância ($\frac{dL}{d\theta}$). Em um motor deseja-se que esse valor seja positivo em todos os instantes. Então, a corrente na fase deve ter valor zero quando a posição e movimento coincidirem com a derivada negativa da curva de indutância.

A Fig. 2.13 ilustra essa situação onde tensão é aplicada e retirada a tempo de se extinguir a corrente na fase, antes do período de variação negativa de indutância em relação à posição do rotor.

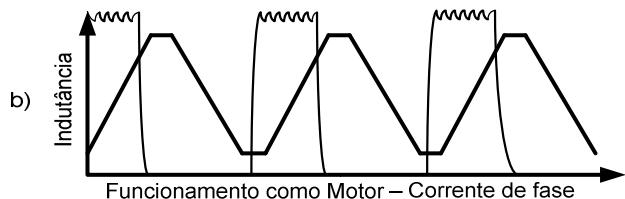


Fig.2.14 – Indutância e corrente em uma MRV.

Assim, pode-se concluir que não há uma regra sobre quantos graus uma MRV deve ser energizada, porém é necessária a realização de testes para determinar quantos graus a corrente demora para se extinguir, para que um conjugado negativo indesejado não apareça no eixo do motor.

2.5 – Efeitos dos ângulos de disparo nas MRV

No acionamento de Máquinas a Relutância Variável deve-se conhecer a posição angular do rotor em relação ao estator a todo instante, para que os chaveamentos apresentados nas seções anteriores sejam feitos corretamente.

As MRV são máquinas duais, ou seja, podem ser acionadas como motor e como gerador. Sendo que a diferença entre o acionamento de motor e gerador está apenas nos ângulos de disparos. No caso do motor, a energização é feita enquanto o rotor está alinhando com o estator (derivada de indutância positiva). No caso do gerador, a energização é feita na enquanto o rotor está desalinhando do estator (derivada negativa da indutância).

Outro importante fato de se salientar é que um correto posicionamento dos sensores de posição e uma escolha adequada dos ângulos de disparo influenciarão diretamente na operação e desempenho dessas máquinas.

2.6 – Efeitos da saturação do material ferro magnético nas MRC

Na literatura sobre MRV vê-se muito a afirmativa de que se deve, preferencialmente, trabalhar com essas máquinas saturadas [21] [30] [31]. Mas as explicações físicas sobre o porquê nem sempre aparecem. Assim, pretende-se explicar essa afirmação: a Fig.2.14 mostra a curva fluxo magnético concatenado (λ) por corrente (i) de uma MRV na posição de completo alinhamento. Percebe-se que o fluxo vai diminuindo sua declividade com o aumento da corrente (devido à saturação).

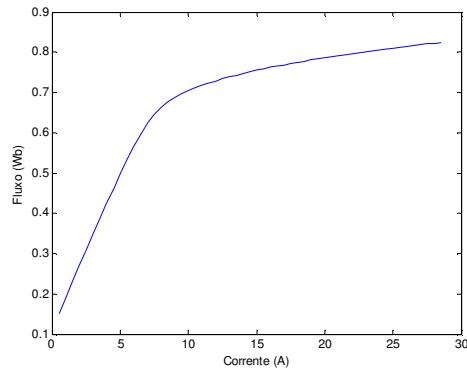


Fig.2.15 – fluxo magnético concatenado (λ) por corrente (i) na fase da MRV.

Como se sabe, a corrente na bobina é diretamente proporcional ao fluxo magnético (λ) e inversamente proporcional à indutância (L) da fase.

$$i = \frac{\lambda}{L} \quad (2.1)$$

No caso do motor o pulso de tensão é aplicado em posições do rotor onde a derivada da indutância é positiva, ou seja, o rotor está saindo da posição de desalinhamento e caminhando para a posição de alinhamento (0^0). Assim, se a máquina está saturada, o fluxo da equação (2.1) tem um valor consideravelmente constante, se a indutância está aumentando (ação motora) então a corrente vai, naturalmente, diminuir. Isso significa que para a manutenção do fluxo de saturação é necessária uma corrente menor quando a indutância está

aumentando. Isso aumenta o rendimento, pois diminui a corrente na fase. Assim, é exigido menos potência da fonte de entrada.

2.7 – Conseqüências do perfil de indutância nas MRV

Será mostrado no capítulo 3 (na modelagem das máquinas) que tanto a força magneto motriz (FMM) quanto o conjugado gerado pelas MRC são diretamente proporcionais a derivada da indutância em relação ao ângulo. Logo, esse valor de derivada será importante na determinação do rendimento dessas máquinas.

2.8 – Conclusões

Esse capítulo apresentou os princípios básicos de operação das MRV, explicitando as variáveis a serem consideradas na modelagem, simulação e acionamento dessas máquinas.

O próximo capítulo trata da modelagem matemática.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM MATEMÁTICA

3.1 – Introdução

A Máquina a Relutância Variável é uma máquina comparativamente simples, entre os diversos tipos de máquinas existentes. Seu modelo matemático, assim como o de outras máquinas, é baseado em equações básicas que descrevem o comportamento de sistemas elétricos e mecânicos. Esse capítulo tem como objetivo apresentar o modelo matemático utilizado para a simulação digital. Salienta-se que o desenvolvimento pormenorizado do modelo foi motivo de estudo em trabalhos anteriores [11, 12, 13, 21, 29].

3.2 – Equacionamento das Forças

A máquina a relutância é constituída por uma estrutura de dupla saliência, onde os enrolamentos de uma fase estão dispostos em um par de dentes opostos do estator, como mostrado na figura 3.1., e como foi dito anteriormente.

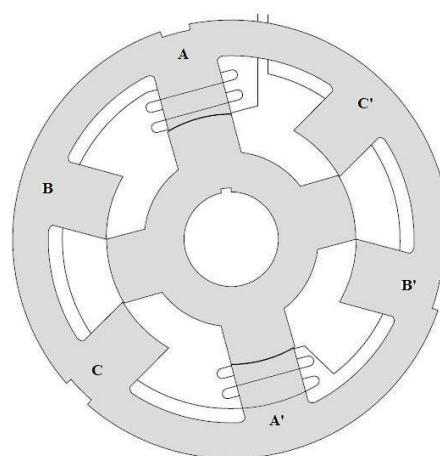


Fig.3.1 – Desenho da seção transversal de uma MRVT 6x4, mostrando o enrolamento da fase A.

Como, em um indutor o fluxo concatenado por sua bobina (λ) é proporcional a corrente (i) que percorre a bobina e à sua indutância(L), tem-se

$$\lambda = Li \quad (3.1)$$

A tensão induzida em um indutor (e) é proporcional a variação deste fluxo concatenado (λ) em relação ao tempo, então

$$e = \frac{\partial \lambda}{\partial t} \quad (3.2)$$

Desta forma, a tensão nos terminais de cada fase tem natureza resistiva, devido à resistência dos condutores; e natureza indutiva, devido à indutância da bobina [21], sendo assim

$$v = Ri + e \quad (3.3)$$

Onde:

$$v = Ri + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \quad (3.4)$$

Como o fluxo concatenado pelas bobinas é proporcional à indutância e à corrente, a solução da equação (3.4) envolve uma derivada parcial, onde primeiramente L é considerada constante e i variável, e depois i é considerada constante e L é variável. Como L é variável em relação à posição do rotor e ao tempo, substituindo a equação (3.1) na equação (3.4) e resolvendo, tem-se

$$v = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} + i \frac{\partial L}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.5)$$

Conceitualmente, como a derivada da posição angular do rotor (θ) em relação ao tempo é a velocidade angular (ω)

$$v = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} + i \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (3.6)$$

A equação (3.6) descreve a MRV eletricamente, porém para uma modelagem completa faz-se necessária outra equação que vislumbre a máquina mecanicamente. Para tal, basta fazer o equacionamento das forças de tal maneira que elas estejam equilibradas. Sendo assim, a energia que entra no sistema irá gerar um conjugado eletromagnético (T_{emg}). Como resultado dessa entrada será gerado um conjugado mecânico (T_{mec}) na saída do sistema. Além disso, deve-se considerar que esta máquina deve ser capaz de vencer a inércia do sistema ($J \frac{d\omega}{dt}$), e de vencer o atrito dinâmico dos mancais ($D\omega$) [21]. Sendo assim:

$$T_{emg} = T_{mec} + D\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.7)$$

Onde:

D é o coeficiente de atrito viscoso do sistema;

J é o momento de inércia do sistema.

O conjugado eletromagnético é dado por [29]

$$T_{emg} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (3.8)$$

Portanto a equação (3.6) e a equação (3.7), juntas, descrevem de maneira completa (elétrica e mecanicamente) uma MRV monofásica, porém este trabalho consistirá na comparação entre uma máquina monofásica e uma máquina trifásica, a qual deve ser representada de maneira matricial para que todas as fases sejam consideradas no modelo, então, para a máquina de três fases tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ -T_{mec} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ -i_1 r_1 & -i_2 r_2 & -i_3 r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & i_1 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & i_2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & i_3 \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Onde:

$$r_1 = \frac{1}{2} \frac{dL_1}{d\theta}; r_2 = \frac{1}{2} \frac{dL_2}{d\theta}; r_3 = \frac{1}{2} \frac{dL_3}{d\theta};$$

\dot{I}_1 é a derivada da corrente da fase 1 no tempo;

\dot{I}_2 é a derivada da corrente da fase 2 no tempo;

\dot{I}_3 é a derivada da corrente da fase 3 no tempo;

$\dot{\omega}$ é a variação da velocidade angular no tempo;

$\dot{\theta}$ é a variação da posição do rotor no tempo.

3.3 – Conclusão

O modelo matemático apresentado nesse capítulo descreve de maneira completa as MRV estudadas nesse trabalho. Esse modelo será implementado e utilizado nas simulações digitais apresentadas nos próximos Capítulos. A seguir, trata-se do projeto dos protótipos de MRV utilizado no trabalho.

CAPÍTULO 4

PROJETO DE DUAS MÁQUINAS A RELUTÂNCIA CHAVEADAS

4.1 – Introdução

Os projetos de MRV apresentados neste capítulo seguem orientações da literatura clássica para projetos de máquinas elétricas, particularmente [11] e [13]. Além de aproveitar também a experiência acumulada no LAcE (Laboratório de Acionamentos Elétricos) proveniente de projetos anteriores[16] [21] [30] [31].

4.2 – MRV DE 6 CV

Nesse trabalho foi projetada uma MRV capaz de fornecer uma potência aproximada de 6 cv em seu eixo, e que tenha uma velocidade nominal de 1200 rpm.

Como $1 \text{ cv} \cong 735,5 \text{ W}$ e $1 \text{ rpm} = 2\pi/60 \text{ rad/s}$, a potência da máquina e sua velocidade são, aproximadamente e respectivamente, em unidades do SI, de $4,4641 \text{ kW}$ e de $125,664 \text{ rad/s}$.

Como potência (P) é a energia ou trabalho (T) gasto por unidade de tempo, então:

$$P = \frac{T}{\Delta t} \quad (\text{W}) \quad (4.1)$$

E trabalho é proporcional a força e ao deslocamento:

$$T = F \cdot \Delta\theta \quad (\text{J}) \quad (4.2)$$

Onde $\Delta\theta$ é o deslocamento angular. Substituindo a equação (4.2) na (4.1) obtém-se:

$$P = \frac{F \cdot \Delta\theta}{\Delta t} \quad (\text{W}) \quad (4.3)$$

Conceitualmente $(\frac{\Delta\theta}{\Delta t})$ é a velocidade angular (ω) em rad/s, e as forças envolvidas em máquinas rotativas são forças rotativas, podendo a força (F), nas equações anteriores, ser

entendida como conjugado (C), de forma que a potência desenvolvida no eixo da máquina é proporcional a sua velocidade angular e ao seu conjugado (C), como está mostrado na equação (4.4).

$$P = C \cdot \omega \quad (\text{W}) \quad (4.4)$$

Como, $P = 4,4641 \text{ kW}$ e $\omega = 125,664 \text{ rad/s}$, então: deseja-se projetar um máquina de forneça um conjugado de $C = 35,524 \text{ N*m}$ em seu eixo. Esse conjugado tem origem nas interações eletromagnéticas e se manifestará no rotor da máquina.

A equação que relaciona grandezas que tem origem eletromagnética (F e B) com grandezas geométricas da máquina (D_r e l) é [11] [13] [29] [30]

$$F = A * B * \pi * D_r * l \quad (\text{N}) \quad (4.5)$$

Uma vez encontrada a força que atua na superfície do rotor, basta multiplicar essa força pelo raio do rotor, que mede metade do diâmetro ($D_r/2$), para se encontrar o conjugado. Assim, tem-se que o conjugado (C) fornecido por essa máquina será:

$$C = \frac{1}{2} * B * A * \pi * D_r^2 * l \quad (\text{N*m}) \quad (4.6)$$

Em geral a equação (4.6) é escrita considerando uma constante k que é proporcional ao carregamento elétrico (A) e ao carregamento eletromagnético (B), além de se relacionar com o conjugado por volume do rotor (TRV) dado em (N*m/m^3) [13]. Sendo assim, a equação (4.6) toma a seguinte forma:

$$C = k * D_r^2 * l \quad (\text{N*m}) \quad (4.7)$$

Onde:

$$k = \frac{TRV * \pi}{4} \quad (4.8)$$

A equação (4.7) fornece o conjugado da máquina, assim, como foi mostrado na equação (4.4), para se obter a potência da máquina basta multiplicar essa expressão pela velocidade angular (ω) especificada para a máquina. Fazendo isso e substituindo a equação (4.8) na equação (4.7), tem-se:

$$P = \frac{TRV * \pi}{4} * D_r^2 * l * \omega \quad (\text{W}) \quad (4.9)$$

Os parâmetros D_r e l se relacionam através da variável k_1 da seguinte maneira:

$$k_1 = \frac{l}{D_r} \quad (4.10)$$

A variável k_1 é a indicação de qual será o formato da máquina, mostrando a relação entre diâmetro e comprimento. Logo, a equação (4.10) pode ser escrita da seguinte maneira:

$$l = k_1 * D_r \quad (4.11)$$

Substituindo a equação (4.11) na equação (4.9) e isolando a variável D_r , tem-se:

$$D_r = \sqrt[3]{\frac{4 * P}{TRV * \pi * K_1 * \omega}} \quad (\text{m}) \quad (4.12)$$

A equação (4.12) apresenta dois parâmetros desconhecidos, TRV e k_1 . Nesse trabalho será usado um k_1 de 1,4363 e o TRV será retirado da Tabela 4.1 [13] a seguir, e o valor usado será 16000 para motores de aplicações industriais

Tabela 4.1– Valores Típicos de TRV

Tipos de Motores	$k.N.m/m^3$
Motores pequenos totalmente fechados	2.5-7
Motores para aplicações industriais	7-30
Servomotores de alta-performance	15-50
Motores para aplicações aeroespaciais	30-75
Motores grandes, refrigeração com líquidos	100-250

Tem-se assim, todos os dados desejados para se determinar o diâmetro do rotor da máquina sob projeto. Logo, resolvendo a equação (4.12) tem-se que o diâmetro do rotor será de:

$$D_r = \sqrt[3]{\frac{4*P}{TRV*\pi*K_1*\omega}}$$

$$D_r = \sqrt[3]{\frac{4*4464,1}{16000*\pi*1,4363*125,664}}$$

$$D_r \cong 0.12532 \text{ m}$$

Usando a equação (4.11) tem-se que o comprimento da máquina será de aproximadamente:

$$L = k_1 * D_r$$

$$L = 1,4363 * 0.12532$$

$$L \cong 0.18 \text{ m}$$

Determinado o diâmetro do rotor e o comprimento da máquina pode-se seguir um roteiro apresentado em [13, 31], para a determinação das outras dimensões. Ressalta-se aqui que experiência acumulada em projetos é importante quando da escolha dos valores das constantes, já que a recomendação bibliográfica é dada em faixa de valores.

4.2.1 – Escolha do Ângulo do Pólo do Estator

De acordo com as referências [13, 31], o ângulo máximo do estator (β_s) onde a fase pode produzir conjugado diferente de zero é dado por 180° dividido pelo número de pólos que se deseja que o estator tenha. Outra maneira de se interpretar essa equação seria pegar o numero de pólos do estator (N_{ps}), que no caso deste trabalho é seis, somar com o número de espaços, que será seis também, e dividir por 360° . Sendo assim, o ângulo do estator (β_s) será de:

$$\beta_s = \frac{180}{N_{ps}} \quad (\text{graus}) \quad (4.13)$$

$$\beta_s = \frac{180}{6}$$

$$\beta_s = 30^\circ$$

4.2.2 – Obtenção do Comprimento do Entreferro

As referências [13] e [16] indicam que o valor do entreferro (g) deve estar em torno de 0.5% do diâmetro do rotor. Para aumentar o fluxo, o entreferro foi considerado o menor possível, sendo usado nesse trabalho um entreferro de 0,24% do diâmetro do rotor, portanto:

$$g = 0,24 * D_r \quad (\text{m}) \quad (4.14)$$

Assim:

$$g = 0,24 * 0,12532$$

Logo:

$$g \cong 0,0003 \text{ m}$$

4.2.3 – Altura da culatra do Estator

Essa altura deve ser suficiente para que a densidade de fluxo magnético na culatra não seja maior que a densidade de fluxo magnético nos pólos do estator. A Fig. 4.1 mostra essa situação desejada, onde uma simulação foi feita usando uma MRV 6x6 na posição alinhada. Como pode ser observado, a densidade de fluxo magnético na culatra do estator é menor que a densidade de fluxo magnético nos pólos do estator. A posição de completo alinhamento foi escolhida porque é essa a posição onde a densidade de fluxo é maior.

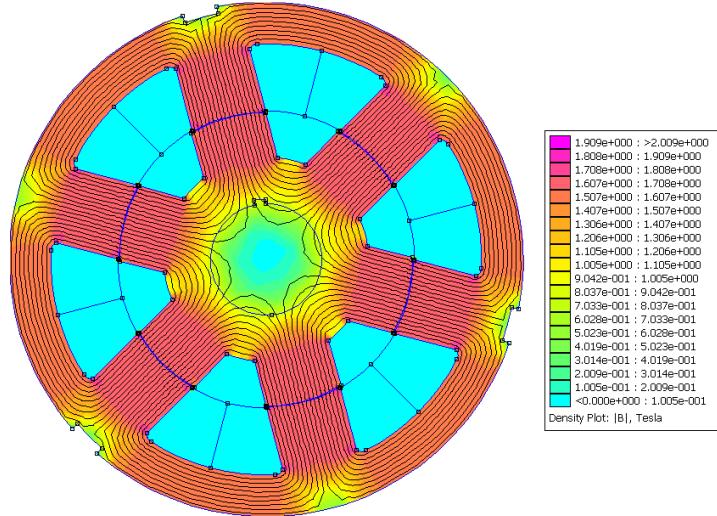


Fig. 4.1- Densidade de fluxo magnético em uma MRV 6x6.

Também pode ser visto na Fig. 4.1 que o fluxo magnético que passa pelos pólos do estator se divide na culatra, indo aproximadamente metade para cada lado. Sendo assim, a altura da culatra (y_s) deve ter no mínimo metade da largura do pôlo do estator.

Na Fig.4.2 pode-se observar que a largura do pólo do estator é equivalente ao seno do ângulo β_s que no caso deste trabalho é 30° , como o que se deseja é descobrir a metade desse valor, o ângulo usado terá metade do valor de β_s .

