



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VENICIO SOARES DE OLIVEIRA

**APLICAÇÃO DO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS 3D NA
CARACTERIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA ESTÁTICA DE MOTORES DE
RELUTÂNCIA VARIÁVEL COM VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL**

FORTALEZA
FEVEREIRO - 2013

VENICIO SOARES DE OLIVEIRA

**APLICAÇÃO DO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS 3D NA
CARACTERIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA ESTÁTICA DE MOTORES DE
RELUTÂNCIA VARIÁVEL COM VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará – UFC, como parte dos requisitos para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Silva Thé Pontes

**FORTALEZA
FEVEREIRO - 2013**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

O52a

Oliveira, Venício Soares de.

Aplicação do método dos elementos finitos 3D na caracterização eletromagnética estática de motores de relutância variável com validação experimental / Venício Soares de Oliveira. – 2013.
124 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2013.
Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.
Orientação: Prof. Dr. Ricardo Silva Thé Pontes.

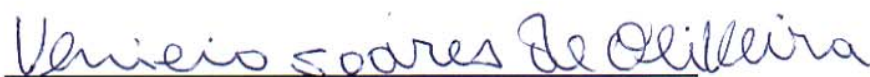
1. Engenharia Elétrica. 2. Máquinas elétricas. 3. Acionamento elétrico. I. Título.

CDD 621.3

Venicio Soares de Oliveira

**Aplicação do Método dos Elementos Finitos 3D na Caracterização
Eletromagnética Estática de Motores de Relutância Chaveada com
Validação Experimental**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Energia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.



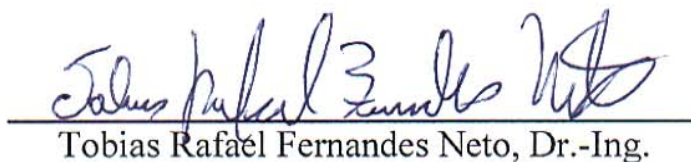
Venicio Soares de Oliveira

Orientador:

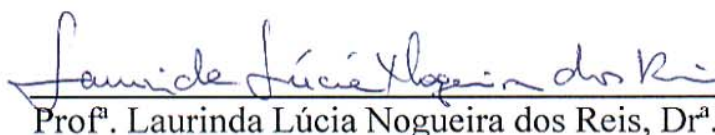


Prof. Ricardo Silva Thé Pontes, Dr.

Banca Examinadora:



Tobias Rafael Fernandes Neto, Dr.-Ing.



Prof. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis, Dr.ª.



Prof. Otacílio da Mota Almeida, Dr.

Fortaleza, 07 de fevereiro de 2013

A minha mãe Maria Eudina, a maior guerreira que conheci.

A meu pai Pedro Nicolau (*in memoriam*), minha inspiração para estudar e grande homem.

A minha avó materna Clotilde (*in memoriam*), minha segunda mãe, pelo amor e carinho.

As minhas irmãs Valéria e Veroneide, por sempre me fazer entender o real sentido e valor de uma família.

Aos meus sobrinhos e sobrinhas, Daniel (*in memoriam*), João Vitor, Maria Tânia e Ana Talya, pela alegria e felicidade que trouxeram e trazem a nossa família.

A todos os meus amigos.

Eu dedico este trabalho.

AGRADECIMENTOS

A Universidade Federal do Ceará – UFC, particularmente ao Departamento de Engenharia Elétrica, pela a oportunidade que me concederam de desenvolver este projeto e cursar o mestrado em Engenharia Elétrica.

Ao professor Dr. Ricardo Thé, pela acolhida como orientando, onde sempre me apoiou, incentivando e ajudando nas resoluções dos problemas e superação das dificuldades.

A todos(as) os professores(as) do Departamento de Engenharia Elétrica, pelo ensinamento repassado que de forma valiosa contribuíram no desenvolvimento deste trabalho, pelos momentos de descontração e amizade.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará – IFCE, pela paciência e compreensão nos momentos em que precisei me ausentar do trabalho, em particular ao Diretor Geral do *Campus* de Limoeiro do Norte o Sr. José Façanha e sua equipe, sempre solícitos aos meus pedidos de afastamento.

Aos amigos, Danilo Nobre, Rômulo Nunes e Wellington Assunção pela colaboração irrestrita durante o desenvolvimento deste trabalho, pelo companheirismo e atenção.

Aos amigos, Antonio Barbosa e Dalton Honório, pela amizade, companheirismo e participação em todos os momentos desta empreitada.

Aos amigos do SENAI, os que permanecem, e que foram para outras instituições, pela amizade e ajuda sempre demonstrada no início deste meu projeto.

Ao amigo Bruno do PET, pela grande ajuda na etapa de simulação e paciência que teve comigo.

A minha mãe, Maria Eudina Nicolau, pelo incentivo, amor, e educação que sempre me deu, e pelo o seu exemplo de vida.

Ao meu pai, Pedro Nicolau Filho (*in memoriam*), por me ensinar a valorizar a educação e o conhecimento como ferramenta de formação e desenvolvimento do ser humano.

As minhas irmãs, sobrinhas e sobrinhos, pelo amor, carinho, incentivo e paciência.

A toda a minha família, tios, tias, primos, primas, pela sua confiança, carinho e atenção.

A todos os amigos do IFCE, pela amizade e colaboração, em especial ao Eduardo Norões, Sitônio Magalhães, Livia Costa, Erbênia Mendes, Virna Luiza, Juliana Zani, Diego

Gadelha, Joaquim Junior, Liebertt Barbosa, Luis Clenio e Roberto Dias, David Moreno e Marcelo Marques.

A Ariosvana, pelos anos de convívio, paciência, companheirismo e cumplicidade.

A professora Claudia Alencar, pelas contribuições e colaborações feitas e este trabalho.

Aos amigos, que fizeram parte de desta história: Eber Diniz, Dalton Honório, Antonio Barbosa, José Robério, Davi Nunes Oliveira, Fernando Sobreira, Brito, Rogério, Aldinei, Samuel Jó, Felinto Firmeza, Socorro, Mário Sérgio, Rafael Gomes, Rafael Oliveira, Eudes Oliveira, Rodrigo Paulino, Hermínio, Roque Júnior, Danilo Nobre, Carlos Alberto Júnior, Cesar Orellana, Cícero Alison, Aluísio, Rômulo Nunes, Wilkley Bezerra, Rangel Borges, Paulo Praça, André Pimentel, Samuel Vieira, Adson Bezerra, Vanessa Teixeira, Fátima Serpa, Sérgio Lima, André Lima, Rooney Ribeiro, Juliano Pacheco, Marcos Antonio e Eduardo Costa;

A todos os que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho e que eu tenha, por algum motivo, esquecido de citar.

“Se avexe não, amanhã pode acontecer tudo
Inclusive nada, se avexe não, a lagarta rasteja
até o dia em que cria asas, se avexe não,
que a burrinha da felicidade nunca se atrasa,
se avexe não, amanhã ela para na porta
da sua casa...”.

Trecho da canção “a natureza das coisas”, do
cantor e compositor paraibano Flávio José.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado um estudo sobre as características de magnetização estática de um MRRV – Motor Rotativo de Relutância Variável – de 1 cv, com base na simulação do projeto da máquina utilizando Análise por Elementos Finitos (AEF) 3D com malhas tetraédricas e hexaédricas, com vistas a investigar a que mais adequava-se a esse estudo. Três métodos experimentais foram utilizados para a validação do projeto via Elementos Finitos: método de determinação da impedância com tensão CA, método do tempo de subida de corrente DC de fase e método do tempo de descida de corrente DC de fase. Um estudo comparativo foi realizado como forma de efetivar a validação. Todas as tarefas de simulação e de medição foram realizadas utilizando um microcomputador. Para a realização da simulação do projeto foi utilizado um *software* de simulação numérica com análise dos Elementos Finitos (CST STUDIO SUITE TM 2010[®]) em três dimensões, utilizando para tanto, malhas tetraédricas e hexaédricas. Para as tarefas de medição, foi utilizada também uma placa de aquisição de dados (DAQ) integrada a duas interfaces: do LabView[®] e Signal Express[®] ambos desenvolvidos pelo o mesmo fabricante da placa de aquisição (National Instruments) com o objetivo de determinar a indutância por fase do MRRV. A partir dos valores obtidos de indutâncias por fase, foi calculado o fluxo concatenado por fase. Gráficos de fluxo concatenado por corrente e perfis de indutâncias para sete posições são apresentados e então comparados com a simulação por AEF. Tabelas evidenciando as diferenças de alguns valores entre os métodos em termo de porcentagem são apresentadas e discutidas. Uma avaliação sobre todos os métodos foi feita, evidenciando aspectos positivos, negativos, limitações e sugestões de melhoria dos mesmos. A máquina estudada foi um Motor Rotativo de relutância Variável 6/4 (6 pólos no estator e 4 pólos no rotor), trifásico, de 1 cv de potência, corrente nominal de 10A e velocidade de 2.000 rpm, projetado pelo Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

Palavras-chave: Motor rotativo de relutância variável. Caracterização eletromagnética estática. Análise por elementos finitos. Método de determinação da impedância com tensão CA. Método do tempo de subida de corrente DC de fase. Método do tempo de descida de corrente DC de fase.

ABSTRACT

This paper presents a study on the characteristics of a static magnetization VRRM - Variable Reluctance Rotating Motor – 1 hp, based on the simulation of machine design using Finite Element Analysis (FEA) with 3D tetrahedral and hexahedral meshes intending to investigate which meshes is the most suited to this study. Three experimental methods to validate the design via Finite Elements were used: method for determining the impedance with AC voltage, the rising time method of DC current phase and falling time of DC current phase method. All tasks of simulation and measurement were performed using a personal computer. To perform the design simulation a numeric simulation software was used with finite element analysis (CST STUDIO SUITE TM 2010[®]) in three dimensions, using both, tetrahedral and hexahedral meshes. For measurement tasks also a data acquisition board (DAQ) integrated with two interfaces was used: the LabView[®] and Signal Express[®] both developed by the same manufacturer of the acquisition board (National Instruments) aiming to determine the inductance per phase of the VRRM. From the values obtained of inductance per phase the flux linkage per phase was calculated. Graphs of flux linkage with current and inductance profiles for seven positions are shown and compared with the simulation FEA. Tables showing the values of some differences between the methods in terms of percentage are presented and discussed. An evaluation of all methods was done, showing positives and negatives aspects, limitations and suggestions to improve them. The machine was a studied Variable Reluctance Rotating Motor 6/4 (6 stator poles and 4 poles on the rotor), three-phase, 1 hp, rated current of 10A and speed of 2.000 rpm, designed by the Research Group on Automation and Robotics, Department of Electrical Engineering, Federal University of Ceará.