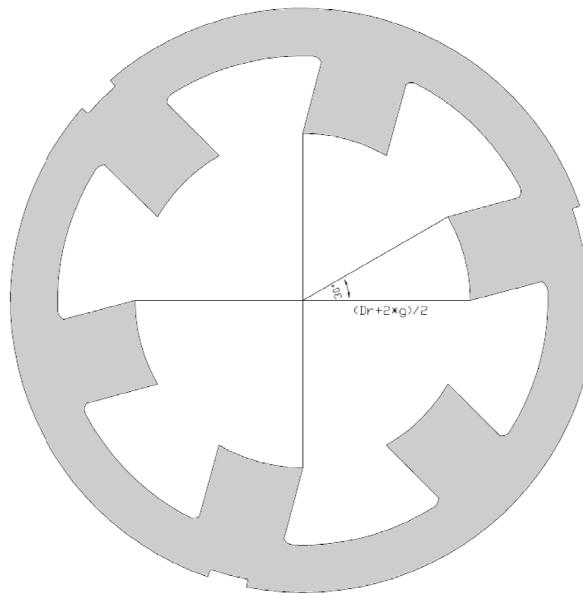


Fig.4.2- Perfil das lâminas do estator de uma MRV.

Uma análise na Fig. 4.2 indica que o valor da culatra será de no mínimo:

$$y_s = \left(\frac{D_r+2*g}{2}\right) * \text{sen}(\frac{\beta_s}{2}) \quad (\text{m}) \quad (4.15)$$

As referências [13] e [16] recomendam que esse valor, se possível, seja maior que o indicado pela equação (4.15). Para esse trabalho, considerou-se um valor 10% maior, sendo assim a equação (4.15) toma a seguinte forma:

$$y_s = 1,1 * \left(\frac{D_r+2*g}{2}\right) * \text{sen}(\frac{\beta_s}{2}) \quad (\text{m}) \quad (4.16)$$

Portanto:

$$y_s = 1,1 * \left(\frac{0,12532 + 2 * 0,0003}{2}\right) * \text{sen}(\frac{30^\circ}{2})$$

Finalmente:

$$y_s \cong 0,01788 \text{ m}$$

4.2.4 – Diâmetro Externo do Estator

Na literatura sobre projeto de MRV [13, 16], a relação do diâmetro do rotor (D_r) pelo diâmetro externo do estator (D_s) deve variar entre os valores 0,4 a 0,7, como indicado na equação (4.17):

$$0,4 \leq \frac{D_r}{D_s} \leq 0,7 \quad (4.17)$$

Porém, no caso desse projeto foi usada uma carcaça comercial da WEG (132 M). Assim, o diâmetro externo do estator foi fixado em 0,21996 m que corresponde ao diâmetro dessa carcaça. Usando a equação (4.20), isso implica que:

$$\frac{D_r}{D_s} \cong 0,57$$

4.2.5 – Largura do Pólo do Estator

Na obtenção da altura da culatra do estator (y_s) foi dito que o valor dessa culatra deveria ser a metade da largura do pólo do estator (t_s). Essa afirmação esta mostrada na equação (4.15). Sendo assim, como o que se deseja agora é encontrar a largura do pólo do estator, basta multiplicar a equação (4.18) por dois. Assim:

$$t_s = 2 * \left(\frac{D_r + 2 * g}{2} \right) * \text{sen}(\frac{\beta_s}{2}) \quad (\text{m}) \quad (4.18)$$

Daí tem-se que:

$$t_s = 2 * \left(\frac{0,12532 + 2 * 0,0003}{2} \right) * \text{sen}(\frac{30^\circ}{2})$$

Portanto:

$$t_s \cong 0,03259 \text{ m}$$

4.2.6 – Largura do Pólo do Rotor

Segundo [13] a largura do pólo do rotor deve ser maior que largura do pólo do estator para permitir que haja um aumento da permeância na posição de completo alinhamento dos pólos do estator e do rotor. É comum considerar um aumento de $2 * g$ no pólo do rotor, logo:

$$t_r = t_s + 2 * g \quad (\text{m}) \quad (4.19)$$

Portanto:

$$t_r = 0,03259 + 2 * 0,0003$$

Assim:

$$t_r \cong 0,03319 \text{ m}$$

4.2.7 – Cálculo do Ângulo do Pólo do Rotor

Uma vez que se sabe a largura do pólo do rotor (t_r) e o diâmetro do rotor (D_r), então, o ângulo do pólo do rotor (β_r) é o ângulo cujo seno dado pela largura t_r dividida pelo raio $\frac{D_r}{2}$, assim:

$$\beta_r = 2 * \arcsen\left(\frac{t_r}{D_r}\right) \quad (\text{graus}) \quad (4.20)$$

Sendo assim:

$$\beta_r = 2 * \arcsen\left(\frac{0,03319}{0,12532}\right)$$

E finalmente:

$$\beta_r \cong 30,72^\circ$$

4.2.8 – Cálculo da Altura do Pólo do Rotor

A equação (3.8) indica que o conjugado eletromagnético produzido por uma MRV é proporcional a variação da indutância em relação à posição angular, assim ($T_{emg} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$),

então é desejável que essa variação seja a máxima possível. A referência [13] sugere que, para se obter esse efeito, a altura do pólo do rotor (d_r) seja no mínimo de 20 a 30 vezes o comprimento do entreferro (g). Essa mesma referência indica também que na prática a altura do pólo do rotor (d_r) pode ser a metade da largura do pólo do estator (t_s), sendo assim:

$$d_r = \frac{t_s}{2} \quad (\text{m}) \quad (4.21)$$

Então, tem-se:

$$d_r = \frac{0,03259}{2}$$

Assim:

$$d_r \cong 0,01630 \text{ m}$$

4.2.9 – Altura da culatra do Rotor

Na obtenção da culatra do rotor é feito o mesmo raciocínio que foi usado na obtenção da culatra do estator, ou seja, na culatra a densidade de fluxo magnético não pode ser maior que a densidade de fluxo magnético no pólo do rotor. Novamente pode-se observar na Fig.4.1 que o fluxo magnético que flui nos pólos do rotor se divide aproximadamente pela metade na culatra do rotor, sendo assim, a culatra do rotor (y_r) deve ter uma altura mínima de metade da largura do dente do rotor (t_r). As referências [13] e [16] recomendam um acréscimo de 20% a 40% para este valor.

Nesse trabalho foi usado um acréscimo de 20%. Desta forma

$$y_r = \frac{t_r}{2} \quad (\text{m}) \quad (4.22)$$

O que leva à:

$$y_r = 1,2 * \frac{0,3319}{2}$$

Finalmente:

$$y_r \cong 0,01991 \text{ m}$$

Na prática esse valor ficou alterado, pois do eixo usado não foi um eixo projetado, e sim o eixo comercial da carcaça 132 M da WEG.

4.2.10 – Diâmetro do Eixo do Motor

O diâmetro do eixo pode ser definido pela Equação a seguir:

$$D_{eix} = D_r - 2 * (d_r + y_r) \quad (\text{m}) \quad (4.23)$$

O que implicaria:

$$D_{eix} = 0,12532 - 2 * (0,01630 + 0,01991)$$

Assim, o diâmetro do eixo vale:

$$D_{eix} \cong 0,05290 \text{ m}$$

Porém, como já foi dito, o diâmetro do eixo utilizado é o do eixo usado na carcaça 132 M. Logo, o diâmetro do eixo usado será de 0,04752 m.

4.2.11 – Altura do Pólo do Estator

A altura do pólo do estator pode ser determinada de maneira lógica, usando os dados encontrados até agora, assim:

$$d_s = \frac{1}{2}(D_s - D_r - 2 * (g + y_s)) \quad (\text{m}) \quad (4.24)$$

Substituindo os valores:

$$d_s = \frac{1}{2}(0,21996 - 0,12532 - 2 * (0,0003 + 0,01788))$$

Resolvendo:

$$d_s = 0,02914 \text{ m}$$

Faz-se, então, necessário o desenho das lâminas que constituirão os núcleos de estator e rotor.

4.3 – Desenhos das lâminas de uma MRV

Nesse trabalho pretende-se projetar, simular, construir e acionar duas MRV, uma trifásica (6x4) e outra monofásica (6x6). O projeto que foi realizado na seção anterior servirá para a construção dessas duas máquinas, pois as referências de ambas são iguais. Por exemplo, no cálculo do ângulo do rotor e no cálculo da culatra do estator e do rotor, dimensões do estator são usadas como referência. Sendo assim, como o estator é o mesmo para as duas máquinas, o restante das dimensões também serão as mesmas.

4.3.1 – Desenhos das lâminas do estator do protótipo de MRV

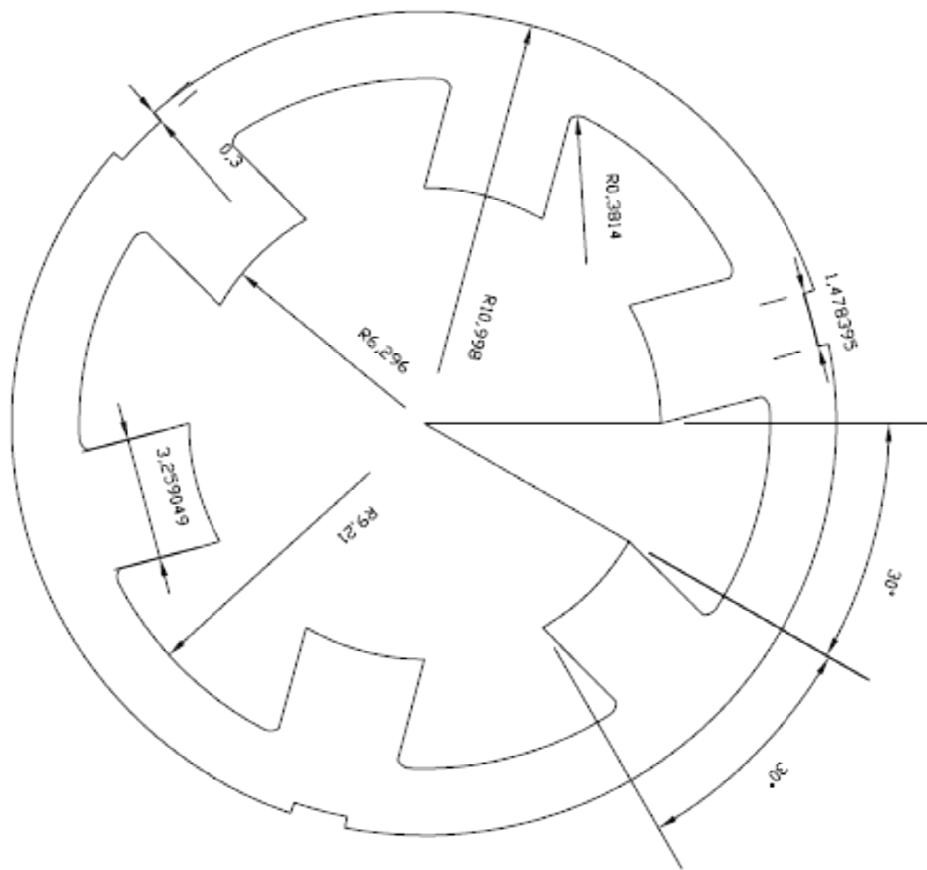


Fig. 4.3- Lâminas do estator.

4.3.2 – Desenhos das lâminas de um rotor com quatro dentes do protótipo de MRV

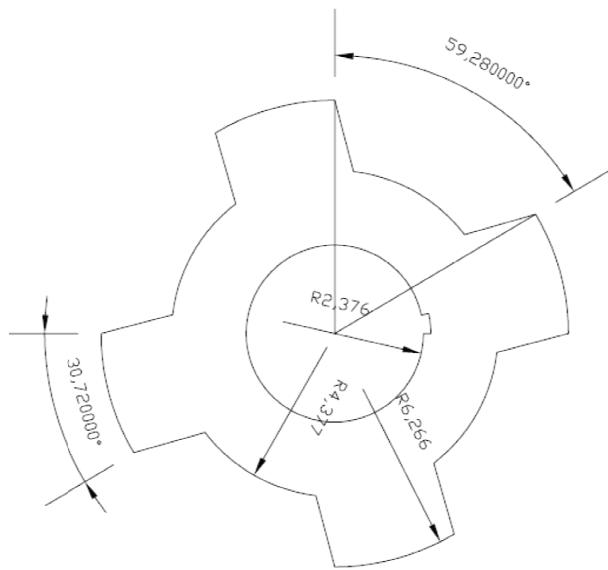


Fig.4.4- Lâminas do rotor de quatro dentes.

4.3.3 – Desenhos das lâminas de um rotor de seis dentes do protótipo de MRV

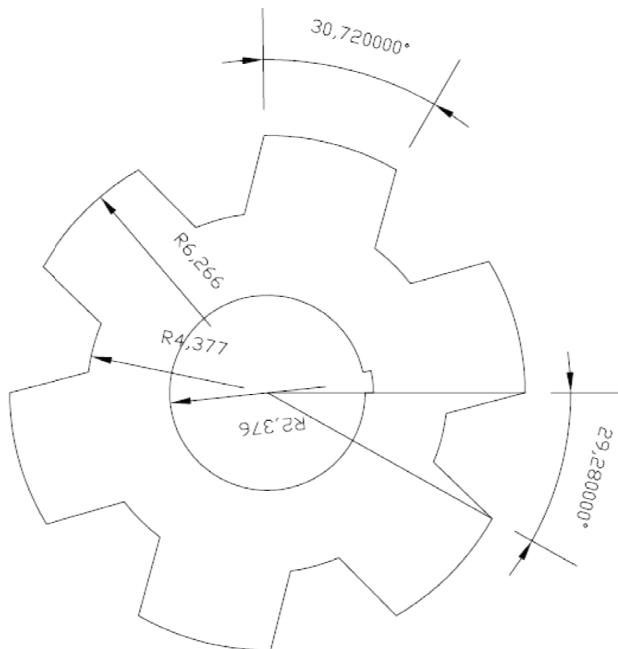


Fig.4.5- Lâminas do rotor de seis dentes.

4.4 – Cálculo do número de espiras de cada fase

Sabe-se que as máquinas projetadas terão uma potência de aproximadamente 4,4641 kW sendo entregue por seu eixo, ou seja, 4,4641 kW como potência de saída (P_s). Considerando um rendimento (η) de 80%, a potência de entrada (P_e) é

$$P_e * \eta = P_s \quad (4.26)$$

Pode-se então concluir que

$$P_e = 5.5801 \text{ kW}$$

As MRV são alimentadas com correntes unidirecionais, sendo necessário então, um conversor para acioná-las. Neste trabalho, para efetuar projetos e dimensionamentos, considerou-se que o retificador usado para alimentar o conversor, forneça uma tensão de 311 V c.c., que será a tensão de entrada (V_e) do sistema. Sendo assim, tem-se que a corrente de entrada (i_e) do sistema é

$$P_e = V_e * i_e \quad (\text{W}) \quad (4.27)$$

Portanto:

$$5.5801 = 311 * i_e$$

E por fim:

$$i_e \cong 18 \text{ A}$$

Essa corrente é a responsável pelo aparecimento do campo magnético nas bobinas da MRV. Esse campo magnético terá como consequência uma *força Magnetomotriz* (\mathcal{F}_{mm}) que é proporcional à corrente que passa pelas bobinas e ao número de espiras (N_e) dessa bobina. Sendo assim:

$$\mathcal{F}_{mm} = i_e * N_e \quad (\text{ampère-espiras}) \quad (4.28)$$

Sabe-se também, que a intensidade do campo magnético (H) tem unidade ampère-espira/metro. Então, pode-se afirmar que a integral de linha de H ao longo de seu percurso

resultará numa grandeza cuja unidade é o ampère-espira (A.e), que é a *força magnetomotriz* (\mathcal{F}_{mm}) da equação (4.28), porém escrita de outra maneira; assim:

$$\mathcal{F}_{mm} = \phi H * dl \quad (\text{A.e}) \quad (4.29)$$

A equação (4.29) é a Lei de Ampère de Circuitos. Substituindo a equação (4.29) na equação (4.28), tem-se:

$$i_e * N_e = \phi H * dl \quad (4.30)$$

A equação (4.30) será usada no cálculo do número de espiras (N_e) de cada fase das MRV, porém ainda falta compreender o valor de H e sua região (dl). Para encontrar H lançou-se mão de curvas de magnetização do material, as quais estão mostradas na Fig. 4.6, adotando a região do chamado “joelho da curva”, onde o material inicia sua saturação, como referência para os cálculos. O uso desse valor remeterá à uma intensidade de campo máximo, o qual não satura o material. O material ferromagnético utilizado no estator e no rotor das máquinas desse trabalho foi o aço silício de grão não orientado com baixa perda eletromagnética.

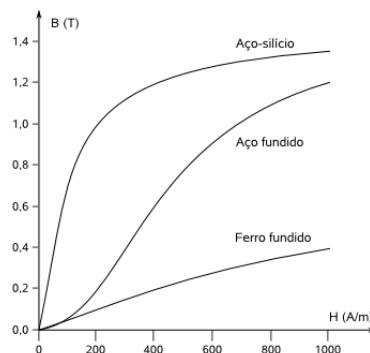


Fig. 4.6- Densidade de fluxo magnético x intensidade de campo magnético em materiais magnéticos

O valor de densidade de fluxo magnético na região desejada está na faixa de 1 a 1,5 T (tesla). Para efeito de cálculo, a densidade do fluxo magnético foi considerada constante por todo circuito magnético, ou seja, o material ferromagnético e o entreferro possuem a mesma

densidade de fluxo, que, para esse trabalho, foi considerada de $B_{ent} = 1,2$ T. O valor da intensidade de campo magnético no entreferro (H_{ent}) pode ser encontrado pela equação:

$$H_{ent} \cong \frac{B_{ent}}{\mu_0} \quad (\text{A.e/m}) \quad (4.31)$$

Como $\mu_0 = 4 * \pi * 10^{-7}$ Tm/A.e

$$H_{ent} \cong \frac{1,2}{4 * \pi * 10^{-7}}$$

Assim:

$$H_{ent} \cong 9,55 * 10^5 \text{ A.e/m}$$

Como a relutância do material ferromagnético foi considerada desprezível quando comparada com a relutância do entreferro, pode-se então, desprezar sua contribuição na formação da \mathcal{F}_{mm} . Além disso, os cálculos foram efetuados para a posição de completo alinhamento da fase, como cada fase é constituída por dentes diametralmente opostos ligados em série, o circuito magnético de cada fase possui dois entreferros, assim, dl será considerada constante e terá o valor de dois entreferros ($2*g$), que é de 0,0006 metros.

As afirmações anteriores possuem aproximações [31], que simplificam, mas não alteram de maneira significativa os resultados dos cálculos. E que resultam na seguinte solução para a equação (4.33):

$$i_e * N_e = \oint H * dl$$

Fazendo $dl = g$:

$$i_e * N_e = H_{ent} * 2 * g$$

Isolando N_e :

$$N_e = \frac{H_{ent} * 2 * g}{i_e}$$

Substituindo os valores:

$$N_e = \frac{9,55 * 10^5 * 0,0006}{18}$$

E resolvendo:

$$N_e \cong 32 \text{ espiras}$$

Chega-se então à conclusão que se cada dente de uma fase for enrolados com 16 espiras, ligado em série com o outro dente e percorrido pela corrente de 18 A, aparecerá então, um campo magnético capaz de produzir a potência desejada de 4,4641 kW no eixo da máquina.

4.4 .1– Alterações do projeto

Cabem aqui, algumas reflexões sobre os resultados encontrados nos itens anteriores. Por exemplo: para uma corrente de 18 A eficaz seria necessário um fio 7 AWG, que é um fio considerado relativamente grosso. Porém, pode-se avaliar se o uso de um numero maior de espiras constituídos de um fio mais fino não seria vantajoso. Entre as vantagens pode-se citar a facilidade de se encontrar fios mais finos no mercado e a facilidade de se trabalhar com esses fios também.