Keywords: Variable reluctance rotating motor. Static electromagnetic characterization. Finite element analysis. Method for determining the impedance with AC voltage. Rising time of the DC current phase Method. Falling time of DC current phase Method.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Universo tecnológico das máquinas elétricas.....	32
Figura 2.2 – A ferradura eletromagnética de William Sturgeon.....	33
Figura 2.3 – Vistas em perspectivas e frontal do motor rotativo de relutância chaveada 6/4 (a), e vista frontal do motor linear de relutância chaveada (b).....	36
Figura 2.4 – Posição alinhada (a), e desalinhada (b), de um motor de relutância variável 6/4.	37
Figura 2.5 – Posições θ_1 (a), θ_2 (b), θ_3 (c) e θ_4 (d) do MRV 2/2 com comprimento das sapatas do rotor e estator iguais.....	38
Figura 2.6 – Comportamento da indutância em função da variação angular entre o rotor e o estator – sapatas iguais.....	39
Figura 2.7 – Perfil do conjugado ideal - com comprimento das sapatas do rotor e estator iguais.....	40
Figura 2.8 – Posições θ_1' (a), θ_2' (b), θ_3' (c), θ_4' (d) do MRV 2/2 com comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes.....	40
Figura 2.9 – Comportamento da indutância em função da variação angular entre o rotor e o estator – sapatas diferentes.....	41
Figura 2.10– Perfil do conjugado ideal - com comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes.....	41
Figura 2.11– Circuito equivalente de um MRV – modelo elétrico.....	44
Figura 3.1 – Gráfico genérico das curvas características de um MRV.....	46
Figura 3.2 – Representação unitária dos elementos finitos nos formatos hexaédricos e tetraédricos.....	48
Figura 3.3 – Malha antes processo de refinamento (a) e malha depois do processo de refinamento (b).....	49
Figura 3.4 – Fluxograma da etapa de pré-processamento.....	54
Figura 3.5 – Fluxograma da etapa de processamento – malha tetraédrica.....	57
Figura 3.6 – Fluxograma da etapa de processamento – malha hexaédrica.....	58
Figura 3.7 – Fluxograma da etapa de pós-processamento.....	60
Figura 3.8 – Placa de aquisição de dados utilizada para captura e tratamento dos dados em microcomputador oriundos dos sensores de corrente e tensão.....	64
Figura 3.9 – Mecanismo de ajuste angular e fixação do eixo do rotor MRRV.....	65

Figura 3.10– Interface implementada no LabView [®] para determinação da impedância com tensão CA.....	66
Figura 3.11– Modelo elétrico para análise do método de determinação da impedância com tensão CA.....	67
Figura 3.12– Triângulo das potências.....	67
Figura 3.13– Circuito utilizado no método de determinação da impedância com tensão CA...	69
Figura 3.14– Implementação do circuito utilizado no método de determinação da impedância com tensão CA.....	70
Figura 3.15– Banco de resistores utilizados em série com a fase do motor – MRRV.....	70
Figura 3.16– Visão geral da bancada de ensaios utilizada neste trabalho.....	71
Figura 3.17– Fluxograma do método de determinação da impedância com tensão CA.....	72
Figura 3.18– Modelo elétrico para análise dos métodos de tempo de subida e descida de corrente DC de fase.....	74
Figura 3.19– Fenômeno do transitório de subida de corrente em um circuito RL série alimentado por corrente contínua.....	75
Figura 3.20– Circuito utilizado nos métodos de tempo de subida e descida de corrente DC de fase.....	77
Figura 3.21– Implementação do circuito utilizado nos métodos de tempo de subida e descida de corrente DC de fase.....	78
Figura 3.22– Interface implementada no Signal Express [®] utilizada para captura e tratamento dos dados pelo método de tempo de subida de corrente DC de fase.....	79
Figura 3.23– Fluxograma do método de tempo de subida de corrente DC de fase.....	80
Figura 3.24– Fenômeno do transitório de descida de corrente em um circuito RL série alimentado por corrente contínua.....	82
Figura 3.25– Interface implementada no Signal Express [®] utilizada para captura e tratamento dos dados pelo método de tempo de descida de corrente DC de fase.....	84
Figura 3.26– Fluxograma do método de tempo de descida de corrente DC de fase.....	86
Figura 4.1 – Curva de magnetização (<i>B versus H</i>) do aço que compõem os núcleos magnéticos do MRRV.....	89
Figura 4.2 – Modelo 3D do motor rotativo de relutância variável 6/4 utilizado na simulação.	93
Figura 4.3 – Modelo 3D do motor rotativo de relutância variável 6/4 utilizado na simulação após a geração da malha tetraédrica.....	93

Figura 4.4 – Modelo 3D do MRRV 6/4 utilizado na simulação após a geração da malha tetraédrica em corte.....	94
Figura 4.5 – Vista frontal do MRRV após a geração da malha evidenciando a diferença da largura das sapatas.....	94
Figura 4.6 – Detalhe da região de refino da malha do modelo analisado.....	95
Figura 4.7 – Curvas características Ψ x I do MRRV – AEF - CST 3D com malha tetraédrica	96
Figura 4.8 – Perfis de Indutâncias – Simulação AEF - CST 3D com malha tetraédrica.....	97
Figura 4.9 – Curvas características Ψ x I do MRRV pelo Método de determinação da impedância com tensão CA.....	98
Figura 4.10– Curvas características Ψ x I do MRRV pelo método do tempo de subida de corrente DC de fase.....	99
Figura 4.11– Curvas características Ψ x I do MRRV pelo método do tempo de descida de corrente DC de fase.....	99
Figura 4.12– Perfis de Indutâncias – Método de Determinação da Impedância Com Tensão CA.....	100
Figura 4.13– Perfis de Indutâncias – Método do tempo de subida de corrente DC de fase.....	101
Figura 4.14– Perfis de Indutâncias – Método do tempo de descida de corrente DC de fase.....	102
Figura 4.15– Curvas características Ψ x I do MRRV – (AEF - CST 3D <i>versus</i> método de determinação da impedância com tensão CA).....	103
Figura 4.16– Curvas características Ψ x I do MRRV – (AEF - CST 3D <i>versus</i> método do tempo de subida de corrente DC de fase).....	104
Figura 4.17– Curvas características Ψ x I do MRRV – (AEF - CST 3D <i>versus</i> método do tempo de descida de corrente DC de fase).....	105
Figura 4.18– Perfis de Indutâncias – AEF - 3D <i>versus</i> Método de Determinação da Impedância Com Tensão CA.....	109
Figura 4.19– Perfis de Indutâncias – AEF - 3D <i>versus</i> Método do Tempo de Subida de Corrente DC de Fase.....	111
Figura 4.20– Perfis de Indutâncias – AEF - 3D <i>versus</i> Método do Tempo de Descida de Corrente DC de Fase.....	112
Figura A.1 – Vista lateral do MRRV utilizado nesta dissertação.....	121
Figura A.2 – Vista traseira do MRRV utilizado nesta dissertação.....	122
Figura A.3 – Vista do estator do MRRV utilizado nesta dissertação, mostrando pólos e bobinas.....	122

Figura A.4 – Vista do rotor do MRRV utilizado nesta dissertação, mostrando pólos e eixo....	123
Figura A.5 – Algumas dimensões mecânicas fundamentais (em milímetros e graus) do estator do MRRV.....	124
Figura A.6 – Algumas dimensões mecânicas fundamentais (em milímetros e graus) do rotor do MRRV.....	124

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Características Elétricas e Ambientais do Experimento.....	73
(método de determinação da impedância com tensão CA)	
Tabela 3.2 – Características Elétricas e Ambientais do Experimento.....	81
(método do tempo de subida de corrente DC de fase)	
Tabela 3.3 – Características Elétricas e Ambientais do Experimento.....	87
(método do tempo de descida de corrente DC de fase)	
Tabela 4.1 – Diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e hexaédrica com o método determinação da impedância com tensão CA para quatro posições do rotor do MRRV e cinco degraus de corrente.....	91
Tabela 4.2 – Diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e hexaédrica com o método de subida de corrente DC para quatro posições do rotor do MRRV e cinco degraus de corrente.....	91
Tabela 4.3 – Diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e hexaédrica com o método de descida de corrente DC para quatro posições do rotor do MRRV e cinco degraus de corrente.....	91
Tabela 4.4 – Dados da simulação com a malha tetraédrica.....	92
Tabela 4.5 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método de determinação da impedância com tensão CA para sete posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.....	106
Tabela 4.6 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método do tempo de subida de corrente DC de fase para sete posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.....	107
Tabela 4.7 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método do tempo de descida de corrente DC de fase para sete posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente....	108

Tabela 4.8 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores dos perfis de indutância entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método de determinação da impedância com tensão CA para três posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.....	110
Tabela 4.9 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores dos perfis de indutância entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método do tempo de subida de corrente DC de fase para três posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente....	111
Tabela 4.10– Comparação e diferenças em porcentagem dos valores dos perfis de indutância entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método do tempo de descida de corrente DC de fase para três posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente....	113
Tabela A.1 – Principais características mecânicas do MRRV.....	120
Tabela A.2 – Principais características elétricas do MRRV.....	121

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2D	Duas Dimensões
3D	Três Dimensões
AEF	Análise por Elementos Finitos
CA	Corrente Alternada
CAD	Computer Aided Design
CST	Computer Simulation Technology
DAQ	Data Acquisition
DC	Direct Current
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
DSP	Digital Signal Processing
GPAP	Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica
LabView	Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench
MACM	Método interativo de Análise dos Circuitos Magnéticos
MATLAB	Matrix Laboratory
MEF	Método dos Elementos Finitos
MLRV	Motor Linear de Relutância Variável
MRCM	Motor de Relutância Comutada Monofásico
MRRV	Motor Rotativo de Relutância Variável
MRV	Motor de Relutância Variável
PI	Proporcional Integral
RAM	Random Access Memory
SI	Sistema Internacional de unidade de medida
SRM	Switched Reluctance Motor
UFC	Universidade Federal do Ceará
UFU	Universidade Federal de Uberlândia
USB	Universal Serial Bus
HD	Hard Disk

LISTA DE SIMBOLOS

®	Marca Registrada
rpm	Velocidade nominal em Rotação Por Minuto
Nm	Torque nominal em Newton metro
%	Porcentagem
θ_{on}	Ângulo para alimentação da fase da máquina
θ_{off}	Ângulo de desligamento da fase da máquina
W	Potência nominal em Watts
A	Corrente nominal em ampéres
N	Força de Propulsão em Newton
cv	Potência nominal em cavalo vapor
ψ	Fluxo concatenado por fase em (mWb*esp)
I	Corrente referente aos degraus de corrente utilizados na simulação e experimentos
θ_0	Posição onde os pólos do rotor e do estator estão completamente desalinhados (comprimento das sapatas do rotor e estator iguais)
θ_1	Posição onde se inicia o aumento da indutância a partir do seu valor mínimo, até atingir seu valor máximo em θ_2 (comprimento das sapatas do rotor e estator iguais)
θ_2	Posição do valor Máximo de indutância e onde se inicia a diminuição da mesma até atingir seu valor mínimo em θ_3 (comprimento das sapatas do rotor e estator iguais)
θ_3	Posição do valor mínimo de indutância (comprimento das sapatas do rotor e estator iguais)
θ_4	Posição onde os pólos do rotor e do estator estão completamente desalinhados (comprimento das sapatas do rotor e estator iguais)
θ_0'	Posição onde os pólos do rotor e do estator estão completamente desalinhados (comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes)
θ_1'	Posição onde se inicia o aumento da indutância a partir do seu valor mínimo, até atingir seu valor máximo em θ_2' (comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes)
θ_2'	Posição do valor máximo de indutância mantido até θ_3' (comprimento das

	sapatas do rotor e estator diferentes)
θ_3'	Posição do valor máximo de indutância e onde se inicia a diminuição da mesma até atingir seu valor mínimo em θ_4' (comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes)
θ_4'	Posição do valor mínimo de indutância (comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes)
θ_5'	Posição onde os pólos do rotor e do estator estão completamente desalinhados (comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes)
V_f	tensão na fase do motor
R_f	resistência do enrolamento da fase do motor
i_f	corrente que circula nos enrolamentos da fase do motor
$\lambda_f(\theta, i_f)$	fluxo enlaçado pelo enrolamento da fase do motor
L_f	Indutância de fase do motor
e	força contra-eletromotriz gerada (fcem)
ω_m	Velocidade angular do rotor em rad/s
P_e	Potência de entrada no motor
P_{ent}	Potência no entreferro do motor
p	operador diferencial, d / dt .
θ	Ângulo de deslocamento do rotor
t	Tempo em segundos
C_e	conjugado eletromagnético
ψ_a	Fluxo concatenado na posição de total alinhamento
ψ_d	Fluxo concatenado na posição de total desalinhamento
5°	Passo angular do rotor usado nos ensaios e simulação
30°	Percurso angular total do rotor usado nos ensaios e simulação
B	Densidade de fluxo magnético
H	Intensidade de campo magnético
$N_{impulsos}$	número de impulsos
N_{fases}	número de fases do motor
NP_{rotor}	número de pólos no rotor do motor

$P_{angular}$	percurso angular
$R_{externa}$	Resistência externa
RL	Carga mista composta de reatância indutiva e resistência elétrica
θ_p	defasamento angular entre tensão e corrente de fase
rms	Root Mean Square
S	Potência aparente
P	Potência ativa
Q	Potência reativa
X_{L_f}	Reatância indutiva de fase
ω	Frequência angular do sinal senoidal em rad/s
π	Pi
f	Frequência em Hz
Ω	Resistência elétrica em ohms
I_0	Corrente da fase do motor no estado desligado
I_{CC}	Corrente da fase do motor em regime permanente pré-estabelecida
t_s	Tempo final do transitório de corrente ascendente de fase (subida)
Δt	Intervalo do transitório de corrente ascendente
$\Delta t'$	Intervalo do transitório de corrente descendente
VCC	tensão contínua na fase do motor
t_0	Tempo inicial dos transitórios de corrente ascendente e descendente
t_e	Tempo final do transitório de corrente descendente de fase (extinção)

SUMÁRIO

1	APLICAÇÕES E ESTUDOS DAS MÁQUINAS ROTATIVAS DE RELUTÂNCIA.....	21
1.1	Âmbito internacional.....	21
1.2	Âmbito nacional.....	25
1.3	Objetivos desta dissertação.....	29
1.4	Estrutura da dissertação.....	30
1.5	Trabalhos publicados.....	31
2	INTRODUÇÃO AS MÁQUINAS ELÉTRICAS.....	32
2.1	Os motores elétricos.....	32
2.2	Breve histórico sobre o MRV.....	33
2.3	Características do MRV e seus principais aspectos de funcionamento.....	35
2.4	Princípio de operação do MRV.....	37
2.5	Conversão eletromecânica de energia no MRV (modelo matemático).....	42
3	APRESENTAÇÃO DOS MÉTODOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS.....	46
3.1	Método de simulação.....	46
3.1.1	<i>O método dos elementos finitos.....</i>	47
3.1.1.1	<i>Pré-processamento.....</i>	51
3.1.1.2	<i>Processamento da malha tetraédrica e hexaédrica.....</i>	54
3.1.1.2.1	<i>Detalhamento do processamento da malha tetraédrica.....</i>	55
3.1.1.2.2	<i>Detalhamento do processamento da malha hexaédrica.....</i>	56
3.1.1.3	<i>Pós-processamento.....</i>	58
3.1.1.3.1	<i>Resultados 1D.....</i>	59
3.1.1.3.2	<i>Resultados 2D/3D.....</i>	59
3.1.1.3.3	<i>Resultados das variáveis definidas no pré-processamento.....</i>	60
3.2	Métodos experimentais.....	61
3.2.1	<i>Método de determinação da impedância com tensão CA.....</i>	65
3.2.2	<i>Método do tempo de subida de corrente DC de fase.....</i>	74
3.2.3	<i>Método do tempo de descida de corrente DC de fase.....</i>	81
4	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E EXPERIMENTOS.....	88
4.1	Resultados das simulações.....	88

4.1.1	<i>Métodos dos elementos finitos</i>	90
4.1.1.1	<i>Resultados das simulação por elementos finitos</i>	95
4.2	Resultados experimentais	97
4.3	Comparando os resultados – simulação versus experimentos	102
5	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	114
	REFERÊNCIAS	117
	ANEXO(S)	120
	ANEXO A - Informações sobre a máquina estudada nesta dissertação	120

1 APLICAÇÕES E ESTUDOS DOS MOTORES ROTATIVOS DE RELUTÂNCIA

Estudos e aplicações do motor de relutância variável (MRV) caracterizam uma área de amplo interesse (TEIXEIRA, 2008). Percebe-se que há um crescente número de pesquisas relacionadas à sua modelagem (numérica ou analítica), caracterização eletromagnética, estática e dinâmica, e otimização do controle e acionamento, onde o uso de ferramentas computacionais é cada vez mais frequentes, além de análises comparativas do desempenho do MRV em relação a outros motores vêm sendo apresentadas também em alguns trabalhos (TEIXEIRA, 2008).

Alguns trabalhos relacionados a projeto e modelagem de motores de relutância variável, no âmbito internacional e nacional são descritos nas próximas sessões.

1.1 Âmbito internacional

Miller *et al.* (2000) analisou características do MRV utilizando elementos finitos aplicados a projetos práticos da máquina de relutância, onde foi estudado curvas de magnetização, fluxo concatenado e torque. O mesmo ressalta a importância da ferramenta computacional, pontuando principalmente a velocidade e facilidade para a execução dos cálculos em relação aos métodos analíticos convencionais.

Soares (2001) propôs uma simulação no ambiente Simulink/MatLab das características dinâmicas de uma máquina de relutância chaveada 6/4, utilizando para tanto dados obtidos por simulação com o método dos elementos finitos. Experimentos em um protótipo também foram realizados para a validação do método de simulação, após comparar suas simulações com dados experimentais o mesmo afirmou que o modelo computacional apresentou dados coerentes, validando assim esse método com uma ferramenta confiável para projetos de MRV.

Continuando seus estudos, Miller (2002) mostra o desenvolvimento prático dos cálculos de projeto de uma MRV levando em consideração características físicas da máquina (parâmetros), comparando topologias que o mesmo considera de sucesso pelo fato de serem aplicadas no mercado, na busca do melhor desempenho no que diz respeito, a redução de ruído, robustez do sistema de acionamento e conversão eletromagnética. O método dos elementos finitos também foi utilizado como ferramenta de análise nesta pesquisa, ele também afirmou que, o MRV já é uma máquina consolidada, apesar do número pequeno de aplicações se comparado com o motor de indução por exemplo, fato atribuído ao baixo

investimento neste tipo de máquina, além da ausência de técnicas consolidadas sobre o desenvolvimento desse tipo de máquina devido aos procedimentos técnicos complexos não só para a máquina mais também para o controle.

Miller (2002) salienta que, a matemática do MRV apesar de simples no papel, ela é de difícil implementação, na prática métodos computacionais são exigidos mesmo para os cálculos mais simples de projeto.

Wei Wu *et al.* (2003) aborda sobre a otimização de parâmetros de projeto usando como estratégia a combinação entre o método dos elementos finitos tridimensional para análise térmica e análise bidimensional para os parâmetros eletromagnéticos. As variáveis envolvidas foram: largura dos pólos do estator e rotor, no topo e no fundo, altura dos referidos polos, espessura da culatra do rotor, raio externo e comprimento da pilha de laminação do estator e os valores de corrente, uma faixa de variação do torque foi estabelecida, assim como: valor máximo de temperatura. O objetivo era minimizar os custos tanto com o material da máquina quanto com o sistema de acionamento. Segundo Wei Wu os resultados do teste para o protótipo do MRV mostram que o objetivo do projeto foi alcançado e a rotina de otimização do projeto validada. Embora o método proposto tenha uma sistemática aplicada ao projeto de um MRV particular, ele pode ser usado efetivamente para várias máquinas elétricas.

A comparação entre um modelo analítico e um modelo a partir dos elementos finitos é discutida por Perriard (2004), sendo que o método analítico é incrementado por uma função de otimização e é chamado de Terceiro Método. O estudo tem por objetivo a otimização de projetos de MRV através das melhorias de seus parâmetros. Os resultados confirmaram que essa metodologia pode ser aplicada a uma ampla gama de motores, e que a inclusão do modelo térmico em todos os outros métodos já existentes, de modo a ter em conta a dissipação de calor durante o processo de otimização de projeto é uma tendência para trabalhos futuros sobre esse assunto.

Le-Huy e Brunelle (2005), descreveram um modelo de MRV versátil não linear para em ambiente MatLab/Simulink (SimPowerSystems[®]). O modelo foi feito baseado nas curvas de magnetização do motor, que podem ser adquiridos experimentalmente ou calculado utilizando o método dos elementos finitos ou mesmo calculados a partir de parâmetros normalmente disponíveis.