Além disso, algumas aplicações [21] e [32] indicam as vantagens de se trabalhar com as MRV saturadas, então, seria vantajoso também, colocar o máximo de espiras possíveis.

Assim, decidiu-se nesse trabalho usar o fio 10 AWG, e, ao invés de 16 espiras por dente, foram colocadas 40 espiras por dentes. Esse foi o valor máximo de espiras que o fabricante conseguiu colocar. Finaliza-se assim, a etapa de projeto.

4.5 – Conclusões

Foram apresentados nesse capítulo roteiros de projetos de uma MRV 6x4 e uma MRV 6x6 os quais já são consagrados na literatura. Os capítulos seguintes apresentarão a simulação e os resultados experimentais para que esse projeto possa ser validado.

CAPÍTULO 5

SIMULAÇÕES DE DUAS MRV

5.1 – Introdução

As ferramentas de simulação têm facilitado muito no desenvolvimento de projetos mais precisos e baratos em máquinas elétricas. Parâmetros que antes eram impossíveis de se considerar, agora são facilmente previstos na concepção dessas máquinas, através de simulações. Assim, uma vez conhecidos os princípios de funcionamento, o modelo matemático e o projeto das MRV, parte-se para a simulação dessas máquinas.

As simulações apresentadas neste trabalho foram realizadas em ambiente MATLAB® SIMULINK. O principal objetivo é o de simular uma MoRVT e uma MoRVM, ambas de 6 cv. Para isso, essas duas máquinas foram projetadas e uma curva de indutância, que varia em relação à posição do rotor e à corrente, foi estimada usando um software de elementos finitos (FEMM).

Simulações de MRV podem ser encontradas em [33-36]. Além disso, as simulações aqui apresentadas são uma evolução dos trabalhos [16], [21], [31] e [32].

5.2 – Simulação das Máquinas a Relutância Variável

A simulação de uma máquina, seja ela qual for, é a solução computacional do seu modelo matemático de tal forma que sua dinâmica possa ser observada ao longo do tempo. No caso desse trabalho, essa modelagem matemática foi apresentada no Capítulo 3, onde equações dinâmicas de estado foram apresentadas. Em particular, foram apresentadas as equações (3.6) e (3.7), que representam a modelagem elétrica e mecânica de uma MRVM; e a equação (3.9) a qual representa o mesmo para uma MRVT.

Uma análise dessas equações mostra a necessidade de se conhecer o valor da derivada da indutância das fases para a solução desse modelo. Assim, parte-se nesse momento para a obtenção do perfil de indutância dessas MRV.

5.2.1 – Obtenção do Perfil de Indutância

Para a obtenção do perfil de indutância usado nas simulações desse trabalho, foi utilizado o software de análise que usa elementos finitos, chamado FEMM.

Assim, os desenhos das lâminas feitos no AUTOCAD® e seus materiais, os quais foram mostrados no capítulo de projeto (Cap. 4), foram usados nessa análise. Os detalhes estão mostrados no Anexo A, o qual ilustra, passo a passo, como as curvas de indutância foram obtidas. Os resultados estão mostrados na Fig.5.1 (curva de indutância de uma MRVT) e na Fig.5.2 (curva de indutância de uma MRVM).

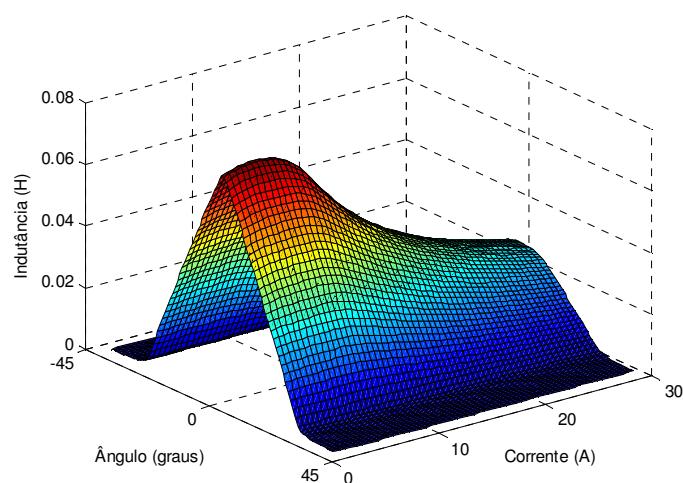


Fig. 5.1- Curva de Indutância do protótipo de MRVT.

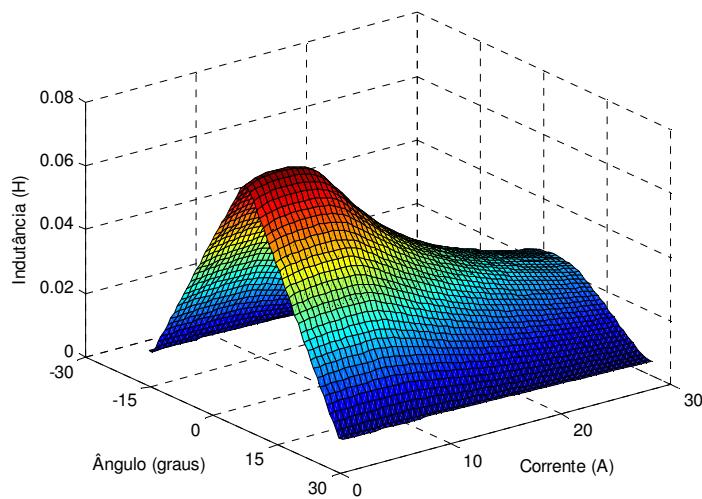


Fig. 5.2- Curva de Indutância do protótipo de MRVM.

O perfil usado nas simulações deste trabalho são os da Fig.5.1 e Fig.5.2. Esses perfis de indutância podem ser usados de maneira integral, onde cada ponto da superfície é usado pela simulação, ou, apenas para determinar a indutância máxima e mínima de cada máquina. Uma vez que se têm os dois perfis de indutância, parte-se para a implementação da simulação propriamente dita.

5.2.2 – Simulação das Bobinas de uma MRV

Para simular as bobinas que constituem cada fase de uma MRV, foi usada uma fonte de corrente controlada por um sinal (Fig. 5.3). O sinal de controle deste bloco é a corrente que foi gerada como saída das equações (3.6, 3.7 e 3.9).

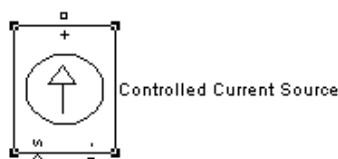


Fig. 5.3-Fonte de Corrente Controlada por Sinal.

5.2.3 – Solução das equações (3.6, 3.7 e 3.9) de uma MRV

Assim, criou-se a necessidade de um bloco que tenha a função de resolver as equações de estado, tendo como entradas as tensões nas bobinas, e como saída as correntes nas bobinas de cada fase. Para isso foi usada uma *S-function*, que é um bloco pronto do MATLAB® SIMULINK especializado em solução de equações de estado. Esse bloco está mostrado na Fig.5.4.

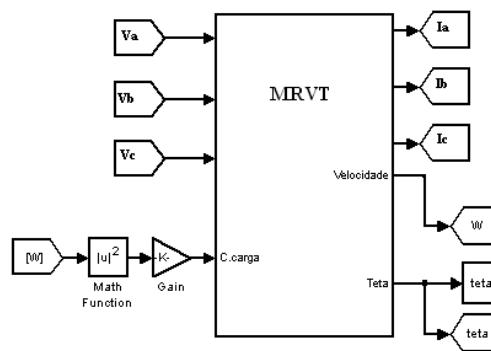


Fig. 5.4-Bloco de solução da equação (3.9).

O bloco da Fig.5.4 mostra que além das correntes, esse bloco também terá a velocidade angular (ω) e o ângulo de posicionamento do rotor (θ) como saídas do sistema. As entradas (tensões das bobinas) serão retiradas de outro bloco, o bloco que simula o conversor *half-bridge*. E a carga mecânica no eixo da máquina, que também é entrada desse bloco, admite a forma que o programador quiser. No caso do desenho da Fig.5.4 está mostrada uma carga quadrática. Segue-se então, com o objetivo de simular o conversor *half-bridge* em ambiente MATLAB SIMULINK®.

5.2.4 – Simulação do conversor *half-bridge*

Aqui, pretende-se criar um bloco que simule o conversor *half-bridge* como o mostrado na Fig.5.5. Esse bloco terá como entradas as correntes provindas do bloco da Fig.5.4, que

alimentarão suas fontes de correntes controladas. E como saída, esse bloco fornecerá as tensões sob cada fase da MRV.

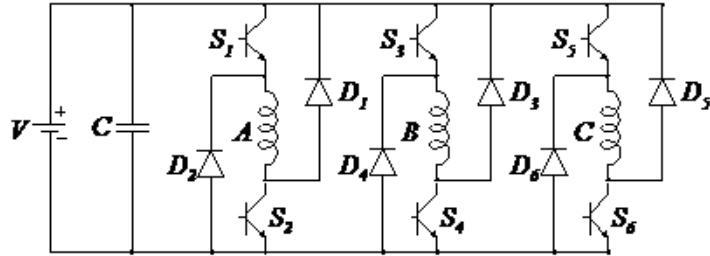


Fig.5.5 – Conversor half-bridge.

A Fig.5.6 mostra o conversor da Fig.5.5, porém em ambiente SIMULINK®. Como pode ser visto, as chaves usadas na simulação foram MOSFET que, assim como os diodos e a fonte de tensão, são blocos prontos fornecidos pelo SIMULINK®.

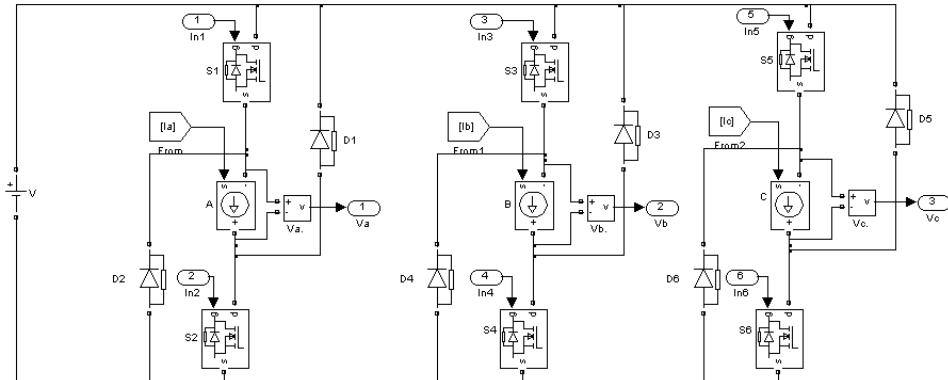
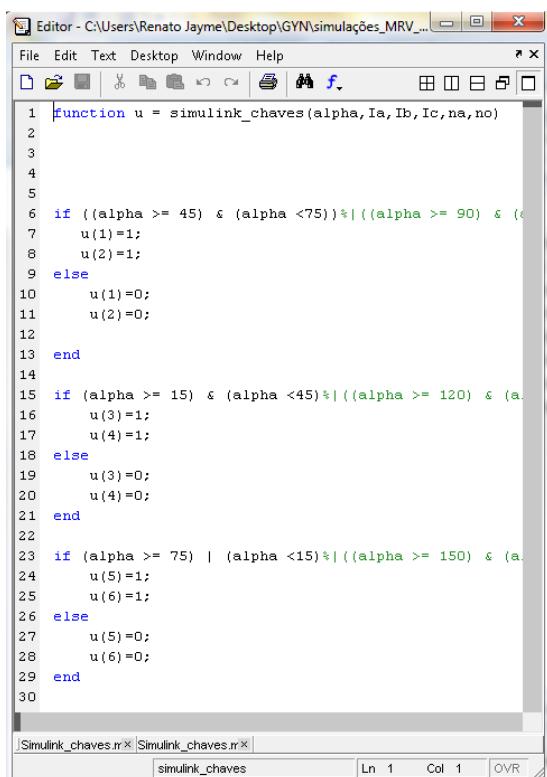


Fig.5.6 – Conversor half-bridge no SIMULINK.

Fechá-se assim um ciclo entre os blocos da Fig.5.4 e da Fig.5.6, pois a entrada de um dos blocos é a saída de outro, e vice versa. O bloco da Fig.5.6 tem como entrada o trem de pulsos que fará o disparo dos MOSFET de cada bobina em seu momento adequado. Isso está mostrado na seção seguinte.

5.2.5 – Disparo das chaves

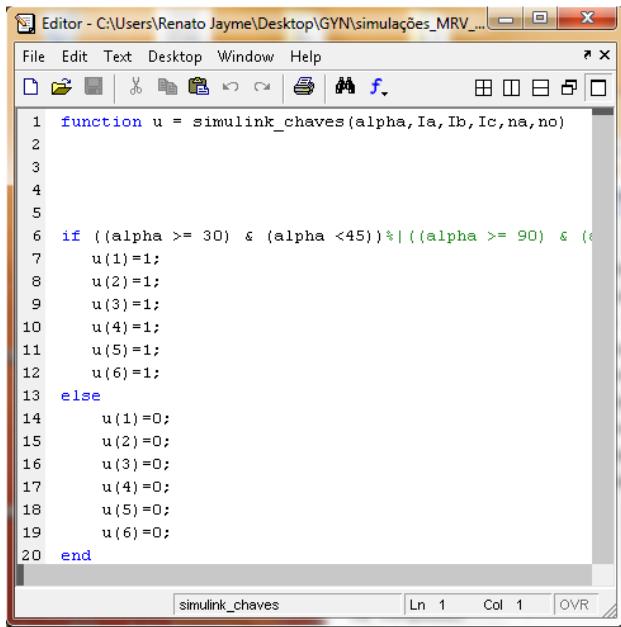
No acionamento de uma MRV é necessário conhecer a posição angular do rotor a todo instante para que a energização de cada fase seja feita nas posições corretas. Na seção 5.2.4 foi mostrado que a posição angular é um parâmetro de saída daquele bloco. Logo, criou-se um programa com extensão “.m” onde o parâmetro de entrada é a posição angular da máquina e os parâmetros de saída são os pulsos nas chaves de cada fase. Esse programa está mostrado na Fig.5.7 para a MRVT. Nessa figura pode-se perceber que cada fase é energizada em momentos distintos uma da outra, dependendo do ângulo alpha.



```
Editor - C:\Users\Renato Jayme\Desktop\GYN\simulações_MRV_...
File Edit Text Desktop Window Help
File Edit Text Desktop Window Help
1 function u = simulink_chaves(alpha, Ia, Ib, Ic, na, no)
2
3
4
5
6 if ((alpha >= 45) & (alpha < 75)) || ((alpha >= 90) & (alpha < 120))
7     u(1)=1;
8     u(2)=1;
9 else
10     u(1)=0;
11     u(2)=0;
12 end
13
14
15 if (alpha >= 15) & (alpha < 45) || ((alpha >= 120) & (alpha < 150))
16     u(3)=1;
17     u(4)=1;
18 else
19     u(3)=0;
20     u(4)=0;
21 end
22
23 if (alpha >= 75) | (alpha < 15) || ((alpha >= 150) & (alpha < 180))
24     u(5)=1;
25     u(6)=1;
26 else
27     u(5)=0;
28     u(6)=0;
29 end
30
```

Fig.5.7 – Disparos das chaves de uma MRVT.

A figura 5.8 mostra o mesmo programa, porém para a máquina MRVM. Neste caso, todas as chaves são acionadas juntas e desligadas juntas.



```
Editor - C:\Users\Renato Jayme\Desktop\GYN\simulações_MRV...
File Edit Text Desktop Window Help
1 function u = simulink_chaves(alpha,Ia,Ib,Ic,na,no)
2
3
4
5
6 if ((alpha >= 30) & (alpha <45))||(alpha >= 90) & (alpha <135)
7     u(1)=1;
8     u(2)=1;
9     u(3)=1;
10    u(4)=1;
11    u(5)=1;
12    u(6)=1;
13 else
14     u(1)=0;
15     u(2)=0;
16     u(3)=0;
17     u(4)=0;
18     u(5)=0;
19     u(6)=0;
20 end
```

Fig.5.8 – Disparos das chaves de uma MRVM.

Esses programas das Fig.5.7 e 5.8 e os perfis de indutância são as únicas diferenças entre a simulação de uma MRVT e uma MRVM. Agora, que se sabe como as simulações funcionam, parte-se par a obtenção de resultados.

5.3 – Resultados de Simulação

Essa seção tem o objetivo de mostrar os resultados obtidos nas simulações das MRV estudadas neste trabalho e traçar uma análise comparativa entre o desempenho dessas duas máquinas.

Nessas simulações a tensão no barramento cc foi mantida a 100 V. Cada fase da MRVT fica ativada de -45^0 graus (totalmente desalinhado) até -75^0 graus (faltando 15^0 graus para alinhar). Já na MRVM a fase fica ativada de -30^0 graus até -45^0 , como mostrado nos capítulos anteriores. Esses ângulos foram determinados através de teste na própria simulação.

5.3.1 – Tensão e Corrente nas MRV

A Fig.5.9 mostra a corrente em uma fase da MRVT. Como o conversor usado possui três braços independentes, essa será a corrente em um dos braços.

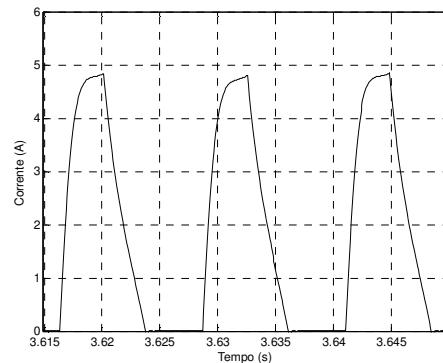


Fig.5.9 – Corrente em uma fase de uma MRVT.

A Fig.5.10 mostra a mesma corrente, porém agora, nas três fases da MRVT. A distinção de traços foi feita para diferenciar a corrente de cada fase.

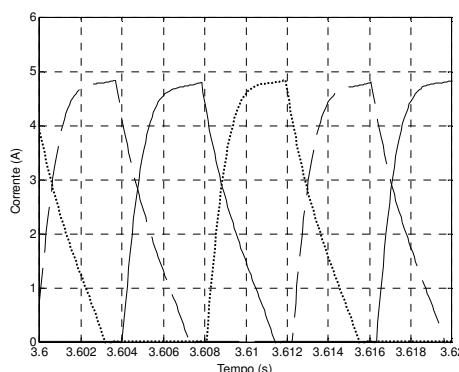


Fig.5.10 – Corrente nas três fases de uma MRVT.

O acionamento da MRVM, como mostrado anteriormente, é diferente do acionamento da MRVT, pois no caso da máquina monofásica todas as bobinas são energizadas juntas sendo então possível acionar essa máquina com um conversor que tenha apenas um braço. A fig.5.11 mostra a corrente na fase dessa máquina para a qual as chaves desse único braço deveriam suportar.

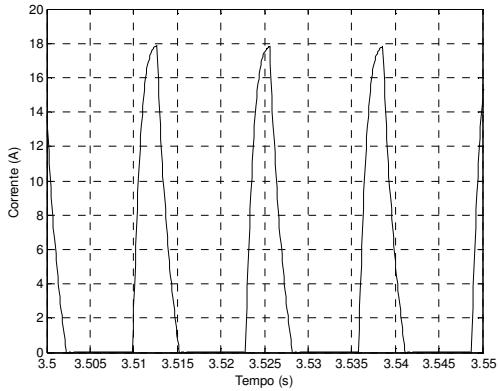


Fig.5.11– Corrente na fase de uma MRVM.