Visando enriquecer o trabalho Le-Huy e Brunelle, desenvolvem e apresentam um exemplo de aplicação usando o bloco SRM (Switched Reluctance Motor) do MatLab/Simulink para validar o modelo e demonstrar o seu uso. Os resultados obtidos com modelos específicos e genéricos confirmaram o bom funcionamento do bloco SRM do

ambiente MatLab/Simulink, sendo que o modelo específico utilizando os dados dos elementos finitos produziu resultados precisos, enquanto que com o modelo genérico a produção de formas de onda precisas não foram possíveis, apenas pode se observar suas tendências (LE-HUY; BRUNELLE, 2005).

Le-Huy e Brunelle ainda destacam que, a principal vantagem do modelo genérico reside no fato de que ele pode representar MRV's usando apenas parâmetros externos mensuráveis sem a necessidade de conhecer a geometria interna da máquina, e que as tendências de forma de onda produzida pelo modelo genérico demonstraram-se precisas o suficiente para serem usadas no desenvolvimento e avaliação de algoritmos de controle para o MRV (LE-HUY; BRUNELLE, 2005).

Um projeto de um motor de relutância variável para aplicação espacial usando como ferramentas de projeto métodos analíticos e de elementos finitos é apresentado por Ravichandran *et al.* (2006). A dinâmica de elaboração consiste em detalhar passo a passo os procedimentos necessários para a concepção de um MRV 16/12 que será usado em uma nave espacial. A princípio é utilizado o método analítico para fixar os parâmetros principais e posteriormente uma otimização é realizada utilizando a técnica de elementos finitos.

Indutância e torque desenvolvido são analisados usando ambos os métodos, uma boa aproximação entre eles são constatadas. O motor foi produzido e testado para avaliar sua capacidade e validar a metodologia de projeto utilizada, a qual foi chamada de Metodologia Simplificada de Projeto (RAVICHANDRAN *et al.*, 2006).

Wolff (2007), contribuiu para o estudo das máquinas de relutância analisando a aplicação de MRV para ferramentas elétricas portáteis. O motor foi projetado para uma faixa de velocidade nominal de 7.500 rpm a 15.000 rpm e um torque nominal de 2,25 Nm. Com a ajuda de um programa de cálculo numérico, a geometria do circuito magnético foi otimizada e várias configurações foram investigadas. A configuração 4/2 foi escolhida para a aplicação, seus parâmetros foram otimizados, e de posse dos resultados a máquina foi construída. O motor foi utilizado com sucesso na aplicação proposta (WOLFF, 2007).

Ainda analisando a otimização de projeto dos MRV's, só que desta vez, visando a aplicação em veículos elétricos, Weili (2008) propõe uma máquina de relutância trifásica 6/4, para aplicação em veículos de pequeno porte. Inicialmente o desempenho e as variáveis de saída são melhoradas, através da otimização da estrutura do estator, características estáticas do motor foram calculadas e analisadas utilizando o método dos elementos finitos, curvas do fluxo concatenado são obtidas para diversas posições do rotor, basicamente os recursos da máquina foram comparados antes e depois da otimização (WEILI, 2008).

Por fim chegou-se a definição de um projeto otimizado para a referida aplicação, onde a comparação entre as variáveis de saída das duas situações comprovaram que, a proposta do trabalho realmente proporcionou melhoria de desempenho do MRV (WEILL, 2008).

Estudos realizados por Sundaram (2009) propõe a otimização de projetos de MRV através da análise da variação das formas geométricas dos pólos do estator, buscando nas mudanças destas formas o melhor perfil que oferecesse como resultado um melhor desempenho da máquina.

A referida pesquisa analisou dois formatos de perfis diferentes para o pólo do estator, utilizando para tanto o método dos elementos finitos através do *software* ANSYS Workbench, um com ranhuras de faces paralelas e o outro com ranhuras trapezoidais (SUNDARAM, 2009).

O perfil de pólo do estator que gerou ranhuras de faces paralelas apresentou melhor desempenho para: densidade de fluxo, força e torque (SUNDARAM, 2009).

Petrus *et al.* (2010) comparou três topologias diferentes (10/8, 8/6 e 6/4) de MRV para aplicar como propulsão de veículos elétricos. O número de fases e a relação entre pólos de estator e rotor foram variados, entretanto, as medidas principais como: diâmetros interno e externo do estator, comprimento do entreferro, altura dos pólos do estator e rotor, diâmetro do fio e numero de espira por bobina e largura da culatra do estator foram mantidos iguais para as três topologias (PETRUS *et al.*, 2010).

Os três modelos foram analisados para diferentes posições do rotor e valores de corrente utilizando para o método dos elementos finitos. A topologia que apresentou melhor desempenho foi a 10/8, seguida da 8/6 (PETRUS *et al.*, 2010).

A configuração 6/4 mostrou ser a menos indicada para aplicação na indústria automotiva segundo as considerações de Petrus *et al.* (2010), que também fez outras observações em relação ao número de fases do motor, comprovando que aumentando o número de fases obteve-se o aumento do torque médio e diminuição da ondulação do torque, enquanto que, diminuindo o número de fases tem-se como principal efeito positivo a redução do numero de componentes de potência do conversor, resultando em um conversor de menor custo.

Recentemente Mašić *et al.* (2011), observou a influência da geometria do circuito magnético nas características do MRV. Foram utilizadas quatro configurações geométricas diferentes, com varias combinações entre números de pólos do rotor e pólos do estator (8/6,

16/12, 16/14 e 16/18), além de pólos do estator com dois dentes e único dente (MAŠIĆ *et al*, 2011).

Características estáticas como, fluxo concatenado e torque foram avaliados para posições distintas do rotor e valores diferentes de corrente de excitação, o método dos elementos finitos foi utilizado como ferramenta de análise do campo estático. Análises dinâmicas também foram feitas utilizando rotinas do ambiente MatLab/Simulink (MAŠIĆ *et al*, 2011). O protótipo com base na configuração 8/6 foi utilizado para a validação dos métodos computacionais de projeto. Sobre o referido trabalho Šemsudin Mašić faz algumas observações: estator com pólo de múltiplos dentes ocasiona uma variação relativamente baixa da indutância, devido ao aumento da mesma na região desalinhada, portanto limitando o torque estático (MAŠIĆ *et al*, 2011).

Essa estrutura também apresenta espaço limitado para alojar os enrolamentos das bobinas, resultando em menores números de espiras e maiores correntes por fase do motor para gerar a mesma força eletromotriz quando comparado a uma estrutura com um único dente por pólo do estator (MAŠIĆ *et al*, 2011).

Como conseqüências são citadas maiores perdas no cobre e no núcleo. Por fim é relatado que, topologias específicas de dentes oferecem a possibilidade de melhoria do desempenho do MRV em relação à ondulação do torque (MAŠIĆ *et al*, 2011).

1.2 Âmbito nacional

Andrade (2001), fez uma abordagem sobre um novo método para a representação analítica da indutância do enrolamento de fase em função da posição e da corrente em um MRV, levando em consideração o comportamento não linear do circuito magnético. O método requer conhecimentos sobre as características da indutância da máquina por meio de medição ou pela análise dos elementos finitos (ANDRADE, 2001).

Baseado na expansão da série de Fourier, onde seus coeficientes são dependentes da corrente do enrolamento. O método também estabelece que, a indutância dos enrolamentos é por extensão uma representação analítica do fluxo concatenado, da co-energia e do torque magnético (ANDRADE, 2001).

Comparações entre resultados obtidos experimentalmente com duas máquinas (uma rotativa e uma linear) e dados a partir dos elementos finitos foram efetuados e encontrado uma excelente concordância segundo os autores. O potencial do método proposto para o cálculo rápido e preciso em condições dinâmicas foi demonstrado. O resultado é uma

técnica matematicamente elegante, capaz de caracterizar completamente uma determinada máquina com um grau muito elevado de precisão, como foi confirmado pelos resultados comparados (ANDRADE, 2001).

Costa *et al.* (2004), apresentou um motor de relutância monofásico como uma solução robusta e econômica para aplicações onde o conjugado de partida seja baixo e a carga seja insensível a oscilações de conjugado, portanto o mesmo realiza seus estudos visando à aplicação desta máquina em um sistema de exaustão industrial de potência fracionária.

A indutância e conjugados estáticos do motor são estimados via análise dos elementos finitos. O modelo matemático linear desta máquina é apresentado e resultados de simulações são usados para mostrar as características operacionais do motor e avaliar seu desempenho (COSTA *et al.*, 2004). A comparação é feita com um exaustor industrial acionado por um motor de indução monofásico a capacitor permanente. Redução de aproximadamente 15% nas dimensões, e de 36% da potência de entrada são observadas (COSTA *et al.*, 2004).

Nas considerações sobre esse trabalho, é expressa a afirmativa que, a redução substancial na potência de entrada se deve ao fato de que motores de indução monofásicos de potência fracionária raramente apresentam rendimento superior a 50%, enquanto o MRCM (Motor de Relutância Comutada Monofásico) opera com rendimento da ordem de 80% (COSTA *et al.*, 2004).

Portanto, a considerável redução na potência de entrada verificada para o sistema de acionamento proposto aponta para, uma recuperação em curto prazo do gasto adicional com o conversor estático necessário a essa máquina. Colocando o MRCM como uma ótima opção para a melhoria da eficiência energética do sistema (COSTA *et al.*, 2004).

Bernardeli *et al.* (2008), dando continuidade aos estudos realizados pela Universidade Federal de Uberlândia – UFU sobre motores de relutância, propõe uma estratégia para melhoria do perfil de conjugado dos motores a relutância variável com uma visão voltada pra máquina propriamente dita, para o conversor, para a fonte de suprimento de corrente alternada, controlador de corrente e um controlador de conjugado. O trabalho aborda duas estratégias para reduzir as oscilações de conjugado: ajustes dos ângulos de chaveamento e controle do perfil de corrente (BERNARDELI *et al.*, 2008).

As matrizes de estado da máquina de relutância, bem como, os diagramas de bloco do sistema de minimização das oscilações do conjugado são mostrados, por fim, todo o conjunto é simulado na plataforma MATLAB/SIMULINK/SIMPOWERSYSTEM[®] e os resultados são apresentados (BERNARDELI *et al.*, 2008).

Bernardeli, ainda relata que, o sistema de controle foi testado com três referências de conjugado, onde o mesmo conseguiu reduzir com um bom desempenho as oscilações de conjugado. Para fazer essas reduções foram utilizadas duas estratégias que são ajustes dos ângulos θ_{on} e θ_{off} e controle de corrente (BERNARDELI *et al.*, 2008).