Como pode ser visto nesta figura (5.11) os valores de pico de corrente dessa máquina são relativamente grandes. O que implica no uso de chaves (MOSFET, IGBT, etc) mais robustas e consequentemente mais caras. Para resolver isso, usou-se o mesmo conversor da MRVT para acionar a MRVM, separando o enrolamento dessa única fase em três e ligando-os em paralelo, onde cada bobina será comandada por um braço do conversor. Porém, neste caso os gatilhos que disparam as chaves de cada braço do conversor foram aplicados ao mesmo tempo, energizando todas as três bobinas juntas. Assim o valor da corrente que cada braço do conversor tem que suportar é um terço do valor mostrado na Fig.5.11. Esse valor está mostrado na Fig.5.12.

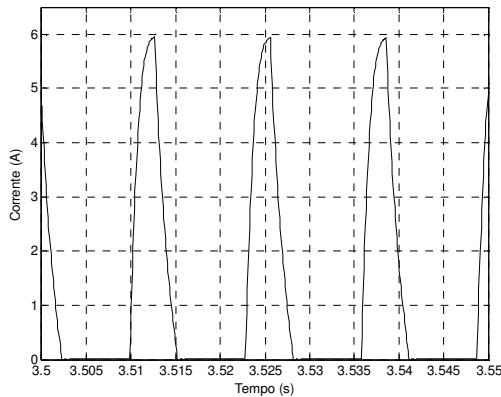


Fig.5.12 – Corrente numa das bobinas da MRVM.

Além dos valores de corrente, é também muito importante conhecer os valores de tensão nas bobinas de cada máquina.

A Fig.5.13 mostra a tensão (V) - - e a corrente (A) — em uma fase da MRVT. A corrente, devido a escala da figura, pode ser melhor visualizada na Fig.5.9. Pode-se observar que, nesse teste, durante a energização da fase tem-se uma tensão de aproximadamente 100 V e durante a etapa de roda livre tem-se uma tensão reversa de -100 V.

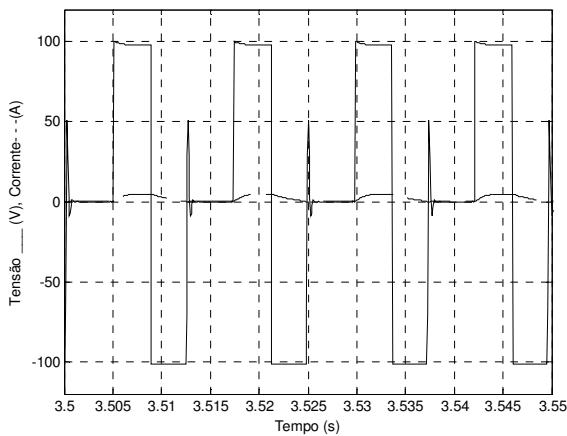


Fig.5.13 – Tensão e corrente na fase da MRVT.

Na MRVM os valores de tensão são aproximadamente os mesmos encontrados na simulação da máquina trifásica. Como está mostrado na Fig.5.14.

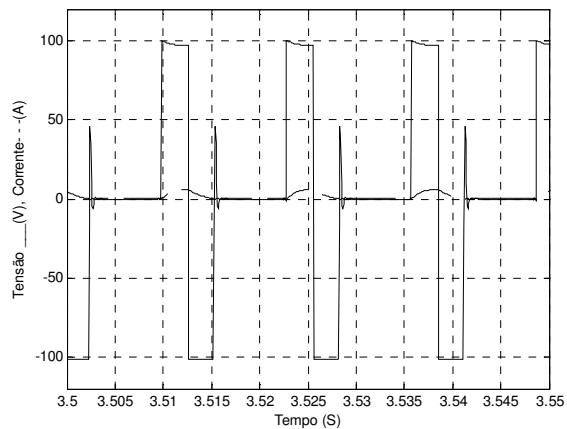


Fig.5.14 – Tensão e corrente numa das bobinas da MRVM.

Dessa etapa conclui-se que: como os valores de pico das correntes das Fig. 5.9 e 5.12 não são distantes uma da outra e, os valores de tensão das Fig.5.12 e 5.13 são os mesmos, ou seja, tensão e corrente nas bobinas das máquinas são parecidos; então, pode-se usar o mesmo conversor para acionar as duas máquinas.

5.3.2 – Velocidade atingida pelas duas MRV

Mantendo a tensão de excitação constante (100 V) a velocidade das duas máquinas foi aferida. A Fig.5.14 mostra que a velocidade na MRVT é consideravelmente constante (com variações de 0.7 rpm) e tem valor aproximado de 1213 rpm.

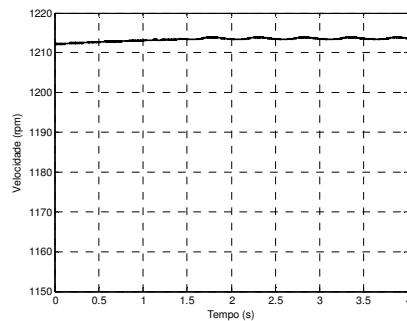


Fig.5.15 – Velocidade da MRVT.

A Fig.5.16 mostra a velocidade em uma MRVM. E, apesar de estar sob as mesmas condições, essa máquina atinge velocidades menores que a MRVT: em torno de 780 rpm. Com variações em torno de 3 rpm.

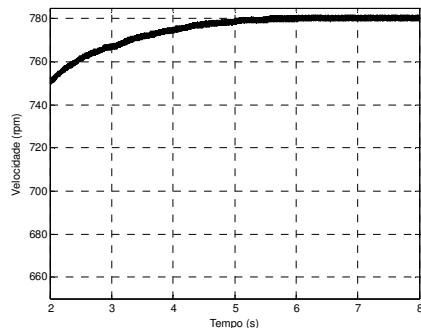


Fig.5.16 – Velocidade da MRVM.

Essa diferença de velocidade ocorre porque na MRVT há sempre uma fase ativa, acelerando a máquina. Já na MRVM tem-se apenas uma fase, que hora está ativa e hora não, causando uma menor aceleração média nessa máquina. Os perfis de conjugado mostrados na próxima seção ilustram bem essa afirmação, pois na MRVT (Fig.5.17) o conjugado eletromagnético nunca atinge valor zero e tem valor médio maior (1.27 N.m). Na MRVM o conjugado eletromagnético atinge valor zero por um determinado período (Fig.5.18), além de possuir valor médio 20% menor (1.07 N.m), para essas condições.

5.3.3 – Comparação de conjugado entre as duas MRV

As Fig.5.16 e 5.17 mostram as variações de conjugado existentes nas MRVT e MRVM, respectivamente.

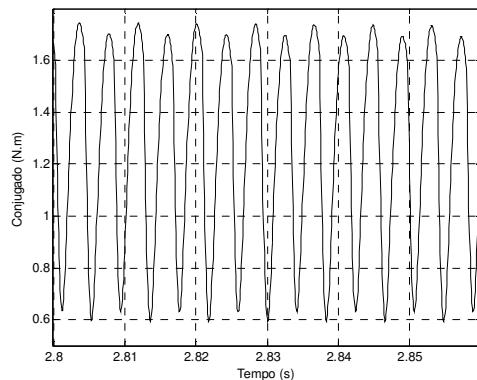


Fig.5.17 – Conjugado da MRVT.

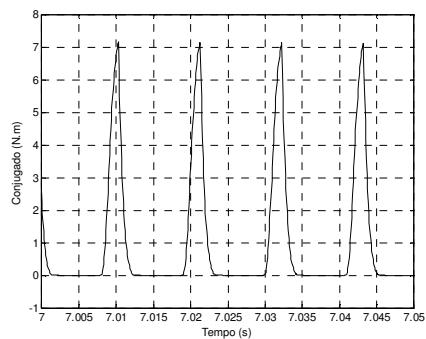


Fig.5.18 – Conjugado da MRVM.

A seção 5.3.2 mostrou que neste teste a MRVM estava a 780 rpm e a MRVT estava a 1213 rpm. Então, observa-se mais uma vez, pelas figuras 5.17 e 5.18 que o conjugado médio desenvolvido pela máquina de três fases é maior que aquele obtido com o acionamento da máquina monofásica. Justificando, novamente a diferença de velocidade mostrada nas figuras 5.15 e 5.16.

5.4 – Comparaçāo de rendimento entre as duas MRV em condições nominais

Para se comparar as duas MRV usando as simulações, os valores de potência média da saída (potência no eixo) foram divididos pela potência média de entrada (potência fornecida pela fonte). A Fig.5.19 mostra o rendimento de uma MRVT e a Fig.5.20 mostra o rendimento de uma MRVM.

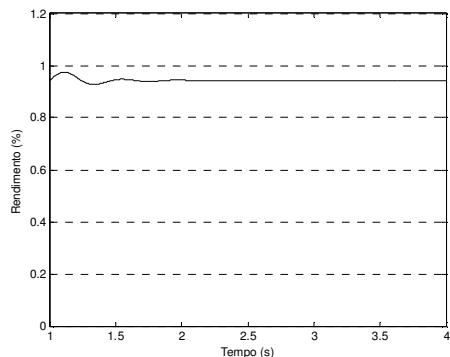


Fig.5.19 – Rendimento de uma MRVT.

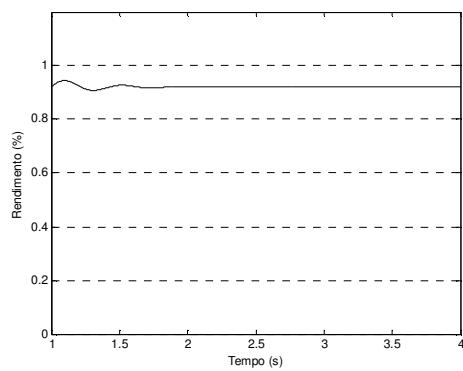


Fig.5.20 – Rendimento de uma MRVM.

Logo, como mostrado nas Fig.5.19 e 5.20, o rendimento de uma MRVT com carga nominal em seu eixo e com tensão nominal de alimentação é de aproximadamente 0,94 e o rendimento da MRVM nas mesmas condições é de aproximadamente 0,86.

5.5 – Conclusão

Conclui-se então, devido aos resultados apresentados na simulação, que a maneira que se acionou as máquinas neste capítulo é adequada para se implementar na prática.

Além disso, a MRVM apresentou maiores oscilações de conjugado e velocidade do que a MRVT.

Espera-se assim, que nos testes experimentais, a MRVT apresente um rendimento maior que o da MRVM.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 – Introdução

Obter resultados experimentais, no caso do acionamento de máquinas, é a melhor forma de se validar todo aparato teórico utilizado durante a concepção dos protótipos.

Construir uma bancada de testes, apesar de trabalhoso, proporciona uma aprendizagem técnica de extrema importância na evolução de laboratórios de pesquisa, os quais permitem um desenvolvimento continuado do que se está pesquisando.

6.2 – Objetivos

Uma vez desenvolvido o projeto, simulação e construção dos dois protótipos aqui em estudo, deseja-se então construir uma bancada de testes que possibilite avaliar o comportamento das grandezas (tensão, corrente) e outras possíveis vantagens e desvantagens de cada MRV (MRVT e MRVM) atuando como motor.

Será feito também, um teste mantendo a tensão no barramento cc constante e aumentando a carga no eixo, com o objetivo de avaliar a curva *conjunto x velocidade* de cada máquina.

6.3 – Bancada de Testes experimentais

A bancada de testes aqui construída consiste em uma Máquina a Relutância Variável (acionada por um conversor *Half-bridge* de três baços), ligada diretamente ao eixo de um motor de indução trifásico de 5 cv o qual será usado como carga. O desenho desta bancada está ilustrado na Fig.6.1.

A máquina de indução (MIT) será alimentada em cc com o objetivo de se criar um campo magnético fixo; assim, quando a MRV for acionada e forçar o movimento da MIT, um conjugado de oposição será gerado no rotor desta, fazendo com que a mesma atue com um conjugado mecânico de carga.

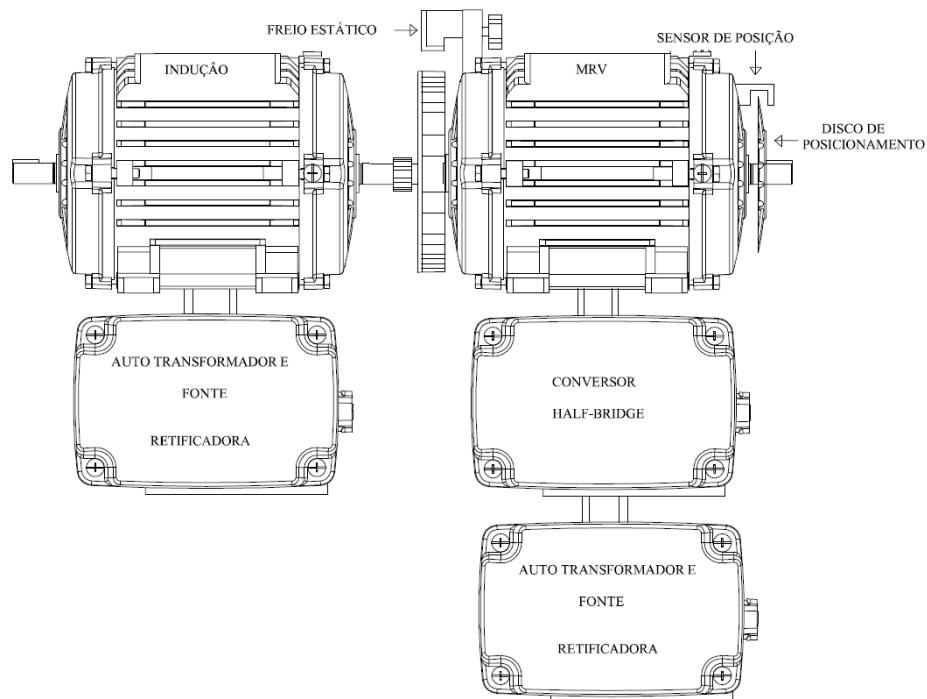


Fig.6.1-Bancada de testes.

A bancada deve permitir uma mudança entre a MRVT e a MRVM para que os ensaios possam ser realizados nas duas configurações.

6.4 – Experimentos da MRVT e da MRVM

As Máquinas a Relutância Variável (MRV) foram acopladas na bancada (Fig. 6.1 onde está escrito MRV) para que os testes a seguir fossem realizados. Neste ponto, é fundamental um bom entendimento dos princípios de funcionamento de MRV expostos nos capítulos anteriores, para que os resultados e as formas de onda possam ser entendidos e analisados.

6.4.1 – Testes experimentais com 100 V cc no barramento das duas MRV

Neste teste, as MRV (MRVT e MRVM) foram alimentadas com 100 V no barramento cc e a MIT foi alimentada com 3 A cc em seus enrolamentos do estator. O objetivo nessa seção é de confirmar se o comportamento de cada máquina, aqui encontrado, está coerente com o que mostra a literatura científica e a simulação, além de analisar as grandezas (corrente e tensão), para avaliar aspectos pertinentes a: qual máquina exige mais de seu conversor e qual deve ser o tipo de acionamento mais adequado para cada uma.

6.4.1.1 – Tensão nos braços do conversor das duas MRV

A Fig.6.2 mostra a forma de onda da tensão (canal 1) e o gatilho das chaves (canal 2) em uma das fases de uma MRVT e Fig.6.3 mostra a forma de onda simulada da tensão e do gatilho das chaves em uma das fases de uma MRVT.

Uma análise entre essas duas figuras (6.2 e 6.3) mostra que há uma enorme semelhança entre a curva aferida experimentalmente e a curva simulada.

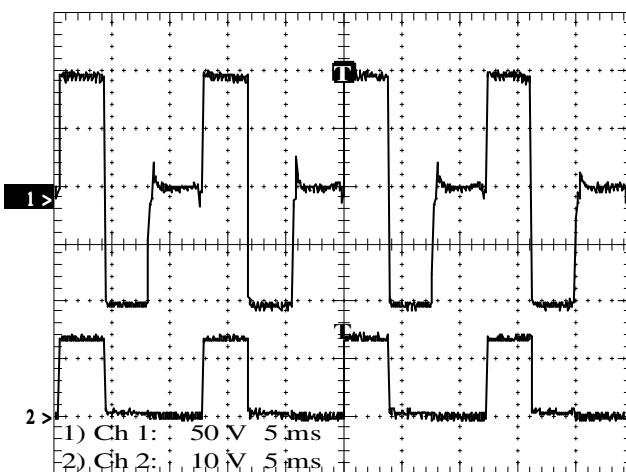


Fig.6.2- Tensão (canal 1) e gatilho (canal 2) em uma fase da MRVT.

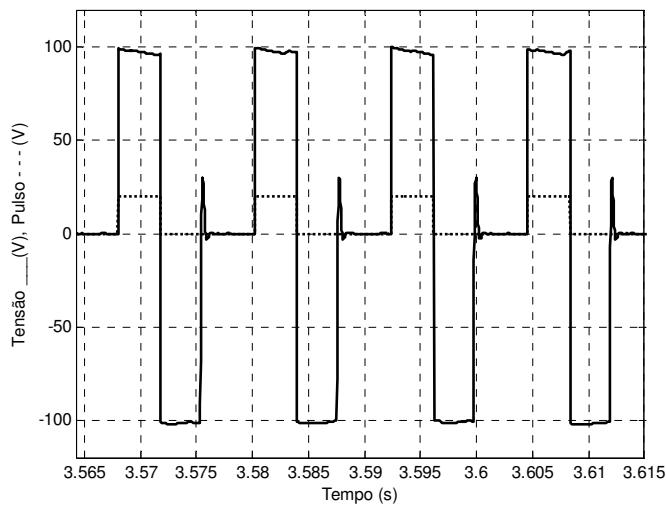


Fig.6.3- Tensão e gatilho simulados em uma fase da MRVT.

A Fig.6.4 mostra a forma de onda da tensão (canal 1) e o gatilho das chaves (canal 2) em uma das bobinas da fase de uma MRVM e a Fig.6.5 apresenta as mesmas formas de onda, porém simuladas. Novamente, as duas curvas são semelhantes, coincidindo em formato e em amplitude.

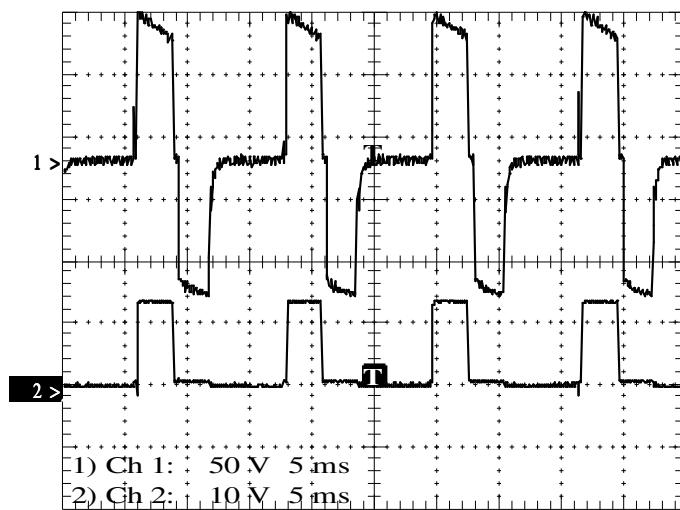


Fig.6.4- Tensão (canal 1) e gatilho (canal 2) em uma fase da MRVM.