Segundo Almeida (2007), a universidade Federal do Ceará – UFC começou suas pesquisas sobre MRV's com o Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica – GPAR. As pesquisas sobre este tipo de máquina pelo grupo iniciaram-se com Reis *et al.* (1999). A partir de então vários artigos foram escritos nos anos de 2002, 2006 e 2007 abordando aspectos de modelagem e controle dos MRVs (ALMEIDA, 2007). Em 2006 foi escrita a dissertação de mestrado de Lima, com um estudo sobre o acionamento da máquina, utilizando a técnica de controle PI (proporcional integral), onde os parâmetros do controlador foram autosintonizados através de uma técnica de identificação utilizando o método do réle (LIMA, 2006).

Almeida (2007) faz sua contribuição ao estudo dos MRVs, ao abordar em sua dissertação de mestrado, estratégias de controle de corrente para um motor de relutância variável, levando em consideração tanto o modelo linearizado quanto os métodos de identificação. Foram feitas simulações visando observar o comportamento e a viabilidade de implementação da proposta. O trabalho foi validado através de análises realizadas em um protótipo (máquina e acionamento) com as seguintes características: um controlador DSP (Digital Signal Processor) e um conversor do tipo meia-ponte assimétrica, usados no acionamento e um MRV 12/8 (ALMEIDA, 2007).

Sobreira (2008) realiza uma pesquisa descrita na sua dissertação de mestrado, mostrando suas investigações sobre implementações práticas do controle de velocidade de um sistema de acionamento para máquina de relutância variável. Aspectos de identificação e controle das malhas de correntes e velocidades foram abordados, a malha de corrente foi implementada com um controlador PI de auto-sintonia baseado na introdução de uma não-linearidade do tipo relé (SOBREIRA, 2008).

Considerações a respeito de estabilidade das malhas foram estabelecidas. A realização do trabalho se deu pela utilização de uma bancada experimental composta por um sistema de controle e acionamento utilizando um DSP e um MRV. A proposta do trabalho mostrou-se eficaz, pois apresentou resultados satisfatórios quando comparados com os requisitos de projeto, segundo discussões contidas ao longo do texto da dissertação (SOBREIRA, 2008).

Saindo da análise dos sistemas de controle e acionamentos e seguindo para a modelagem e caracterização da máquina propriamente dita, em janeiro de 2008, Teixeira

realizou um estudo que culminou na sua dissertação de mestrado sobre o projeto de máquina de relutância variável, tanto rotativa quanto linear (TEIXEIRA, 2008). No mesmo trabalho ela utiliza técnicas de simulação computacional como ferramenta para a determinação das características estáticas da máquina: conjugado (rotativo), força normal (linear), indutância e forças de propulsão. Duas ferramentas computacionais são utilizadas na pesquisa: uma feita a partir de um método iterativo de análise dos circuitos magnéticos (MACM) concebido na plataforma Matlab[®], e outra utilizando o método de análise dos elementos finitos 2D, as duas opções tinham o mesmo propósito, determinar variáveis de saída dos dois motores (linear e rotativo) (TEIXEIRA, 2008).

Os resultados das duas ferramentas foram confrontados, em seguida os cálculos de ambos os projetos construtivos são realizados e finalmente construído os dois motores. Os motores construídos possuem as seguintes características: motor rotativo – (MRRV) – configuração 6/4 (6 pólos no estator e 4 pólos no rotor), 3 fases, potência nominal de aproximadamente 746 W, corrente nominal de 10 A e velocidade 2000 rpm; motor linear – (MLRV) – 6 pólos no translador e 50 pólos no estator, 3 fases, corrente nominal de 8,5 A e força de propulsão máxima de aproximadamente 50 N (TEIXEIRA, 2008).

Dando continuidade ao trabalho iniciado por Teixeira no início do ano de 2008, em setembro do mesmo ano Oliveira concluiu sua dissertação de mestrado que descreve sobre a proposta e implementação de um sistema capaz de fazer a caracterização eletromecânica – estática e dinâmica – de máquinas rotativas e lineares de relutância variável de baixa potência, usando para a validação dos seus estudos as máquinas oriundas do trabalho de Teixeira (2008), anteriormente projetadas e construídas (OLIVEIRA, 2008).

Oliveira afirma em seu trabalho que, a análise das características estáticas eletromagnéticas de ambas as máquinas baseou-se em simulação computacional (através dos métodos dos elementos finitos em 2D e da análise do circuito magnético) e a respectiva validação foi feita através de medições experimentais (utilizando três métodos de medição), enquanto que a análise das características estáticas mecânicas foram realizadas somente para a máquina rotativa, sendo baseada no cálculo do conjugado médio (OLIVEIRA, 2008).

A análise das características dinâmicas de ambas as máquinas baseou-se no desenvolvimento e implementação de um sistema de acionamento e controle específicos para cada uma das duas máquinas, utilizando-se sensores de posição e controle de corrente por histerese (OLIVEIRA, 2008).

O autor ainda salienta que, através da caracterização estática e dinâmica destas máquinas, são estabelecidos modelos matemáticos de ambas as máquinas, que permitem

desenvolver a simulação integrada da máquina e do seu sistema de controle, além de possibilitar a verificação dos valores teóricos de projeto, bem como o aprimoramento da metodologia de projeto das máquinas rotativa e linear de relutância chaveada (OLIVEIRA, 2008).

É importante registrar que, além das dissertações supracitadas realizadas pelo Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, inúmeros artigos foram publicados tanto em eventos científicos nacionais quanto eventos científicos internacionais, contemplado desde a modelagem e concepção da máquina propriamente dita, até seus sistemas de acionamento e controle.

Nas reflexões de Oliveira, quando o mesmo esboça suas conclusões e considerações finais, ele relata a necessidade de um aprofundamento nos estudos dos MRVs, com a aplicação do método dos elementos finitos em 3D para a análise do modelo eletromagnético estático dessas máquinas (OLIVEIRA, 2008).

Essa sua preocupação é muito bem explicitada nos inúmeros trabalhos publicados ao longo dos últimos anos, aonde essa ferramenta vem sendo usada com bastante frequência, e justificada pelos seus usuários como uma excelente ferramenta para ser usada nos projetos de MRV, devido a sua capacidade de aproximação entre valores simulados e valores experimentais, fato esse que pode ser comprovado nos trabalhos publicados que foram citados anteriormente neste capítulo.

1.3 Objetivos desta dissertação

Baseado nas discussões acima, são apresentados os objetivos desse trabalho:

- Estudar o modelo e princípio de operação do Motor Rotativo de Relutância Variável (MRRV);
- Adquirir conhecimento sobre o método de análise por elementos finitos – (AEF) 3D, com as devidas particularidades do *software* CST STUDIO SUITE TM 2010[®] (ferramenta utilizada neste trabalho);
- Efetuar a simulação e discussão sobre o uso das malhas tetraédricas e hexaédricas aplicadas a estudos sobre MRRV, particularizando seus resultados a análise de um motor de 1 cv (protótipo estudado) conforme descrição anterior em (TEIXEIRA, 2008) e (OLIVEIRA, 2008);

- Efetuar a caracterização eletromagnética estática deste motor através da obtenção e análise de suas curvas características (ψ versus I) e perfis de indutâncias por meio dos métodos: de simulação através da análise por elementos finitos 3D e métodos experimentais;
- Utilizar três métodos experimentais descrevendo-os e aplicando no intuito de validar a ferramenta computacional de projeto;
- Identificar problemas e procurar melhorias para os sistemas e mecanismos de detecção captura das variáveis do motor já existentes no GPAR (Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica – DEE – UFC) com vistas a minimizar erros e otimizar resultados, e análises;
- Comparar resultados simulados com os resultados experimentais;
- Identificar pontos positivos e negativos dos métodos evidenciando suas limitações;
- Apontar perspectivas de trabalhos futuros dentro desta área de estudo.

1.4 Estrutura da dissertação

Esta dissertação foi estruturada em cinco capítulos, com vistas a possibilitar uma análise objetiva dos pontos e tópicos abordados na redação desta dissertação:

No capítulo 1 é apresentado um resumo sobre alguns trabalhos realizados nos últimos dez anos, tanto no âmbito internacional quanto no âmbito nacional e local (UFC) relevantes para a realização desta pesquisa. Também são apresentados os objetivos deste trabalho e a estrutura desta dissertação, bem como, os trabalhos publicados oriundos da pesquisa desta dissertação.

No capítulo 2 é mostrado um breve histórico sobre os motores elétricos e sobre o MRV, contextualizando os MRV's no universo tecnológico das máquinas elétricas. Características e princípio de funcionamento deste motor também são abordados, bem como, uma apresentação sobre a conversão eletromecânica de energia do MRV (modelo matemático).

No capítulo 3 são apresentados e descritos os métodos de simulação (elementos finitos 3D com malhas tetraédricas e hexaédricas) e experimentais (método de determinação da impedância com tensão CA, método do tempo de subida de corrente DC de fase e método do tempo de descida de corrente DC de fase) utilizados neste trabalho. Este capítulo também evidencia características e peculiaridades de cada método (simulação e experimental).

O capítulo 4 apresenta e discute os resultados das simulações e dos experimentos. Abordando de forma individual e comparando dois a dois (simulação *versus* experimento).

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões oriundas deste trabalho, apontando para propostas de trabalhos futuros sobre os motores rotativos de relutância variável.

1.5 Trabalhos publicados

Foram produzidos aceitos para publicação em congressos dois artigos científicos, a partir dos resultados das pesquisas realizadas e apresentadas nesta dissertação:

- Oliveira, V. S., Pontes, R. S. T., Oliveira, D. N., Almeida, R. N. C., Silva, W. A., “Características de Magnetização Estática de um MRRC de Baixa Potência Utilizando Métodos Experimentais e de Simulação: um Estudo Comparativo”, Congresso Brasileiro de Automática (CBA – 2012), Campina Grande – PB – Brasil, 2012;
- Oliveira, V. S., Pontes, R. S. T., Oliveira, D. N., Almeida, R. N. C., Silva, W. A., “Investigation of Project of a RSRM Through the Analysis of the Finite Elements with Experimental Validation”, 10th IEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON 2012), Fortaleza – CE – Brasil, 2012.

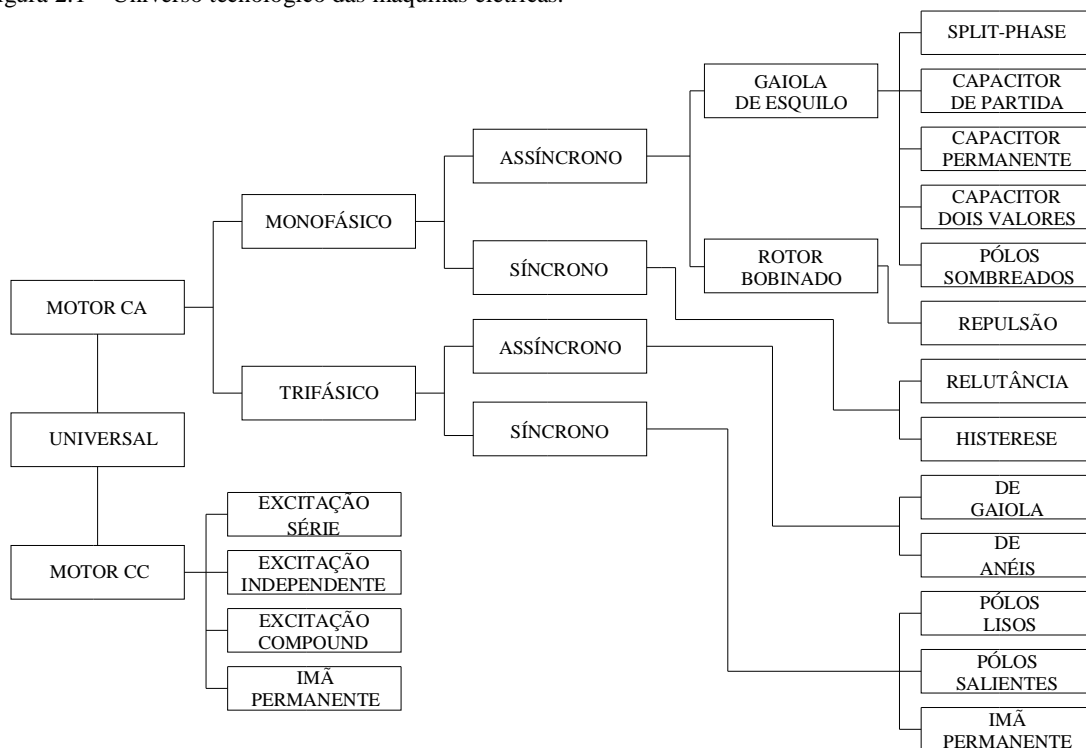
2 INTRODUÇÃO AS MÁQUINAS ELÉTRICAS

2.1 Os motores elétricos

Os motores elétricos são usados amplamente nas mais diversas aplicações no mundo cotidiano, tais como: residenciais, comerciais e industriais (ALMEIDA, 2007). Na Figura 2.1 é mostrado o universo tecnológico das máquinas elétricas.

Ainda que nos primórdios de sua utilização existisse uma predominância em operá-lo com velocidade constante, nas últimas décadas os sistemas de acionamento evoluíram de forma muito rápida, impulsionados pelos avanços tecnológicos ocorridos na Eletrônica de Potência vêm apresentando controles precisos de velocidade, de corrente e de torque com significativas melhorias em termos de eficiência precisão e potência convertida (ALMEIDA, 2007).

Figura 2.1 – Universo tecnológico das máquinas elétricas.



FONTE: Adaptado de Mamede (2007).

Embora os motores de indução representem a maior parcela dentre todas as outras máquinas elétricas responsáveis em converter energia elétrica em mecânica na indústria, a busca por motores ainda mais eficientes, de construção e controle simples, de velocidades e

torques mais elevados e com estruturas mais robustas, têm motivado pesquisas de novas propostas que são inevitavelmente associadas a acionamentos e sistemas de controle mais complexos e eficientes (ALMEIDA, 2007; SOBREIRA, 2008). Nesta concepção novas máquinas passaram a fazer parte do portfólio das alternativas aplicáveis à sistemas de acionamento com velocidade variável (ALMEIDA, 2007; SOBREIRA, 2008).

Dentre os acionamentos pesquisados recentemente, o acionamento com máquina a relutância variável tem recebido bastante atenção, devido as suas características de simplicidade de construção, alta confiabilidade, baixo custo de fabricação e manutenção, além de baixas perdas no rotor (ALMEIDA, 2007; SOBREIRA, 2008). Em sua forma mais simples, tal acionamento é constituído por um motor à relutância variável (MRV), um conversor eletrônico para gerar e alimentar o motor com o sinal necessário ao seu funcionamento e um sistema de controle que utiliza o sincronismo da posição do rotor com um controlador de corrente junto a um controle de conjugado, velocidade ou posição (ALMEIDA, 2007).

2.2 Breve histórico sobre o MRV

Motores elétricos de relutância variável estão entre as primeiras máquinas a serem desenvolvidas na história das máquinas elétricas (MILLER, 2001). Embora realizando apenas movimentos não contínuos ou não oscilatórios, tendo surgido entre as décadas de 1820 e 1850 (MILLER, 2001; OLIVEIRA, 2008).

Suas origens se encontram na ferradura eletromagnética de William Sturgeon de 1824 (MILLER, 2001), mostrada na Figura 2.2.

Figura 2.2 – A ferradura eletromagnética de William Sturgeon.



FONTE: Oliveira (2008).

Em 1930, com a possibilidade de utilização de chaves eletrônicas para substituir o antigo comutador mecânico, foi possível a realização de dois grandes feitos utilizando os retificadores de mercúrio e os *thyratrons* (MILLER, 2001; OLIVEIRA, 2008). O primeiro seria o acionamento de uma locomotiva por um cicloconversor constituído por seis retificadores de arco-mercúrio, projetado pela *Brown Boveri* para a companhia Suíça *Swiss Railways* (MILLER, 2001; OLIVEIRA, 2008).

A segunda aplicação, desenvolvida nos Estados Unidos, foi um motor de 400 cv, sem comutadores mecânicos controlado por *thyratrons* (ao todo foram usados 18 *thyratrons* alimentados diretamente por uma fonte trifásica alternada) e que estava acoplado a um ventilador (MILLER, 2001; OLIVEIRA, 2008). Entretanto fatores relevantes inviabilizaram as duas aplicações: confiabilidade e custo, pontos vitais para um bom projeto de engenharia. O alto índice de falhas, seguido de substituição dos dispositivos e o custo elevado desses componentes na época, adiaram o uso desse tipo de máquina em larga escala (MILLER, 2001; OLIVEIRA, 2008).

Com o desenvolvimento de retificadores utilizando semicondutores e a tecnologia de chaveamento de potência no início de 1960, levaram à sua aplicação rápida e bem sucedida para acionamentos de velocidade variável (MILLER, 2001; OLIVEIRA, 2008). Poucos destes sistemas de acionamento eram novos em princípio, mas certos elementos do sistema, tais como conjunto motor-gerador, conversores a arco de mercúrio e amplificadores magnéticos, poderia agora ser substituída pela eletrônica de estado sólido, que desempenhavam as mesmas funções com um custo considerável e benefícios de desempenho (MILLER, 2001). A existência de tecnologia de estado sólido para chaveamento também estimulou o interesse em criar alternativas com configurações mais simples para o controle de motores, com uma visão mais voltada para a melhoria do chaveamento, o que a princípio estava sendo negligenciado por motivos já citados anteriormente. Como o motor de relutância demanda uma grande complexidade no quesito acionamento, o mesmo por consequência também viveu seu momento de ostracismo (MILLER, 2001; OLIVEIRA, 2008; TEIXEIRA, 2008).

Todos esses avanços permitiram um aumento considerável da competitividade da máquina de relutância, em relação às demais máquinas elétricas (máquinas de indução, síncronas, de corrente contínua e de ímã permanente), em diversas aplicações e faixas de potências (OLIVEIRA, 2008).

2.3 Características do MRV e seus principais aspectos de funcionamento

Os motores de relutância variável são provavelmente, as máquinas de mais simples construção, sejam eles na configuração rotativa (Motor Rotativo de Relutância Variável) ou linear (Motor Linear de Relutância Variável) (TEIXEIRA, 2008; FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003). Apresenta também outras vantagens como: robustez, baixa inércia, dispensa do uso de escovas devido aos enrolamentos serem concentrados somente no estator, o rotor não apresentar condutores nem imãs permanentes, sendo constituído apenas por lâminas de ferro silício solidárias a um eixo (KRISHNAN, 2001). As características construtivas do rotor concedem uma excelente relação potência/peso, além de um bom desempenho em altas velocidades. Esses fatores implicam em um baixo custo de manutenção, fazendo do MRV uma alternativa de acionamento de baixo custo para as mais diversas aplicações (KRISHNAN, 2001).

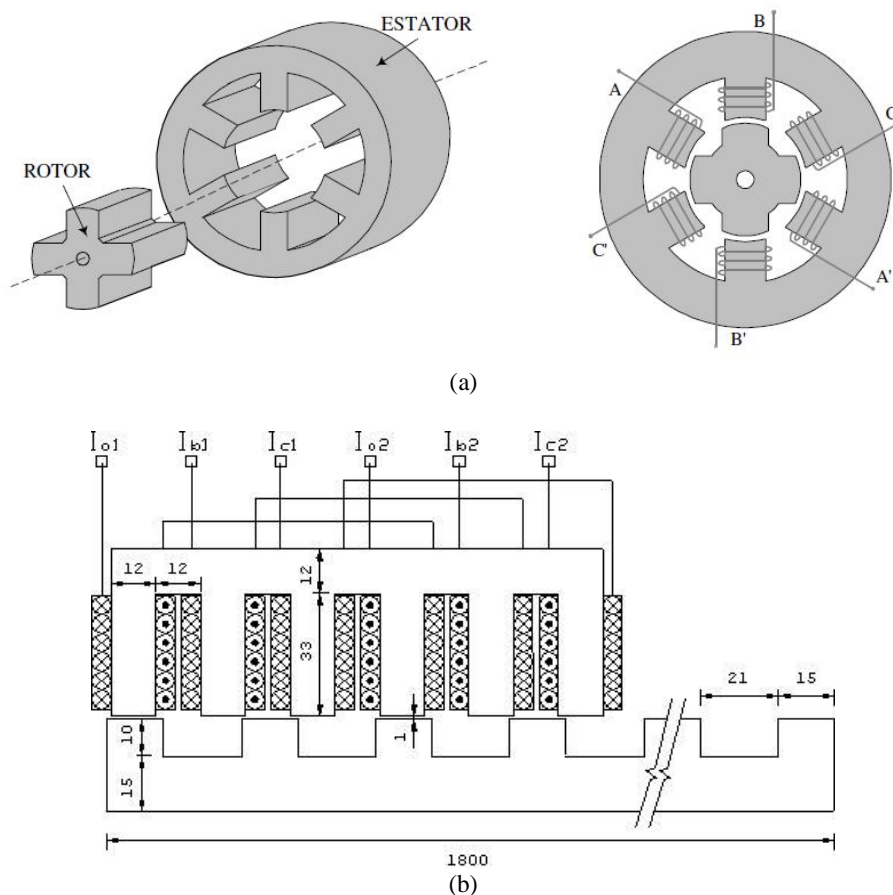
Os MRV's possuem pólos salientes no estator e no rotor (dupla saliência), ambos laminados (SERAFIM, 2002). Os pólos do estator diametralmente opostos possuem bobinas conectadas em série que gera o campo bipolar de cada fase (SERAFIM, 2002). No rotor não existem enrolamentos. As correntes no circuito do estator são ligadas ou desligadas de acordo com a posição do rotor através de dispositivos/ferramentas que detectem a posição dos pólos do rotor em relação aos pólos do estator, na grande maioria das aplicações é utilizado um sensor (SERAFIM, 2002).