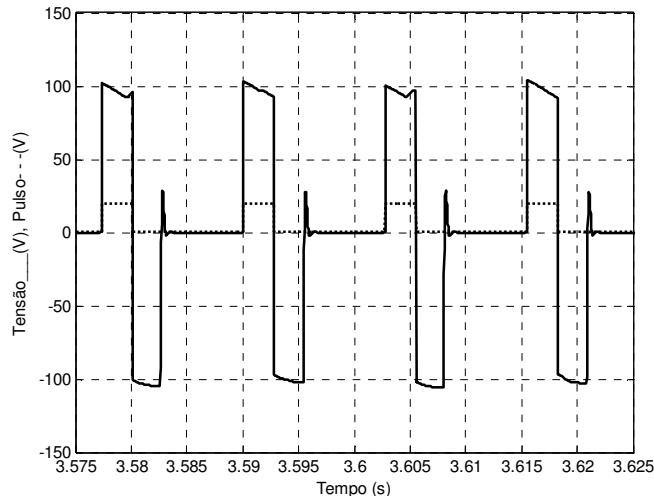


Fig.6.5- Tensão e gatilho simulados em uma fase da MRVM.

A parte da tensão que é positiva, a qual aparece nas figuras de 6.2 a 6.5, corresponde à energização da fase, causadora da ação motora. E a parte da tensão que é negativa corresponde ao período onde as chaves do braço do conversor são desligadas e a energia armazenada é devolvida à fonte (regeneração ou roda livre entre bobina e fonte). É essa tensão (tensão da fase de roda livre (-100 V)) que será a tensão máxima para a qual as chaves devem ser dimensionadas.

6.4.1.2 – Corrente nos braços do conversor das duas MRV

A análise da corrente nos braços do conversor é importante para especificar as chaves de cada fase.

A Fig. 6.6 mostra a forma de onda da corrente (canal 1) e o gatilho (canal 2) em uma fase de uma MRVT.

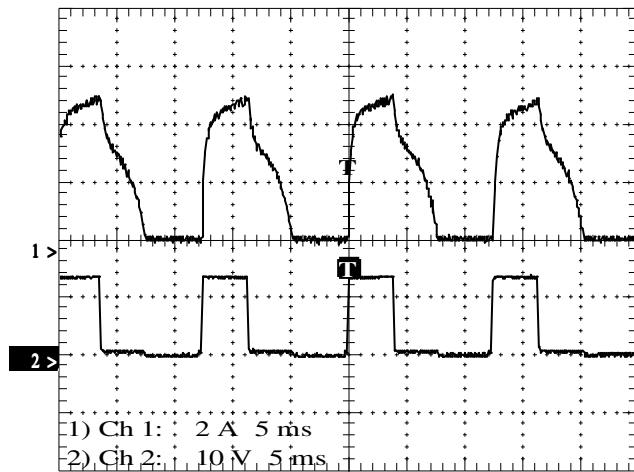


Fig.6.6-Corrente (canal 1) e gatilho (canal 2) em uma fase da MRVT.

A Fig.6.7 mostra a mesma figura, porém simulada.

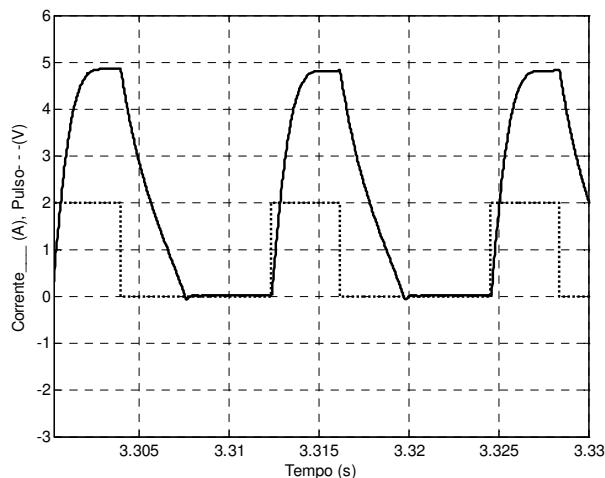


Fig.6.7-Corrente (—) e gatilho (- - -) simulados em uma fase da MRVT.

A Fig.6.8 mostra a forma de onda da corrente (canal 1) e o gatilho (canal 2) em uma das bobinas que constituem a fase de uma MRVM. A corrente total da fase terá amplitude três vezes maior que essa.

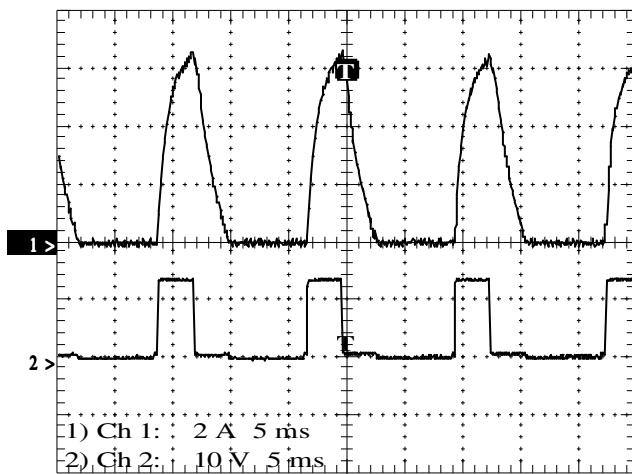


Fig.6.8-Corrente (canal 1) e gatilho (canal 2) em uma das bobinas da fase da MRVM.

A Fig.6.9 mostra as mesmas formas de onda, porém, novamente, apenas simulada.

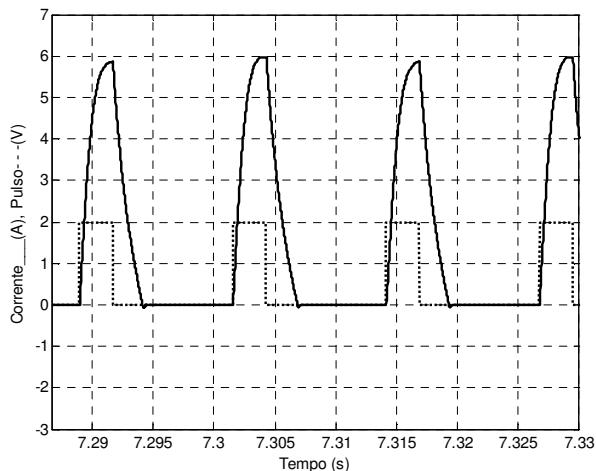


Fig.6.9-Corrente (—) e gatilho (- - -) simulados em uma das bobinas da fase da MRVM.

Devido à maneira como a MRVM foi acionada (bobinas da fase ligadas em paralelo e sendo comandada por baços independentes do conversor), pode-se notar que as mesmas chaves usadas para o conversor da MRVT pode acionar a MRVM como mostra os valores de pico de corrente na figuras 6.6 e 6.8. e os valores máximos de tensão reversa mostrados nas Fig.6.2 e Fig.6.4.

Pode-se notar também, que a corrente, em ambas, começa a crescer quando o gatilho é aplicado e, antes da retirada do gatilho a corrente começa a reduzir sua declividade. Isso se

deve à saturação do material ferromagnético, pois o fluxo magnético (λ) se estabiliza e a indutância (L) continua aumentando, fazendo com que a corrente diminua ($i = \lambda/L$). É esse também, o motivo pelo qual se procura trabalhar com os Motores a Relutância Variável saturados, pois assim, se pode obter um mesmo fluxo com correntes menores (podendo isso colaborar para o aumento da eficiência).

6.4.1.3 – Corrente no barramento cc das duas MRV

A Fig. 6.10 mostra a forma de onda da corrente no barramento cc do conversor de uma MRVT. Nessa figura cada pico da parte positiva do gráfico é correspondente aos picos de corrente relativos à energização das fases da MRVT; e a parte negativa, é correspondente ao período de desmagnetização de cada fase, onde a energia é devolvida (ou regenerada) à fonte.

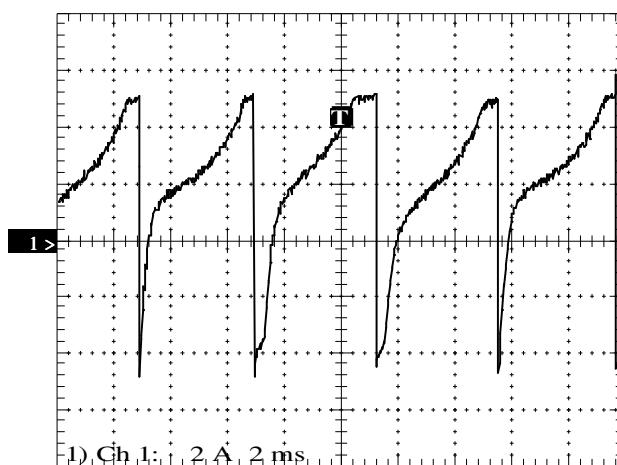


Fig.6.10-Corrente no barramento cc da MRVT.

A Fig.6.11 mostra a corrente no barramento simulada.

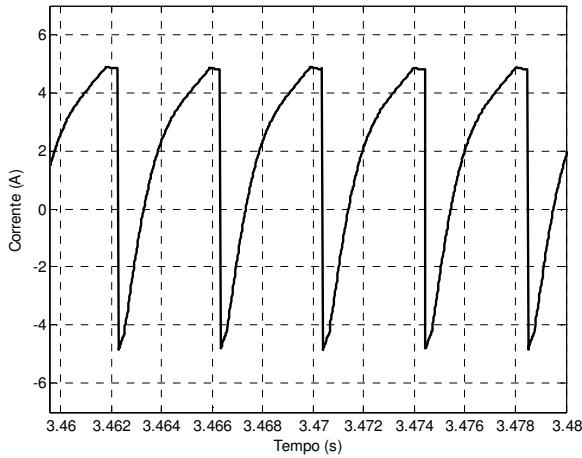


Fig.6.11-Corrente no barramento cc da MRVT simulada.

Neste trabalho o conversor usado possui três braços, onde cada fase desta máquina é alimentada por um destes braços. Além disso, no caso da MRVT cada fase é energizada em instantes distintos (defasados). Sendo assim, os valores de pico de corrente no barramento serão aproximadamente iguais aos valores de pico nas fases. Logo, o valor de pico que as chaves têm que suportar é esse valor mostrado na Fig.6.10.

Porém, o mesmo não ocorrerá com a MRVM onde, os pulsos nas três bobinas são aplicados concomitantes (sem defasagem). Aqui, nesse trabalho, os enrolamentos de cada par de dentes opostos estão em paralelo, assim, a corrente no barramento tem o mesmo valor de pico que a corrente da única fase dessa máquina. Entretanto, como as bobinas dessa única fase estão em paralelo, a corrente que as chaves terão de suportar tem um terço desse valor. Essa estratégia de acionamento foi adotada para reduzir o preço das chaves do conversor da MRVM.

A Fig. 6.12 mostra a corrente no barramento cc de uma MRVM. Uma comparação dessa figura com a Fig. 6.10 revela alguns possíveis problemas da MRVM, pois os picos de correntes que a fonte terá de suprir nessa máquina são maiores que os que acontecem na MRVT, porém com freqüência menor.

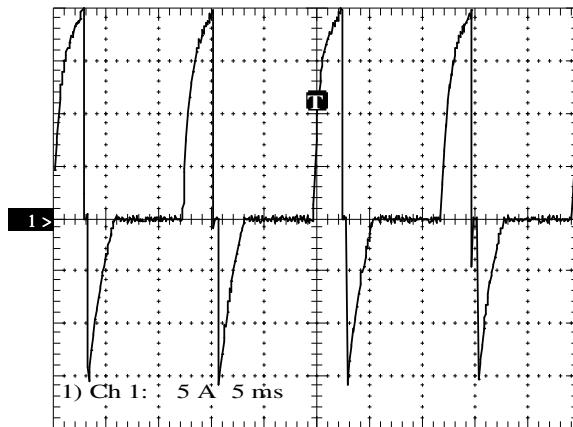


Fig.6.12-Corrente no barramento cc da MRVM.

Esse fato reflete em um perfil de conjugado relativamente mais constante, menos ruído e em menores variações instantâneas de velocidade nas MRVT. A Fig.6.13 mostra a corrente de uma MRVM aferida da simulação.

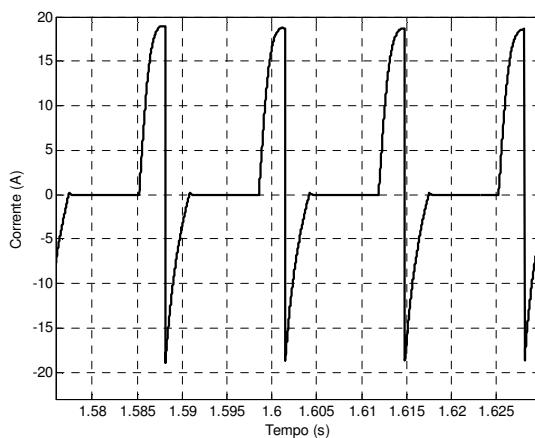


Fig.6.13-Corrente no barramento cc da MRVM simulada.

6.4.1.4 – Tensão no barramento cc das duas MRV

A Fig.6.14 mostra a tensão no barramento cc de uma MRVT. Como pode ser visto, não há variações significativas na amplitude, ou seja, não há afundamento de tensão, pois essa máquina tem um regime relativamente constante, tendo em vista que, na MRVT, sempre uma das fases estará ativa.

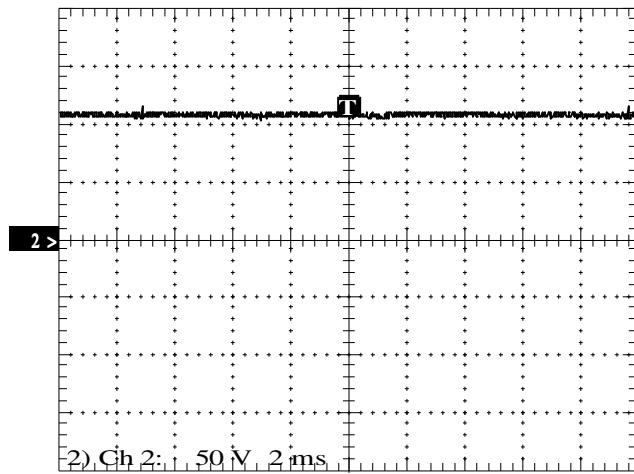


Fig.6.14-Tensão no barramento cc da MRVT.

A 6.15 mostra a mesma forma de onda da Fig.6.14, porém obtido em simulação.

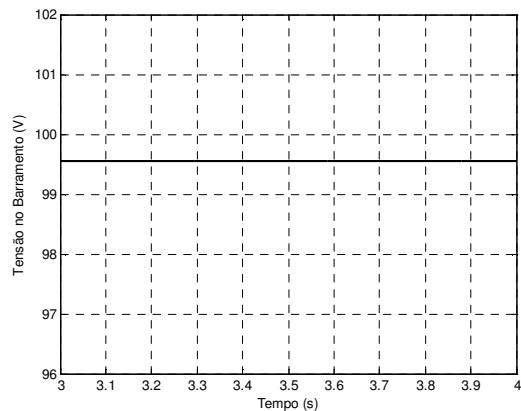


Fig.6.15-Tensão simulada no barramento cc da MRVT.

Esse regime constante não ocorrerá com a tensão no barramento cc da MRVM onde a fonte é mais exigida quando a fase está ativa, pois todos os enrolamentos são energizados juntos, causando afundamentos de tensão como os que estão mostrados na Fig.6.16.

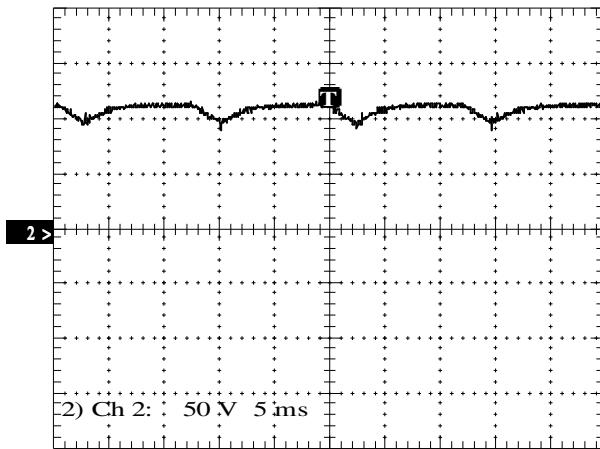


Fig.6.16-Tensão no barramento cc da MRVM.

Essas oscilações foram mostradas por simulação e estão na Fig.6.17.

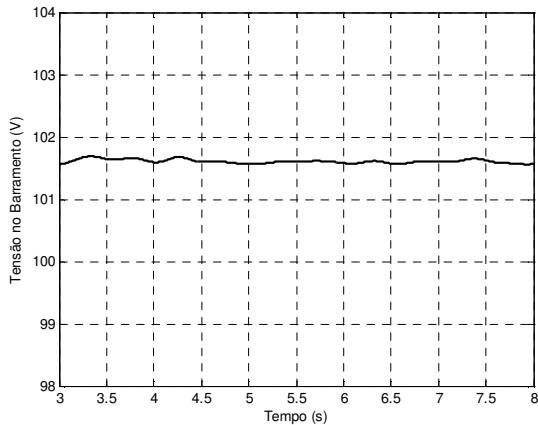


Fig.6.17-Tensão simulada no barramento cc da MRVM.

6.4.2 – Testes com 200 V no barramento cc e variando a corrente no MIT

Neste segundo teste, a tensão no barramento cc do conversor foi mantida constante (200 V) e a corrente do MIT foi sendo incrementada, partindo de zero até 7 A. Desejou-se, neste teste, analisar a curva *conjunto x velocidade* das duas máquinas. Então, a Fig.6.18 mostra qual é o comportamento (da velocidade) da MRVT em relação a uma variação de carga, quando a tensão no barramento cc é mantida constante.

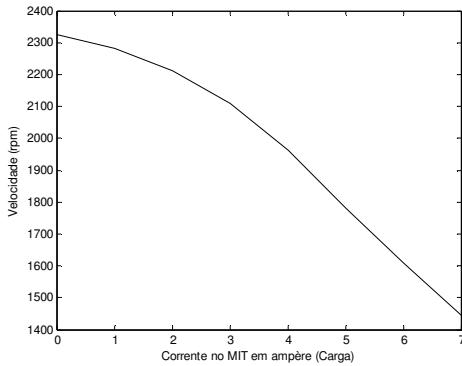


Fig.6.18- Curva conjugado x velocidade da MRVT.

O mesmo teste foi feito com a MRVM e o resultado está mostrado na Fig. 6.19. Pode-se notar nessas figuras que, apesar do comportamento das duas máquinas ser parecido, a MRVT está sempre em velocidade maior que a MRVM. Como mostrado pela simulação nos capítulos anteriores.

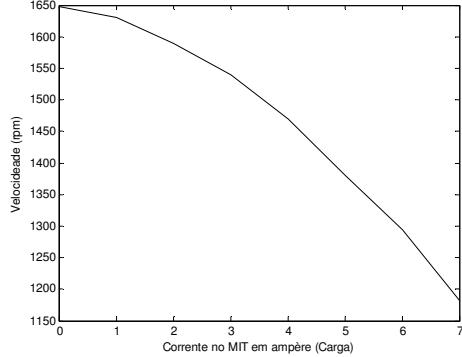


Fig.6.19- Curva conjugado x velocidade da MRVM.

Porém, devido à natureza da carga, esse teste não fornece meios para se avaliar o comportamento das MRV quando uma determinada carga está em seu eixo. Então, criou-se a necessidade de um novo teste onde a corrente (que cria o campo no MIT) e a velocidade do MIT sejam fixadas em determinados pontos; pois assim, garante-se que a carga, apesar de não conhecida numericamente, tenha origem em um campo conhecido e está a uma velocidade conhecida, ou seja, é a mesma naquele ponto.

6.4.3 – Testes mantendo a MRV a 1200 rpm e variando a corrente no MIT

Sendo assim, neste novo teste variou-se a corrente no MIT de zero à 7 A e manteve-se as MRV a uma velocidade de 1200 rpm (velocidade de projeto). Os valores de potência de entrada (ou potência no barramento cc) estão mostrados nas Fig.6.20 e Fig. 6.21. Essas figuras são as mais relevantes para o cumprimento do que foi proposto nesse trabalho, pois elas permitem uma análise, mesmo que qualitativa, do rendimento das máquinas em estudo.

Olhando o eixo x (carga) nessas duas figuras, pode-se dizer que a carga no ponto 1 de uma das figuras é a mesma carga do ponto 1 da outra figura; assim, basta analisar a potência de entrada para cada ponto.

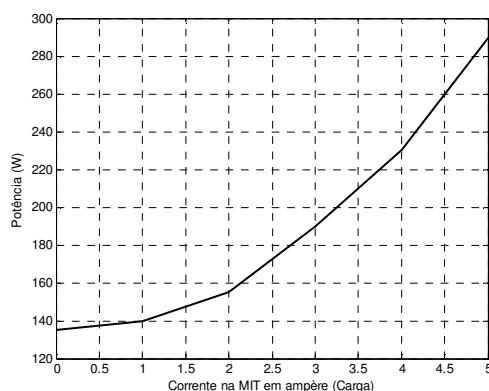


Fig.6.20- Curva potência x conjugado de uma MRVT.

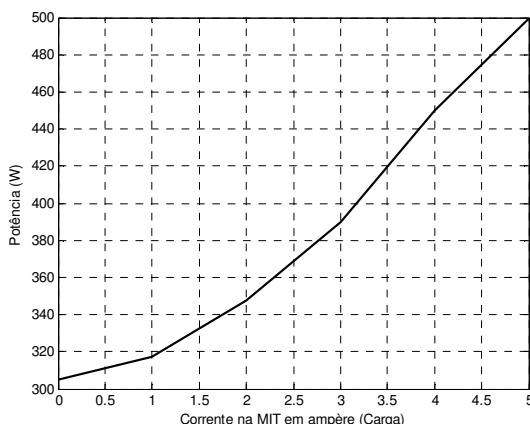


Fig.6.21- Curva potência x conjugado de uma MRVM.

Fica evidente, nessas duas figuras (6.20 e 6.21), que a MRVM exige uma potência maior que a MRVT, quando há uma mesma carga no eixo das duas máquinas, e ambas são acionadas da maneira que foi feito nesse trabalho.

Portanto, os testes experimentais mostram, assim como foi mostrado pelas simulações, que a MRVM quando acionada sob as mesmas condições que uma MRVT atinge velocidades menores, exige mais da fonte e tem rendimento pior.

6.5 – Conclusões

Fecha-se assim, o ciclo de resultados experimentais que tinham como principal objetivo comparar experimentalmente as duas máquinas (MRVT e MRVM) e validar o modelo matemático, o projeto e a simulação.

Ficou evidente que a MRVT é vantajosa em todos os quesitos aqui analisados, pois essa máquina consome uma potência menor, atinge velocidades maiores com mais facilidade e exige menos de seu conversor e de seu barramento cc.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES

7.1 – Conclusões Finais

Esse trabalho cumpriu como os objetivos que foram propostos inicialmente, pois permitiu a comparação de duas MRV (MoRVT e MoRVM) no que diz respeito aos seus projetos, simulações, acionamentos e rendimento. Assim, ao término deste trabalho pode-se inferir conclusões sobre cada um destes temas a seguir.

7.1.1 – Conclusões e Propostas Futuras Sobre Projeto das MRV

Os projetos das duas MRV aqui apresentados mostraram ser suficientes para a concepção de máquinas a relutância variável, como foi comprovado nas simulações e nos resultados experimentais. Porém, alguns parâmetros nominais, como por exemplo, a velocidade na MRVM, se mostraram difíceis de obter na prática.

Comparativamente não há muita distinção, no que diz respeito ao grau de dificuldade entre o projeto de uma MRVT e uma MRVM.

7.1.2 – Conclusões e Propostas Futuras Sobre a Simulação das MRV

As simulações aqui mostradas têm como contribuição a utilização de um software de Elementos Finitos (FEMM) para a determinação dos perfis de indutância das MRV antes da construção das máquinas.

Os resultados apresentados foram coerentes com o que se esperava inicialmente. A MRVT apresentou um rendimento em torno de 0,94 e a MRVM de 0,86.

A criação de um software com uma interface mais amigável e com uma aparência mais comercial que interligue o projeto e a simulação de MRV pode ser desenvolvido tendo com início essa simulação.

7.1.3 – Conclusões e Propostas Futuras Sobre o Acionamento das MRV

A maneira como as duas máquinas foram acionadas nesse trabalho, foram iguais: Um conversor *Half-bridge* de três braços foi usado.

No caso da máquina Trifásica cada fase foi acionada por um braço do conversor. No caso da monofásica os pulsos nos braços do conversor são dados concomitantes, e cada braço do conversor aciona uma das bobinas da fase.

Um estudo de conversores alternativos que maximizem o rendimento dessas máquinas pode ser realizado e comparado com os resultados obtidos aqui. Além disso, para a continuidade desse trabalho, deve-se construir um conversor de potência adequada às das MRV aqui estudadas com o objetivo de se fazer testes em condições nominais.

7.1.4 – Conclusões Sobre o Rendimento das MRV

A MRVT mostrou-se melhor por apresentar menos variações de velocidade e conjugado, além de ter um rendimento maior que a MRVM (quando acionadas da maneira que foi feito aqui). Nos testes comparativos simulados e experimentais, a MRVT requereu menos energia da fonte para acionar uma mesma carga, quando comparada com a MRVM.

ANEXO A

PERFIL DE INDUTÂNCIA USANDO O FEMM

A.1 – Introdução

Em geral, as simulações de MRC usam estimativas de perfil de indutância que em pouco se parecem com o perfil real. É muito comum supor que, através de valores de indutância máxima e mínima, o perfil seja triangular, trapezoidal ou senoidal [21].

Outros trabalhos usam o perfil prático, ou seja, constroem a máquina e depois refinam a simulação colocando o perfil obtido através de testes práticos [21]. Esse tipo de simulação apresenta ótimos resultados, pois leva em consideração a saturação do material ferromagnético, porém existe a incoerência de ter que construir a máquina para depois simulá-la. Haja visto, que a simulação é uma ferramenta indispensável no projeto e construção de máquinas.

Além disso, a obtenção de perfil prático é extremamente trabalhosa e repetitiva.

Por isso, optou-se nesse trabalho por usar um software de Elementos Finitos (FEMM) para estimar a indutância própria de cada fase de uma MRC.

As simulações apresentadas no Capítulo 5 usam esses perfis de indutância para a simulação das duas máquinas.

A.2 – FEMM

O FEMM é um software livre que usa elementos finitos para resolver problemas de engenharia. Para instalá-lo basta acessar o site <http://www.FEMM.info/wiki/HomePage> e baixar o executável de instalação.

Esse anexo tem o objetivo de mostrar de maneira direta, sem muitas explicações de teoria de eletromagnetismo, como o perfil de indutância foi estimado usando esse software.

A.2.1 – FEMM Passo a Passo

Ao iniciar o FEMM surgirá a página inicial mostrada na Fig.A.1. Com a mensagem de “pronto”(*ready*) na parte esquerda inferior.

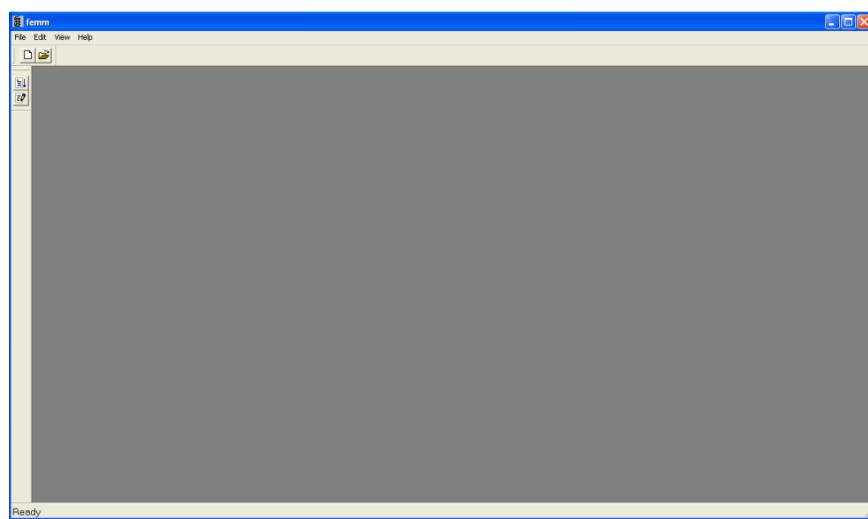


Fig.A.1- Página inicial do FEMM.

Deve-se então, ir no menu *File* e iniciar um arquivo novo (*new*). Em seguida a janela da Fig.A.2 aparecerá e o tipo do problema deverá ser definido.

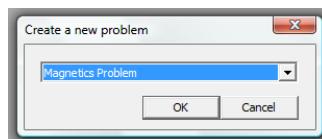


Fig.A.2- Definição do tipo de Problema.

São oferecidas as opções: *Magnetics Problem*, *Electrostatics Problem*, *Heat Flow Problem* e *Current Flow Problem*. No caso desse trabalho, trata-se da solução de um projeto

magnético, pois se deseja estimar o perfil de indutância de duas máquinas a Relutância Variável.

O FEMM é um software que, na montagem do problema, trabalha em duas dimensões; porém, na solução, a profundidade, entra nos cálculos.

Logo, será de estrema importância o cálculo das dimensões das máquinas em estudo. O Capítulo IV (projeto de máquinas) revela todas as dimensões que aqui serão usadas.

A Fig.A.3 aparecerá na tela ao clicar no *problem* na barra de trabalho superior do programa. Nessa janela o tipo do problema (geometricamente falando), as unidades, a freqüência, a profundidade, a precisão e outros fatores referentes ao método serão definidos.

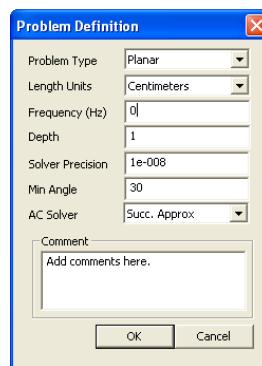


Fig.A.3- Definição dos Parâmetros do Problema.

Esse é o momento que se deve desenhar os componentes que farão parte do processo eletromagnético em questão. Nesse trabalho os desenhos usados são os mesmos que foram retirados do Capítulo IV. Desenhos os quais foram feitos no AUTOCAD®. Assim, fez-se necessário a importação de arquivos DXF. Esse importação é feita no menu *File <Import DXF*. Ao se importar arquivos DXF a Fig.A.4 aparecerá. E a tolerância ou precisão da importação desses arquivos deve ser escolhida.

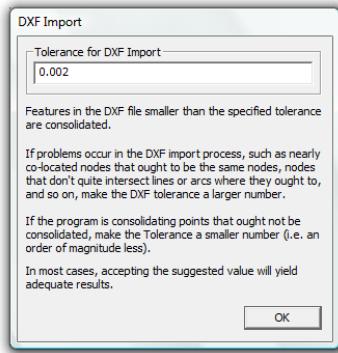


Fig.A.4- Definição da Tolerância de Importação de Arquivos DXF.

A Fig.A.5 mostra o desenho das lâminas que foram feitas para uma MRVT 6x6 e a Fig.A.6 mostra o desenho das lâminas de uma MRVM 6x6.

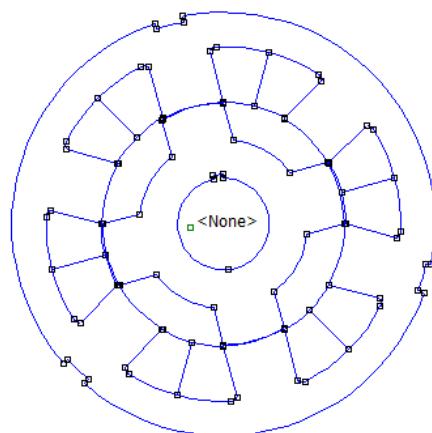


Fig.A.5- Lâminas de uma MRVT Importadas de Arquivos DXF.

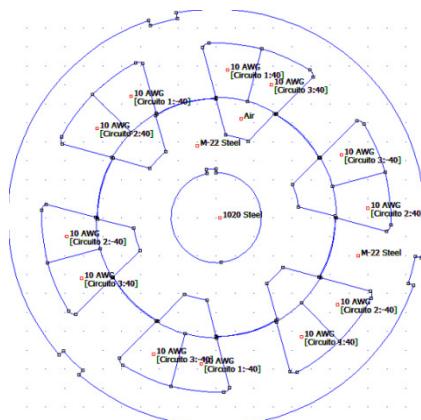


Fig.A.6- Lâminas de uma MRVM Importadas de Arquivos DXF.

Após essa etapa, onde os desenhos já estão devidamente configurados no FEMM, deve-se definir o material que constitui cada área desenhada. Para isso, no *menu properties>materials* aparecerá a janela da Fig.A.7.

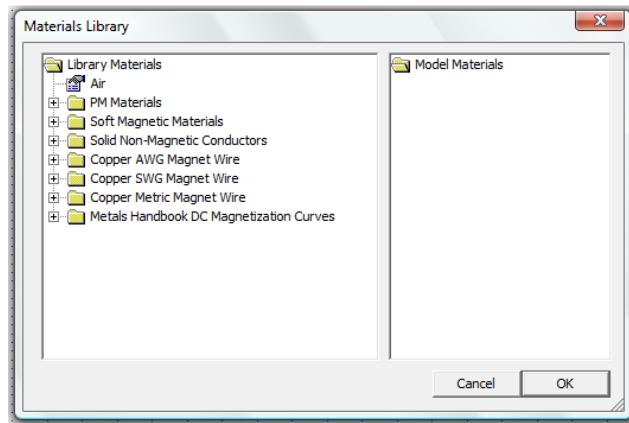


Fig.A.7- Biblioteca de Materiais.

Onde os materiais a serem usados deverão ser definidos: o aço usado nas lâminas, o aço do eixo, o fio de cobre dos circuitos das bobinas e o ar do entreferro. As propriedades de cada material deve ser alterada no menu *properties>materials*. Para isso, na Fig.A.8, basta selecionar o material na janela *Property Name* e depois acionar o botão *Modify Property*. Uma nova janela se abrirá onde será permitido modificar as propriedades do material (se é laminado ou não, características eletromagnéticas, etc.)

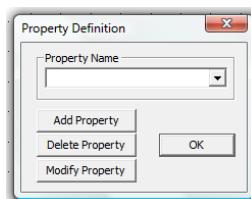


Fig.A.8- Definição da Propriedade dos Materiais Escolhidos.

Os circuitos devem ser definidos no menu *menu properties>circuits* onde a janela da Fig.A.8 aparece.

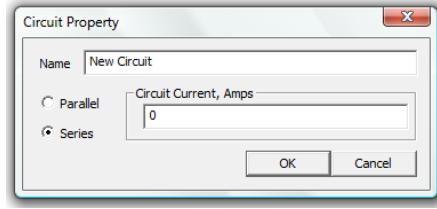


Fig.A.9-Propriedade dos Circuitos.

No caso das duas MRC estudadas, criaram-se três circuitos correspondentes as bobinas das máquinas.

Além disso, as condições de contorno do problema devem ser definidas. É comum em máquinas considerar que o fluxo magnético está confinado ao material ferro magnético, e que fora desse material nenhum campo existe.

A Fig.A.10 que está no menu *properties>Boundary* permite criar e modificar condições de contorno.

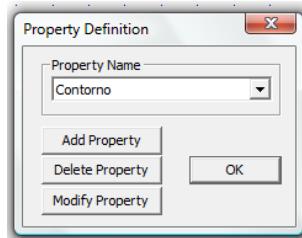


Fig.A.10-Condições de Contorno.

A janela da Fig.A.11 mostra as condições de contorno, a qual se considerou estando na divisa entre as lâminas e a carcaça das máquinas.

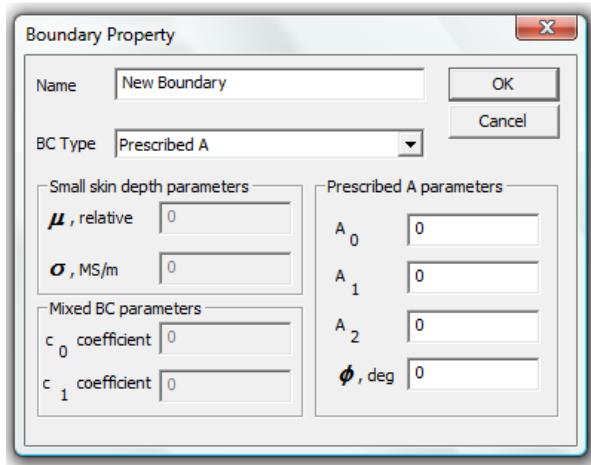


Fig.A.11-Propriedade dos Circuitos.

A Fig.A.12 apresenta o botão usado para adicionar materiais nos desenhos. Deve-se, após ativar essa função, clicar em todas as regiões do desenho. Após isso, deve-se clicar com o botão esquerdo do mouse perto do símbolo de materiais que está em cada área. A janela da Fig.A.13 irá aparecer e o material de cada região deve ser escolhido.



Fig.A.12-Bloco para Adicionar materiais no Desenho.

Apenas estarão disponíveis os materiais que foram escolhidos inicialmente na biblioteca de materiais.

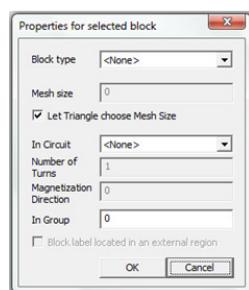


Fig.A.13-Bloco para Escolher os Materiais no Desenho.

Uma vez escolhido os materiais, deve-se então, clicar no botão da Fig.A.14 para criar a malha de triângulos da análise de elementos finitos. A Fig.A.15 aparecerá como resultado dessa etapa.



Fig.A.14-Criação da Malha no Desenho.

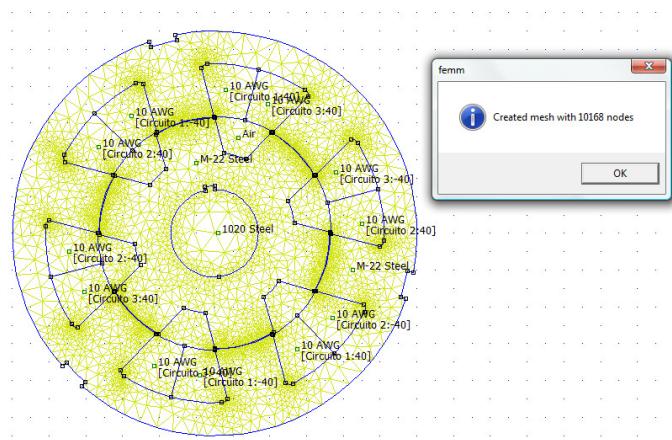


Fig.A.15- Malha no Desenho.

A Fig.A.15 é o exemplo da MRVM, porém o mesmo deve ser feito para a MRVT.

Posto isso, deve-se clicar no botão da Fig.A.16 para que o programa execute. E, em seguida do botão da Fig.17 para visualizar o resultado.



Fig.A.16- Execução do Programa.



Fig.A.17- Visualização dos Resultados.

Finalmente, deve-se clicar no botão da Fig.A.18 e a janela da Fig.A.19 será exibida, mostrando, entre outros fatores, a indutância do circuito selecionado.



Fig.A.18- Execução do Programa.