Suas bobinas são concentradas nos pólos salientes do estator, no caso do motor rotativo ou do translador, no caso do motor linear como pode ser visto na Figura 2.3. Além disso, são máquinas bastante robustas e confiáveis (TEIXEIRA, 2008).

Algumas observações sobre o MRV, que hora se apresenta como fatores que precisam ser melhorados para ampliar a utilização desta máquina nas mais diversas atividades (industriais, comerciais e residenciais) devem ser apresentadas (LIMA, 2006; SERAFIM, 2002; SILVEIRA, 2011). A nível de equipamento, temos: a necessidade de chaveamento das fases sincronizado com a posição do rotor, o que necessariamente implica na utilização de um conversor de potência com medição/estimação da posição rotórica. Além disso geram elevados níveis de ruídos audíveis, apresentam oscilações de conjugado decorrente de sua estrutura de dupla saliência e dos efeitos de chaveamento de corrente entre as fases, sua modelagem matemática é complexa devido ao seu comportamento magnético não linear, bem como, se faz necessário a informação a respeito da posição do rotor em relação ao estator para um chaveamento adequado das fases, onde é feito por um sensor de posição ou por métodos

denominados de “sensorless”, que utilizam medidas de tensão e/ou corrente para se estimar a posição e a velocidade do rotor (SOBREIRA, 2008; MILLER, 2001; LIMA, 2006).

Figura 2.3 – Vistas em perspectivas e frontal do motor rotativo de relutância chaveada 6/4 (a), e vista frontal do motor linear de relutância chaveada (b).



Fonte: Silveira (2011) e Oliveira; Pontes (2008a).

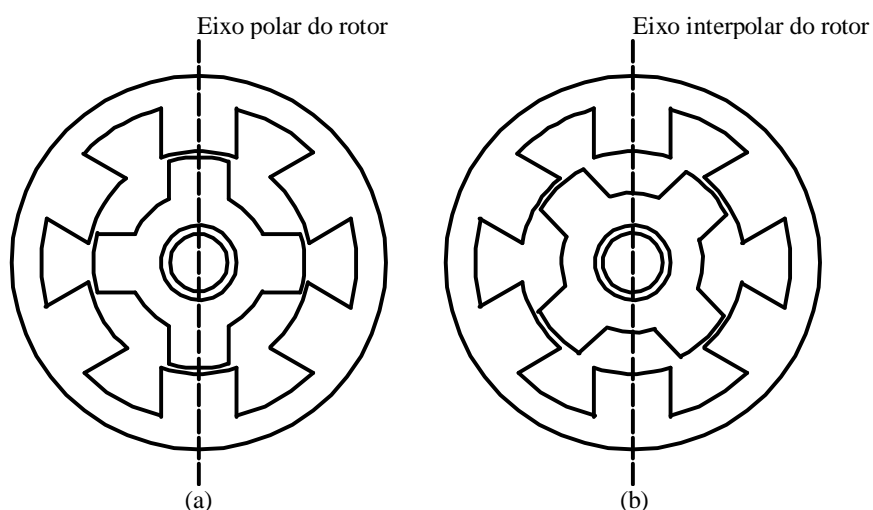
As máquinas a relutância variável, operam segundo o princípio da máxima energia armazenada no circuito magnético, ou seja, da mínima relutância (MILLER, 2001; LIMA, 2006). Quando uma determinada fase da máquina é energizada (uma por vez), os pólos do rotor mais próximo do pólo do estator desta fase tende a se mover no sentido de se alinhar. No ponto de alinhamento total dos pólos a indutância e o fluxo são máximos (MILLER, 2001; LIMA, 2006). Para que o eixo seja movimentado continuamente, é necessário que ocorra uma alimentação de fases de forma seqüenciada e como consequência o rotor se deslocará de forma sincronizada com a seqüência de alimentação (MILLER, 2001; LIMA, 2006).

Atualmente, podem-se encontrar aplicações das máquinas a relutância variável não somente na indústria, mas também no ambiente doméstico. Como exemplo de aplicação pode-se citar o uso destas em máquinas de lavar roupas, computadores (HD's – Hard Disk), protótipos de motocicletas e carros elétricos (LIMA, 2006).

2.4 Princípio de operação do MRV

Como já mencionado anteriormente, o princípio de funcionamento do MRV tem como base a variação da relutância do circuito magnético do rotor, que depende da disposição dos pólos do rotor em relação aos pólos do estator, bem como, do perfil físico de seus pólos. Duas posições básicas de referência utilizadas nos estudos sobre MRV do rotor podem ser destacadas neste contexto: a alinhada (quando um par de pólos do rotor está alinhado com um par de pólos do estator) e a desalinhada (quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com os pólos do estator). A Figura 2.4 mostra os dois casos. As indutâncias dos enrolamentos do estator variam entre seus valores máximos e mínimos de acordo com a variação angular entre os pólos. Pólo do rotor e do estator alinhados (máxima indutância) e pólo do rotor e do estator desalinhados (mínima indutância) (SILVA, 2010).

Figura 2.4 – Posição alinhada (a), e desalinhada (b), de um motor de relutância variável 6/4.

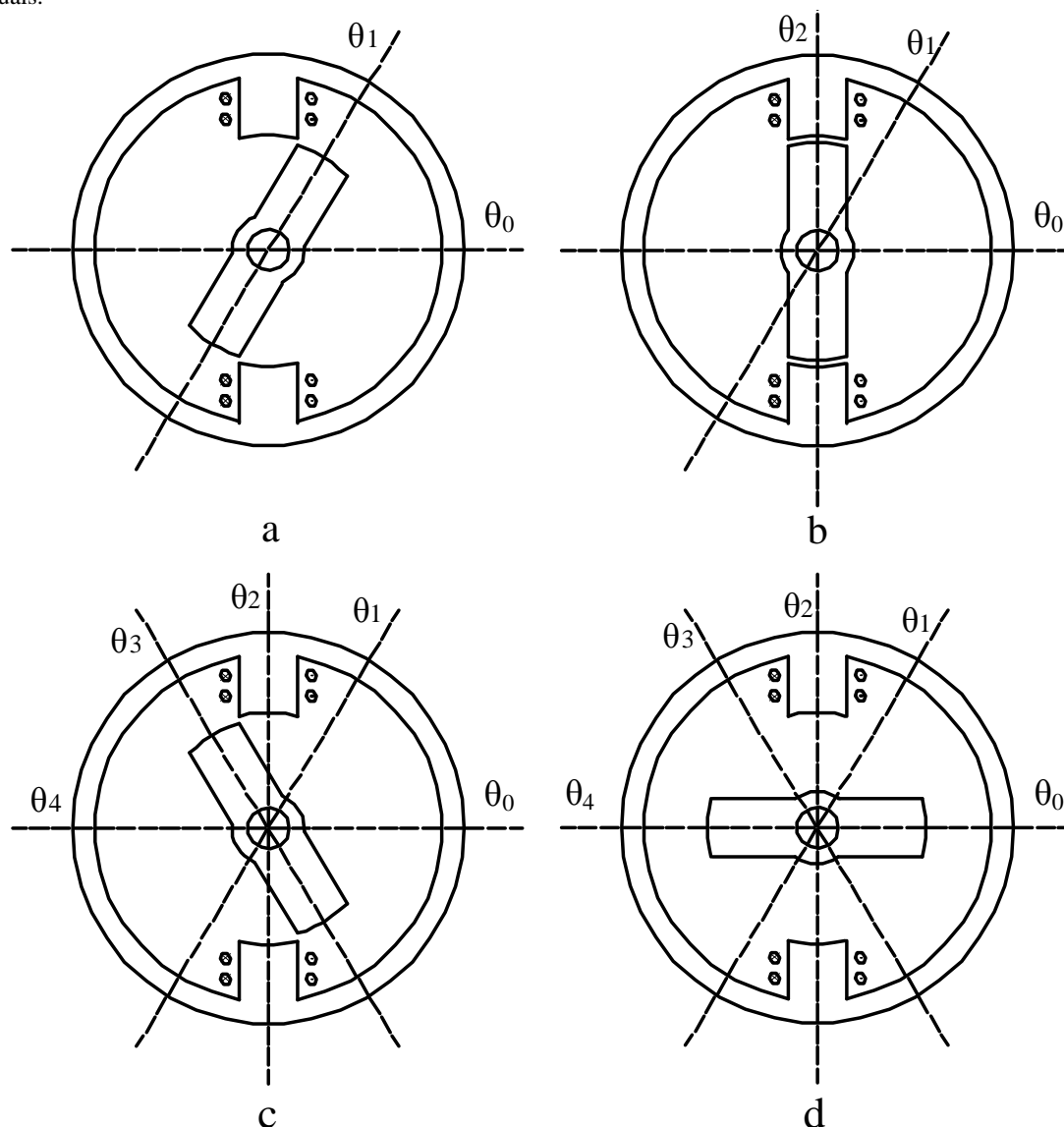


FONTE: Silva (2010).

Uma observação importante há ser feita sobre esse comportamento da indutância em função da variação angular entre os pólos é que, dependendo da relação entre os comprimentos das sapatas polares dos pólos do rotor e dos pólos do estator, podemos ter dois

comportamentos diferentes. Utilizando uma estrutura simples do MRV na configuração 2/2 (dois pólos no estator/dois pólos no rotor, respectivamente) serão apresentados os dois casos possíveis (TEIXEIRA, 2008; KRISHNAN, 2001; SILVA, 2010). As Figuras 2.5 e 2.6 ilustram a configuração com sapatas iguais e as Figuras 2.8 e 2.9 ilustram a configuração com sapatas diferentes.

Figura 2.5 – Posições $\theta_1(a)$, $\theta_2(b)$, $\theta_3(c)$ e $\theta_4(d)$ do MRV 2/2 com comprimento das sapatas do rotor e estator iguais.