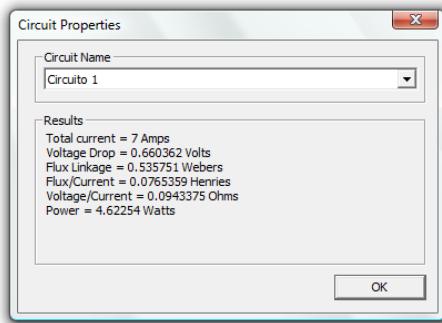


Fig.A.19- Execução do Programa.

Assim, para se definir o perfil de indutância própria completo dessas máquinas, deve-se variar o valor de corrente de uma das bobinas mantendo as outras em zero; e variar também a posição angular do rotor. Como resultados têm-se as Fig. A.20, que mostra o perfil de indutância de uma MRVT, e a Fig. A.21, que apresenta o perfil de indutância de uma MRVM.

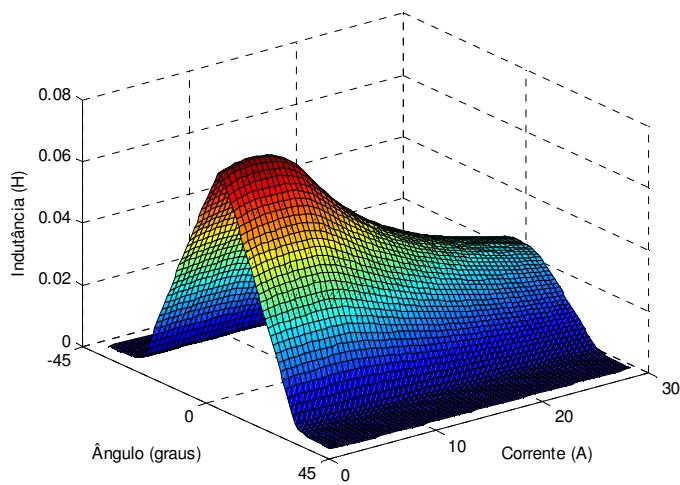


Fig. A.20- Curva de Indutância de uma MRVT.

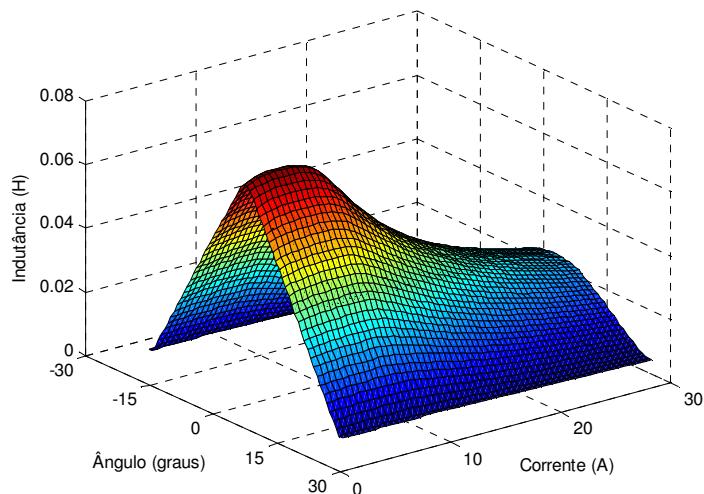


Fig. A.21- Curva de Indutância de uma MRVM.

A.3 – Conclusão

O FEMM mostrou se suficiente para o que foi proposto nesse anexo. As curvas de indutância foram estimadas e poderão ser usadas no Capítulo 5 de simulação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GEORGE ALVES SOARES, MICHEL PINHEIRO, REINADO SHINDO, LEONARDO ROCHA, ALQUINDAR PEDROSO E RODRIGO GARCIA, “*Os novos níveis de rendimento dos motores de indução trifásico*” REVISTA ELETRICIDADE MODERNA –N. 387- pp.42-51 Junho 2006
- [2] JIAN LI, XUEGUAN SONG and YANHYUN CHO, “Comparison of 12/8 and 6/4 Switched Reluctance Motor: Noise and Vibration Aspects” *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 44, NO. 11, NOVEMBER 2008*
- [3] CHEN HAO, LU SHENGLI, “Comparison of Three-phase 12/8 Structure Switched Reluctance Machine and Four-Phase 16/12 Structure Switched Reluctance Machine.” *Project supported in part by National Natural Science Foundation of China under Grant No.60004008, Natural Science Foundation of Jiangsu Province of China-Z001 Youth Science & Technology Creative Talent Foundation under Grant No. BK2001411, Trans-Centluy Training Prograde Foundation far the Talenll by the Minishy of Education P.R.C. ([2002]48).*
- [4] E. M. HALL, S. S. RAMAMURTHY and J. C. BALDA, “Analysis, Dimensional Sizing and Configuration Comparison of Switched-Reluctance Motors Operating Under Multiphase Excitation” *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 17, NO. 3, SEPTEMBER 2002.*
-

-
- [5] M. SUNDARAM, P. NAVANEETHAN and M. VASANTHAKUMAR, “Magnetic Analysis and Comparison of Switched Reluctance Motors with Different Stator Pole Shapes Using a 3D Finite Element Method” *INTERNATIONAL CONFERENCE ON “CONTROL, AUTOMATION, COMMUNICATION AND ENERGY CONSERVATION -2009, 4th-6th June 2009.*
- [6] N. S. LOBO, SEOK-GYU OH, R. KRISHNAN, “Comparison of Two Switched Reluctance Motors with No Flux-Reversal in the Stator” *I-4244-0136-4/06/2006 IEEE.*
- [7] HASSAN MOGHBELLI, GAYLE E. ADAMS and RICHARD G. HOFT, “Performance of a 10-Hp Switched Reluctance Motor and Comparison with Induction Motors” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 21, NO. 3, MAYIJUNE 1991*
- [8] JACEK F. GIERAS, “Comparison of High-Power High-speed Machines: Cage Induction versus Switched Reluctance Motors” *0-7803-5546-6/99/0 1999 IEEE*
- [9] DARIZON A. ANDRADE, ROGÉRIO S. COSTA, RODRIGO S. TEIXEIRA, AUGUSTO FLEURY, “Energy Efficiency for Fractional Power Loads Single-phase switched reluctance Motors offer several advantages” *IEEE INDUSTRY APPLICATIONS MAGAZINE • NOV|DEC 2006.*

-
- [10] DARIZON A. ANDRADE, ROGÉRIO S. COSTA, RODRIGO S. TEIXEIRA, AUGUSTO FLEURY, “The Single-Phase SRM as an Energy Efficient Solution for Fractional Power Loads” VI IEEE/IAS International Conference on Industry Applications- *INDUSCON 2004*, 2004, Joinville
- [11] KRISHNAN, R., “*Switched reluctance motor drives*”, Industrial Electronic Series, 393 pp..
- [12] MILLER, T.J.E., Electronic Control of Switched Reluctance Machines, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, 272 pp..
- [13] MILLER, T.J.E., “Switched reluctance motors and their control”, *Magna Physics Publishing and Clarendon Press*, 1993, 200 pp..
- [14] RADUN, A., “Generating with the switched reluctance motor”, *Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC’94, Proceedings*, Volume 1, 13-17 Feb. 1994, pp. 41-47.
- [15] TORREY, D.A. (2002), “Switched reluctance generators and their control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 49, Issue 1, Feb. 2002, pp. 3-14.
- [16] BORGES, T.T., “Motor a relutância chaveado com controle Fuzzy e detecção indireta de posição”, Tese, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2002, 183 pp..

-
- [17] CHUANG, L., JIAGENG, Y., XUEZHONG, Z. LIU, D., “Investigation and practice for basic theory of switched reluctance generators”, *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems*, Volume 1, 27-29 Sept. 2005, pp 575-579.
- [18] RADUN, A.V., FERREIRA, C.A., RICHTER, E., “Two-channel switched reluctance starter/generator results”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 34, Issue 5, Sept.-Oct. 1998, pp. 1026-1034.
- [19] SAWATA, T., KJAER, P.C., COSSAR, C. MILLER, T.J.E., HAYASHI, Y., “Fault-tolerant operation of single-phase SR generators”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 35, Issue 4, July-Aug 1999a, pp. 774-781.
- [20] SAWATA, T., KJAER, P.C. COSSAR, C., MILLER T.J.E., “A study on operation under faults with the single-phase SR generator”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 35, Issue 4, July-Aug 1999b, pp. 782-789.
- [21] S V. F, AUGUSTO, “Modelagem, Construção, Testes e Analise de Desempenho de um Gerador à Relutância Chaveado”, *Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Abril, 2008.*
- [22] KRISHNAN, R. and SITAPATI, K. “A Novel Single-Phase Switched Reluctance Motor Drive System.” IEEE IECON 2001, pp. 1488-1492.

-
- [23] KRISHNAN, R. and MATERU, PN “*Design of a Single-Switch-per-Phase Converter for Switched Reluctance Motor.*” IEEE Trans. Industrial Applications, Vol. 37, 1990, pp. 469-476.
- [24] VUKOSAVIC, Slobodan, and STEFANOVIĆ, Victor R. “*SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation.*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 6, November/December 1991, pp. 1034-1047.
- [25] BARNES, Mike, and POLLOCK, Charles. “*Selecting Power Electronic Converters for Single Phase Switched Reluctance Motors.*” Power Electronics and Variable Speed Drives, 21-23 September 1998, Conference Publication No. 456 © IEE 1998, pp. 527-531.
- [26] DAHMANE, M., MEIBODY-TABAR, F., SARGOS, F.M., “An adapted converter for switched reluctance motor/generator for high speed applications”, *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, Volume 3, 8-12 Oct. 2000, pp. 1547-1554.
- [27] SINGH, N. K., FLETCHER, J. E., FINNEY, S. J., WILLIAMS, B. W., “Evaluation of a sparse PWM converter for Switched Reluctance Generator,” *International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005, PEDS 2005*, Volume 1, 16-18 Jan. 2006, pp. 721-725.
- [28] TAKAHASHI, A., GOTO, H., NAKAMURA, K., WATANABE, T., ICHINOKURA, O., “Characteristics of 8/6 switched reluctance generator excited by suppression

-
- resistor converter”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 42, Issue 10, Oct. 2006, pp. 3458-3460.
- [29] FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, JR. C. & UMANS, S.D., “Electric machinery”, *McGraw-Hill Series in Electrical Engineering*, 1990, 585 pp..
- [30] DOMINGOS, JOSÉ. L. “Projeto, Construção e Proposta de Acionamento um Motor Linear a Relutância Chaveado.” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Fevereiro, 2003.
- [31] COSTA, R.S., “Análise, projeto e construção de um motor monofásico a relutância chaveado: uma solução eficiente para cargas de potência fracionária”, Dissertação, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2004, 153 pp...
- [32] HWANG, G.R., “Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação magnética”, Dissertação, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2002, 89 pp..
- [33] CHEN, H., MENG, X., ZHENG, L., “Design and simulation software package of switched reluctance machine systems for windows 9x in english”, *The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, APCCAS 2000*, 4-6 Dec. 2000, pp. 489-492.
- [34] ICHINOKURA, O., KIKUCHI, T. NAKAMURA, K., WATANABE, T., HAI-JIAO, G, “Dynamic simulation model of switched reluctance generator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 39, Issue 5, Part 2, Sept. 2003, pp 3253-3255.

-
- [35] SKVARENINA, T.L., PEKAREK, S., WASYNCZUK, O., KRAUZE, P.C., THIBODEAUX, R.J., WEIMER, J., “Simulation of a switched reluctance, more electric aircraft power system using a graphical user interface”, *Proceedings of the 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC’97*, Volume 1, 27 July-1 Aug. 1997, pp. 580-584.
- [36] SKVARENINA, T.L., WASYNCZUK, O., KRAUZE, P.C., CHEN, W.Z., THIBODEAUX, R.J., WEIMER, J., “Simulation and analysis of a switched reluctance generator/more electric aircraft power system”, *Proceedings of the 31nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC’96*, Volume 1, 11-16 Aug. 1996, pp. 143-147.
- [37] MCGROW, L., POLLOCK, C., “Low cost brushless generators”, *Conference record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999, Thirty-fourth IAS Annual Meeting*, Volume 2, 3-7 Oct. 1999, pp. 1229-1236.
- [38] MOREAU, L., MACHMOUM, M., ZAIM, M. E., “Control and minimization of torque ripple in switched reluctance generator”, *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 11-14 Sept. 2005, pp. 8.
- [39] RADIMOV, N., BEN-HAIL, N., RABINOVICI, R., “Simple model of switched reluctance machine base only on aligned an unaligned position data”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 40, Issue 3, May 2004, pp. 1562-1572.

-
- [40] MITCHAM, A.J., GRUM, N., “An integrated LP shaft generator for the more electric aircraft”, *IEE Colloquium on All Electric Aircraft*, 17 June 1998, pp. 8/1 – 8/9.
- [41] RADIMOV, N., BEN-HAIL, N., RABINOVICI, R., “Switched reluctance machines as a three-phase AC autonomous generator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 42, Issue 11, Nov. 2003, pp. 3760-3764.
- [42] CHEN, H., “Electromagnetic design of switched reluctance generator”, *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003*, Volume 1, 17-20 Nov. 2003a, pp. 777-780.

Modeling, Simulation and a Comparative study between a Single-phase Switched Reluctance Machine (6x6) and a Three-phase Switched Reluctance Machine

Dias, R. J., Andrade, D.A., Cabral, L.G., Silveira, A.W.F.V., Silveira, A.F.V., Gomes, L.C., Bissochi, C. A

Laboratório de acionamentos elétricos, Depto. de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia.

E-mails: renatojayme.ee@gmail.com, darizon@ufu.br

Abstract. The comparative study of electric machines has been in vogue due to the growing demand for electromechanical converters with maximum possible efficiency. In this scene, the switched reluctance machines have proven to be competitive. Comparative studies between these machines and the already established induction machines can be easily found in the scientific literature, but studies on various configurations of the switched reluctance machines are not as widespread. This paper shows the modeling, simulation and presents a comparative study of two Switched Reluctance Machines to a single phase (6x6) and three phase (6x4). Aspects of construction, drive and efficiency are discussed in order to find advantages and disadvantages to each of these machines.

Key words

Single phase Switched Reluctance Machine, Three phase Switched Reluctance Machine, comparison of efficiency.

1. Introduction

The interest in Switched Reluctance Machines (SRM) has getting a competitive market space. The industries are still in majority, induction machines; some synchronous machines that require a more rigorous maintenance due to the presence of brushes and rings; and fewer appear permanent magnet machines, losing competitiveness because of the high cost of magnets.

Several years ago, the obstacle to the interest in SRM was the high cost of power electronics, nowadays is not a problem due to the decrease in cost of microprocessors and semiconductor switches [1].

Because there are no windings, brushes and magnets on the rotor, the MRV in addition to having a simple structure and be more robust, have lower cost of manufacturing compared to other existing machines[1]. Windings concentrated only in the stator, phases considered magnetically independent of one another, high torque per amp, high power density and high efficiency are other advantages of this machines.

These advantages are leading more and more researchers to study on their application as electric motor cars, small domestic appliances, pumps, fans and others [2] [3] [4]. But there are also unfavorable characteristics for use as vibration and acoustic noise, yet several studies are already being taken to reduce these problems [5].

One study, not very recent,[7] compares SRM with the induction machines.

The objective proposed in this paper is the comparasion of two SRM: a Single Phase Reluctance Motor (SPSRW) and a Three Phase Reluctance Motor

(TPSRW). The comparative study was carried out through simulations and experimental results.

2. Structure of the machines

A Switched Reluctance Machine (SRM) is composed of a laminated structure of double salience, simple, in which the coils are restricted only to the stator teeth. Moreover, in the case of this work, each coil of a pair of teeth opposite of the stator are a phase, as shown in Fig.1. This figure shows a 6x4 SRW, in other words, a SRM with six stator poles and four poles in the rotor. Because each pair of poles in the stator form only one phase, this is a Three-Phase Switched Reluctance Machine to (TPSRM).

It also can be seen in Fig.1 the connection in series of coils of each pair of teeth opposite to form of mentioned phase. Thus, the current that runs through these coils is the same. Fig.1 shows the coils of only one phase, phase A, but this configuration is repeated for the other two phases. In this case, phase A is in its position of complete alignment, this position was chosen to be the reference in this work, ie, everytime the rotor is aligned with the stator at a certain phase, it is said that the rotor is in zero degree of that phase.

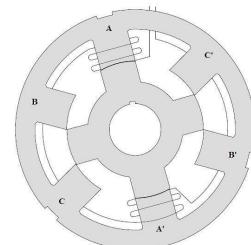


Fig.1 – Cross Section of a TPSRM, showing the winding of the phase A.

The Fig.2 shows a 6x6 SRM. As can be seen, what distinguishes the two machines studied is only the number of teeth on the rotor and its drives. Again, each pair of teeth opposite in the stator was connected in series, but the energization of all coils will be held at the same time, no delay between pulses, hence this configuration of SRM , where the number of teeth rotor is equal to the number of stator teeth, is called a Single-phase Switched Reluctance Machine (SPSRM). The polarity of the windings of the other teeth are also represented in Fig.2.

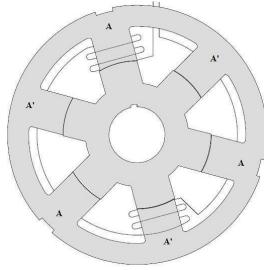


Fig.2 –Cross Section of a SPSRM, showing a part winding of the phase A.

3.Principles of Drive

For that each phase could be energized in the correct moment is necessary to know, every moment, the rotor position. For this, a positioning disc with optical sensors was placed on the machine shaft as shown in Fig.3.

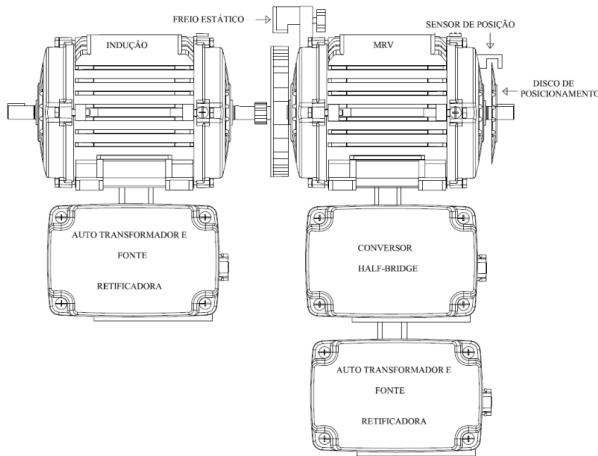


Fig.3 - Test bench showing SRM.

A-Three Phase Switched Reluctance Machine

To operate the TPSRM, was used a half-bridge converter. This converter was chosen to be the most applied to drive these machines [9].

Fig.4 shows a three phase half-bridge converter. In this converter, the gate of each switch will be controlled by positioning sensor, insomuch that each phase will be energized when are completely disaligned (Fig. 5), at this point the switch S_1 and S_2 will be closed and the current coming from the source will flow through the coil Phase A.

This energizing will have a duration of 30 degrees, ie when is missing 15 degrees to the complete alignment this phase will be turned off, turning off the switches S_1 and S_2 (Fig. 6). At this point, the energy that was stored in the coil of phase A will be returned to the source, establishing a freewheel with the diodes d_1 , d_2 and source.

The name Switched Reluctance Machine is due to the fact that his machine is always varying the reluctance. In the case of the 6x4 configuration the profile of reluctance is 90 degrees. As is known, the reluctance is inversely proportional to inductance. Figure 7 shows the inductance profile of a TPSRM

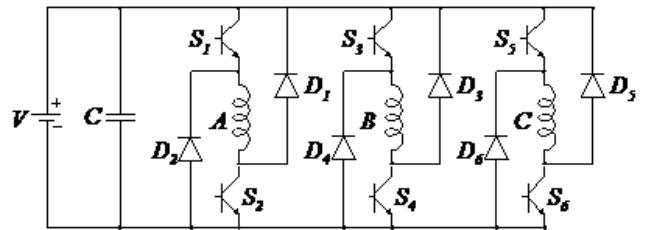


Fig.4 – Three Phase Half-Bridge converter.

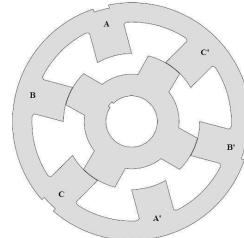


Fig.5 –Phase A completely disaligned in a TPSRM.

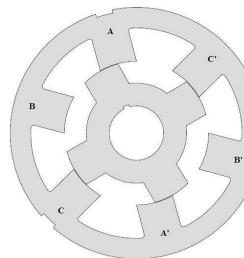


Fig.6 – Phase A missing 15 graus to aligned in a TPSRM.

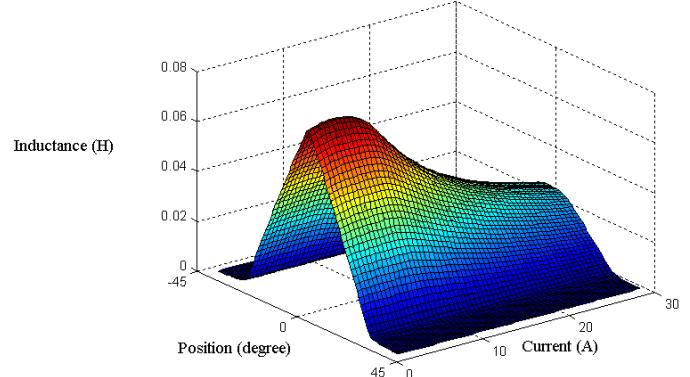


Fig.7 – Inductance profile of a TPSRM

B-Single Phase Switched Reluctance Machine

A Single Phase Switched Reluctance Machine (SPSRM) is a machine where, typically, the number of teeth on the rotor and stator are equal. Thus, there is no discrepancy between the profile of inductance of each stator tooth. Thus, these machines are seen as having only one phase. It is common to find projects with 2x2, 4x4, 6x6 and 8x8 poles on the stator and rotor, respectively [8]. Here, we will analyze the machine with 6x6 configuration.

To operate this machine, again used a half-bridge converter, however, in this case, it is necessary just a phase, as shown in Fig.8

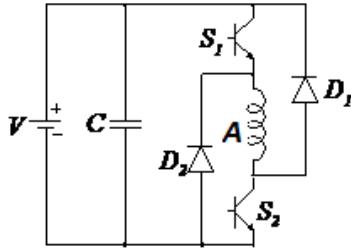


Fig.8 – Single-phase half-bridge converter.

Thus, when the rotor is in complete disalignment, 30 degrees of alignment position, the machine will be energized (Fig. 9). At this point, switches S_1 and S_2 will be closed and the current coming from the source will flow through the coil of phase A.

This energizing will have a period of 15° , ie, when is missing 15° for the complete alignment the phase will be turned off, turning off the switches S_1 and S_2 (Fig.10). At this point, the energy that was stored in the coil of phase A will be returned to the source. Establishing then a freewheel with diodes d_1 , d_2 and source.

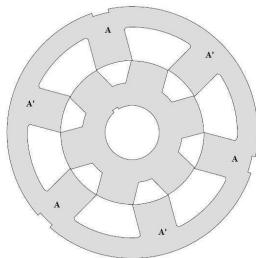


Fig.9 – Phase A completely disaligned in a SPSRM.

In the case of the 6×6 configuration the profile of reluctance have 60° . The Fig.11 shows the inductance profile of a SPSRM.

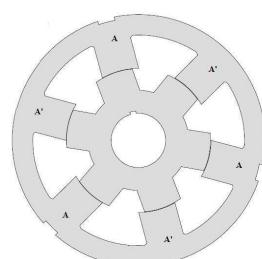


Fig.10 – Phase A missing 5° to aligned in a SPSRM.

4. Mathematical Model

In an inductor the flux linkage by the coil (λ) is proportional to current (i) that runs through the coil and its inductance (L), have:

$$v = Ri + e \quad (3)$$

Where:

$$v = Ri + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \quad (4)$$

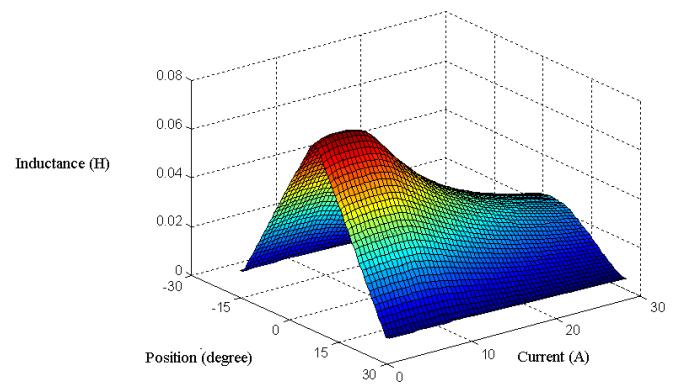


Fig.11 – Inductance profile of a SPSRM

In this way, the voltage at the terminal of each phase voltage have resistive in nature, due to resistance of the wires; and inductive, due to the coils of each tooth, so:

$$v = Ri + e \quad (3)$$

Where:

$$v = Ri + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \quad (4)$$

As the flux linkage by the coils is proportional to the inductance and current the equation solution (4) involves a partial derivative, where firstly L is considered constant and i variable, and then i is consired constant and L variable. As L is variable in relation to the rotor position and the time, replacing equation (1) in equation (4) and solving, have:

$$v = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} + i \frac{\partial L}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (5)$$

Conceptually, as the derivative of rotor angular position (θ) in relation to the time is the angular speed (ω):

$$v = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} + i \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (6)$$

Equation (6) describes the SRM electrically, but for a complete modeling it is necessary other equation that glimpse the machine mechanically. For this just do the equalization the powers so that they are balanced. Thus the energy entering the system will generate a electromechanical torque (T_{emg}). In result of this input will be generated a mechanic torque (T_{mec}) on the system output. Moreover, should be considered that this machinhe should be able to win the rotational inertia of the speed variation ($J \frac{d\omega}{dt}$), and win the dynamic friction of the bearings (D_ω) [9]. Thus:

$$T_{emg} = T_{mec} + D_\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (7)$$

Where:

D is the coefficient of friction;

J is the moment of inertia.

The electromechanical torque can be shown mathematically as :

$$T_{emg} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (8)$$

Therefore the equation (6) and the equation (7), together, describe in a complete (electrically and mechanically) a single-phase SRM, so this work will consist on the comparison between a single-phase machine and a three-phase machine which should be represented in a matrix way so that all phases will be considered in the model then for the three-phase machine have:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ -T_{mec} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ -i_1 r_1 & -i_2 r_2 & -i_3 r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vartheta \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & i_1 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & i_2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & i_3 \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{\vartheta} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Where:

$$r_1 = _1 \frac{\partial L_1}{\partial \theta}; r_2 = _2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta}; r_3 = _3 \frac{\partial L_3}{\partial \theta}$$

\dot{i}_1 is the derivative of the current of the phase 1 in time;
 \dot{i}_2 is the derivative of the current of the phase 2 in time;
 \dot{i}_3 is the derivative of the current of the phase 3 in time;
 $\dot{\vartheta}$ is the angular speed variation in time;
 $\dot{\theta}$ is the variation of rotor position in time.

5. Simulations

The simulation tools have facilitated the development of projects more accurate and cheaper in electric machines. Parameters that were previously impossible to consider, are now easily predicted in the design of these machines by simulation.

The simulations presented in this work were performed using MATLAB® SIMULINK.

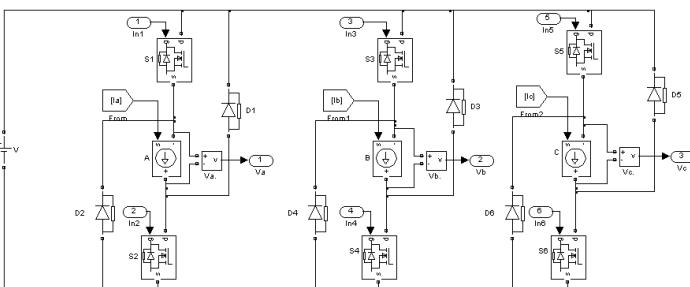


Fig 12. Three-phase half-bridge converter.

Thus, each machine was fought degree in degree, and its inductance was measured. The result can be seen in Fig.7 and Fig.11.

A. Simulation of a TPSRM

In the simulation of a MRVT were used some tools ready of SIMULINK. The converter shown as electrical diagram in Figure 4 can be seen in Fig.12, but in SIMULINK.

In this converter was used controlled a current source by a signal in the simulation of the coils.

In addition to the converter is another block that simulates the mechanical and electrical behavior of the machine. This block can be seen in Figure 13. In this block were set as input, the voltage of the three phases and the load on the motor shaft. The load may have a quadratic behavior with respect to angular speed (ω), characteristic of typical loads such as fans for example or be a constant load.

The control signal from the current source of the converter is the phase current which is the output from block Fig.13.

The Fig.13 is simply an S-function that solves the equation of state (9).

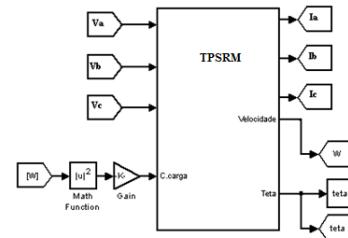


Fig.13 - Resolution of equation (9) in SIMULINK.

Input parameters of the Fig.13 are taken from the simulation of half-bridge converter in Fig.12.

B. Simulation of a SPSRM

The simulation of SPSRM, of course, was conducted the same way as was done for TPSRM.

Thus, Fig.14 shows the half-bridge converter which is electrically shown in Fig.8, but in the SIMULINK.

Again, the blocks of Fig 14 and Fig.15 form a closed system because the output of Fig 15 (currents) are the input in Fig.14. And the output of Fig 14 (a voltage Va) is input in Fig 15.

Fig.15 is merely the solution of equations (7) and (8) of the mathematical model.

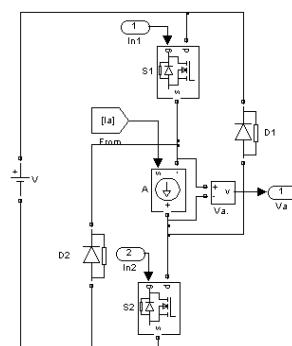


Fig.14 - Single-phase half-bridge converter.

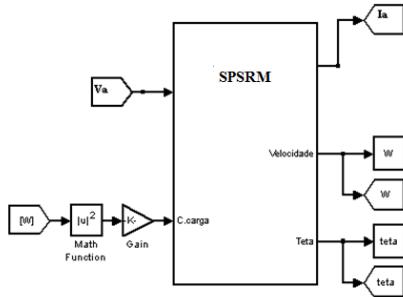


Fig.15 - Resolution of equation (7) and (8) in SIMULINK.

5. Results of Simulations

The simulations were done with machines fed with 311 V with rated load on their axes, with the aim of analyzing parameters such as wave form current on the phase, variations speed in machine and efficiency.

A. Waveforms current on the phase

The waveforms of the currents of the phases in the two machines can be seen in Fig.16 and Fig.17.

Fig. 16 shows the waveform of the current arising from the three phases of TPSRM.

Fig. 17 shows the waveform of current in a SPSRM. These figures make it clear that the three-phase machine has a behavior more constant, because the phase are powered separately and there is always an active phase. In the SPSRM exists an interval where the machine is totally turned off, this would provide a more fickle behavior.

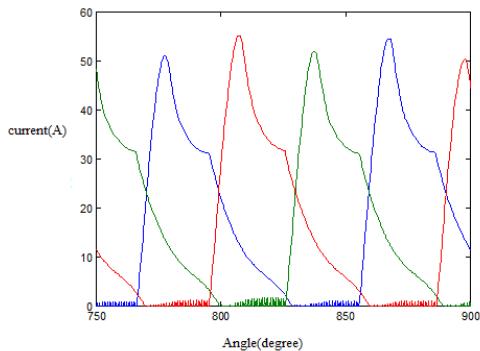


Fig.16 - Waveform of current in a TPSRM

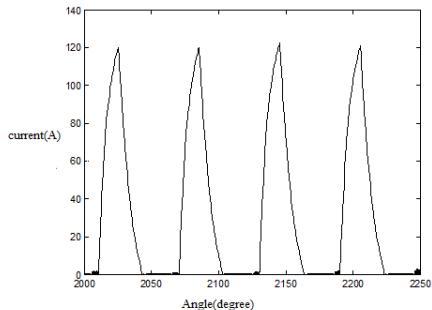


Fig.17 - Waveform of current in a SPSRM.

B. Speed of the machines

The SRM are known to have problems in their oscillation parameters, including in the generated torque and in the speed.

The TPSRM showed a variation of speed sharp less than presented on the SPSRM. The range was of 127 rad / s to 119 rad / s with speed around 1200 rpm desired for this machine.

However, SPSRM presented a disastrous change of speed, getting between 40 rad / s and 200 rad / s. Since then this characteristic a huge disadvantage for this type of machine (6x6 MRVM 1 hp) when is driven in the way it was done in this work.

C. Efficiency of the machines

Both machines showed good results regarding the efficiency item. TPSRM showed 91.5% and 81% SPSRM.

D. Converters

The single-phase converter of the SPSRM is simpler and cheaper than the converter of the MVRT by being composed of only one arm, and thus need only one switch to be operated.

6. Experimental Results

To perform comparative tests between the two configurations of SRM was mounted a bench containing two SRM, a three-phase induction machine (MIT) and a Half-bridge converter, as shown in fig.3. A MIT was used as a load. For this, a direct current was applied in phases in order to generate a fixed magnetic field and so when the SRM are operated and make the MIT turning, a power appears making that this works as a load.

In the first test the TPSRM was fed with a voltage of 200 V on the dc bus and the current values was incremented one to one starting from zero (empty machine) and go up to 7 A (Maximum load by MIT).

The graph in Fig. 18 shows the decrease of speed and increase of the power when the load on the shaft of the TPSRM increase.

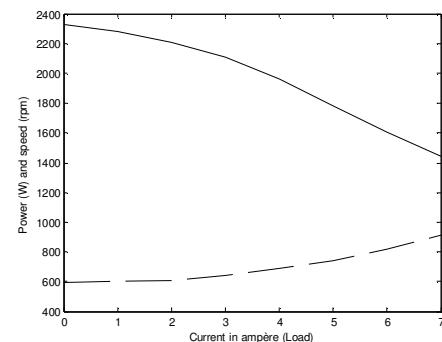


Fig.18 – Power (---) and Speed (____) in a TPSRM.

Then the same test was repeated for SPSRM, the result is shown in Fig.19.

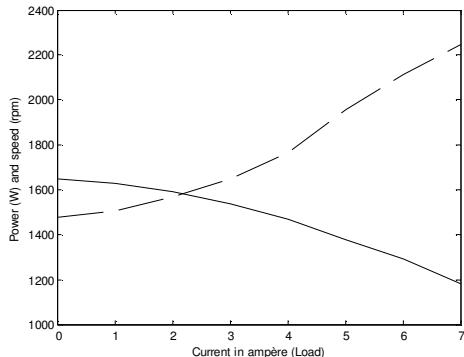


Fig.19 – Power (---) and Speed (—) in a SPSRM.

These two figures (Fig. 18 and Fig.19) show that TPSRM when fed with constant voltage of 200 V always keep a faster speed than SPSRM, despite its derivative of speed in relation to the load to be greater. Moreover, the input power required by SPSRM is always greater than the TPSRM.

However, the analysis of input power was compromised in this test, because despite the magnetic power generated at MIT have relation to the current (x-axis of figures) it is also related to the speed of the machines which, as has been shown is different. So this first test reveals only the behavior of the machines for their speed when there is a increase in the load and voltage control in the dc bus.

Thus, takes necessary a second test in which speed in SRM were kept constant at 1200 rpm (nominal speed) and the current MIT (load) was being added. The result is shown in Fig. 20.

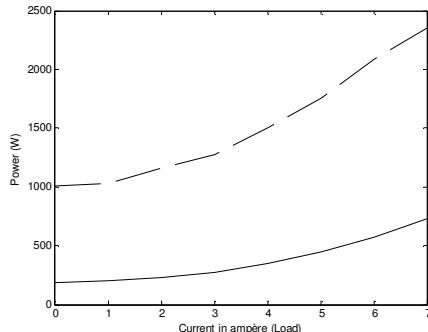


Fig.20 – Input Power in a SPSRM (---) and Input Power in a TPSRM (—).

In Fig.20 shows that when subjected to the same load, the SPSRM requires a power input more than four times the input power required by a TPSRM. When these are operated the way it was done in this work.

8. Conclusion

Both machines have very similar aspects of construction, so there is no way to elect between the two that is better in this item.

TPSRM machine proved to be a more constant, with fewer variations in speed. This did not occur with SPSRM which was very swinging.

The converter SPSRM is simpler and inexpensive, requiring only two switch to operate it, but these switch

must support peak currents greater than those that occur in TPSRM. In TPSRM is necessary to use six switchs. In the simulations, the TPSRM showed a yield of around 91.5% and SPSRM showed a yield around 81%. The simulations were performed using nominal values of input voltage and load.

The experiments were performed at various points of operation where the increase in load forced the machine to slow down, increasing its power. This test showed that with the same dc bus voltage the TPSRM work with greater speed and requiring less power input. Furthermore, when subjected to the same load, the TPSRM needed less input power (4 times less).

So for all these factors it is concluded that the TPSRM when operated in the same way as was done here, and far more advantageous than SPSRM.

Acknowledgement

The authors thank the Federal University of Uberlândia and the PUC-GO, for multiple collaborations. And to CAPES for the scholarships.

References

- [1] K.A. Joseph, “ Opportunities for switched reluctance motor-drives”, *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 1999. Conference Record of 1999 Annual, 1999*, pp.42-47.
- [2] H. Chen, Y. Guo, “ Green methodologies and technologies of switched reluctance motor drive.”, *Proceedings of the 3 World Congress on Intelligent Control and Automation, vol 5,2000*, pp.3717-3720.
- [3] L. Chang, “Switched Reluctance Motors: Small Motors of the Next Generations for Automobiles?”, *Vehicular Technology Conference ,vol 5, 2003*, pp.3316-3320.
- [4] H. Chen, “Implementation of a Three-Phase Switched Reluctance Generator System for Wind Power Applications”, *Electromagnetic Launch Technology,2008 14th Symposium on*, 2008, pp.1-6.K.
- [5] C.Yookpadee, N.H. Fuenqwarodsakul, “Variable Speed Switched Reluctance Drive for a Low Cost Applications”, *Electrical Engineering/Electronic, Computer, Telecommunications and Information Technology,2009, ECTI-CON,2009.6th International Conference on*, vol 1, 2009, pp.262-265.
- [6] S. Jose, E.S. Antonio, C. Maria Rosario, “ Design of a system for analysis and monitoring of vibrations in Linear Switched Reluctance machines”, *MELECON 2010-2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnica Conference, 2010*, pp.768-773.
- [7] M.R. Harris, T.J.E. Miller, “Comparison of Design and Performance Parameters in Switched Reluctance and Induction Motors”, *Electrical Machines and Drives, 1989. Fourth International Conference on*, 1989, pp.303-307.Y
- [8] bKRISHNAN, Ramu, “*Switched Reluctance Motors Drives.*” CRC Press, 2001.
- [9] S V. F. Augusto, “Modelagem, Construção, Testes e Analise de Desempenho de um Gerador à Relutância Chaveado”, *Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Abril,2008*.