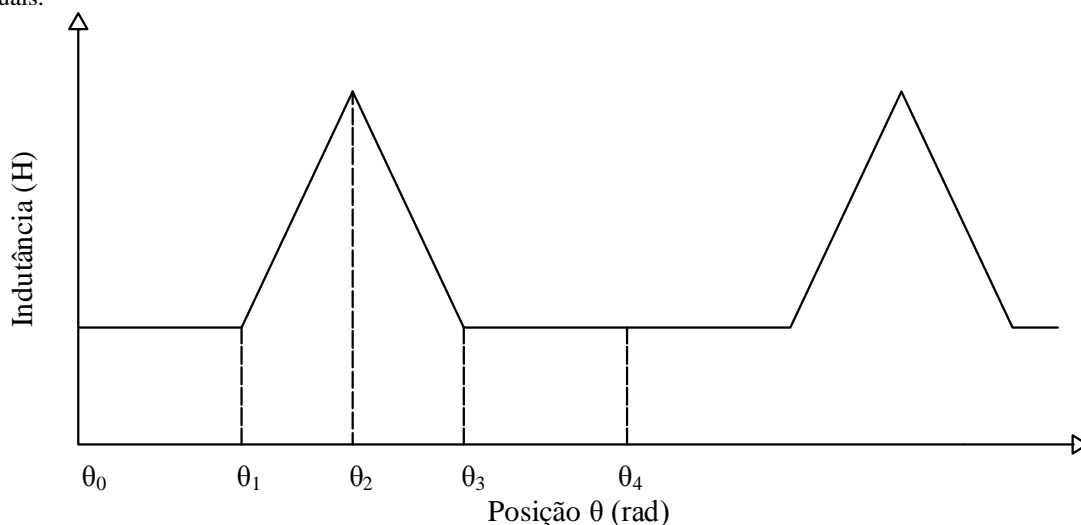
FONTE: Silva (2010).

No primeiro exemplo, (Figura 2.5 e 2.6) em que o comprimento da sapata polar do rotor e do estator são iguais, inicialmente supondo que o rotor encontra-se numa posição

completamente desalinhada onde marcaremos nosso ponto de partida (θ_0). Com a energização da fase, o pólo do rotor tenderá a alinhar-se com o pólo energizado do estator (girando no sentido anti-horário) de modo que este alcançará a posição θ_1 mostrada na Figura 2.5 (a), quando o pólo do rotor começa a alinhar-se com o pólo do estator (TEIXEIRA, 2008; KRISHNAN, 2001; SILVA, 2010).

No intervalo de θ_0 a θ_1 a indutância tem seu valor mínimo como podemos ver na Figura 2.6. Entre θ_1 e θ_2 a indutância aumenta até atingir seu valor máximo (mínima relutância) em θ_2 . A produção do conjugado positivo ocorre na região de crescimento da indutância (Figura 2.7). Na posição θ_2 , momento em que os pólos estão alinhados e a indutância é máxima, a fase deve ser então desenergizada, para evitar a produção de conjugado negativo (Figura 2.7), que tenderia a frear o movimento do motor. Neste caso a própria inércia do rotor faz com que ele continue seu movimento diminuindo a indutância até a posição θ_3 retornando a condição de indutância mínima, a mesma permanece nesta condição até a posição θ_4 , onde o ciclo será reiniciado (TEIXEIRA, 2008; KRISHNAN, 2001; SILVA, 2010).

Figura 2.6 – Comportamento da indutância em função da variação angular entre o rotor e o estator – sapatas iguais.

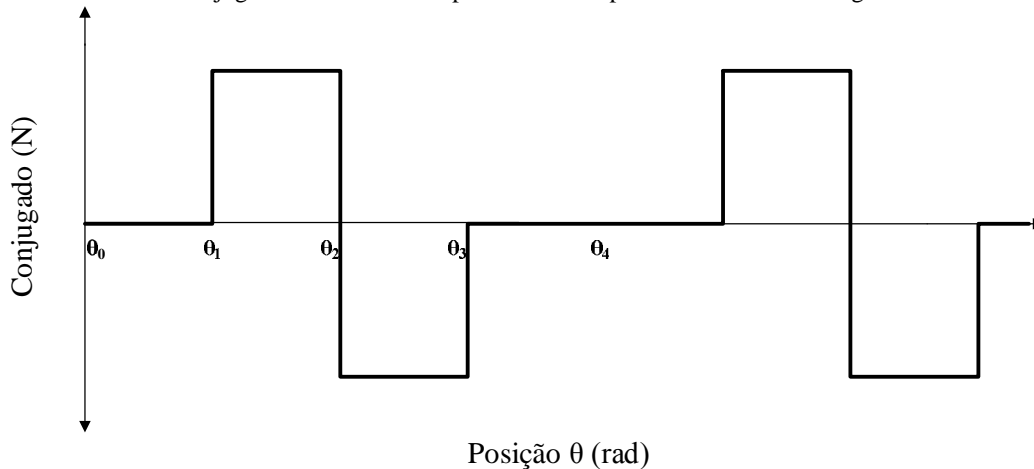


FONTE: Silva (2010).

A outra opção de configuração é quando as sapatas polares do rotor e do estator são diferentes, ou seja, quando o comprimento das sapatas polares do rotor são maiores do que o comprimento das sapatas polares do estator ou o inverso. Neste caso a indutância permanecerá no seu valor máximo (região entre θ_2' e θ_3') por um intervalo tempo antes de começar a diminuir com o desalinhamento, este período de permanência é conhecido como zona morta, e o seu tamanho é diretamente proporcional a diferença entre os referidos

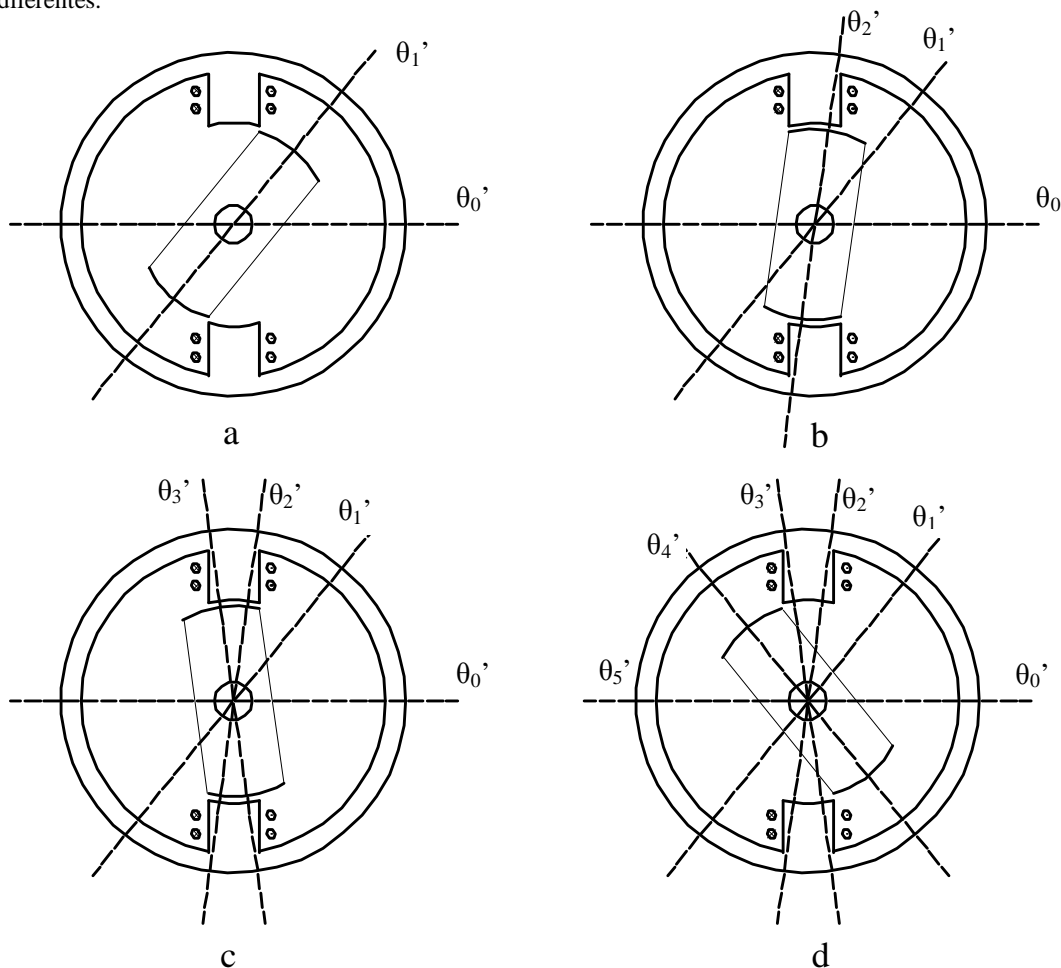
comprimentos citados acima (TEIXEIRA, 2008; KRISHNAN, 2001; SILVA, 2010). Nas Figuras 2.8 e 2.9 é mostrado esse comportamento.

Figura 2.7 – Perfil do conjugado ideal - com comprimento das sapatas do rotor e estator iguais.



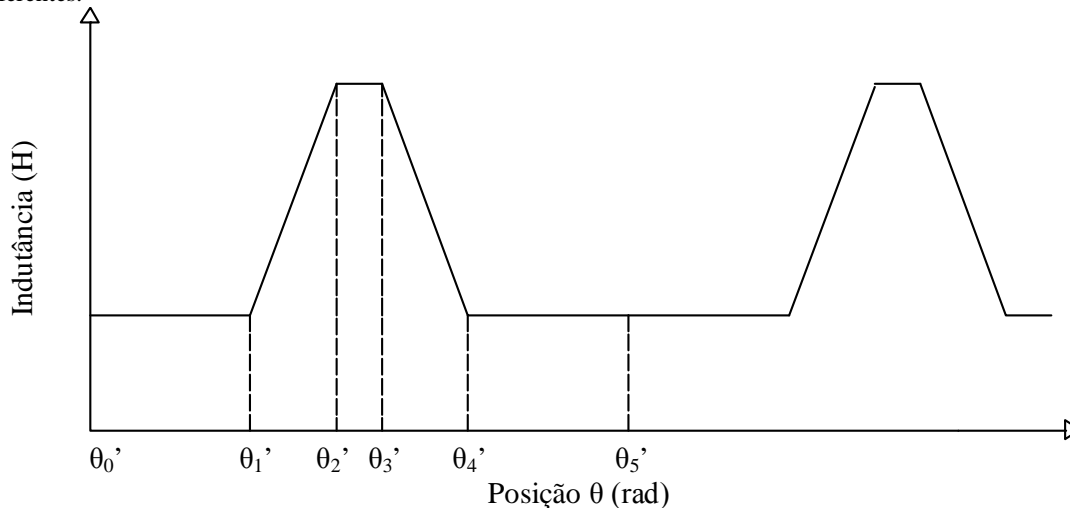
FONTE: Teixeira (2008).

Figura 2.8 – Posições θ_1' (a), θ_2' (b), θ_3' (c), θ_4' (d) do MRV 2/2 com comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes.



FONTE: Silva (2010).

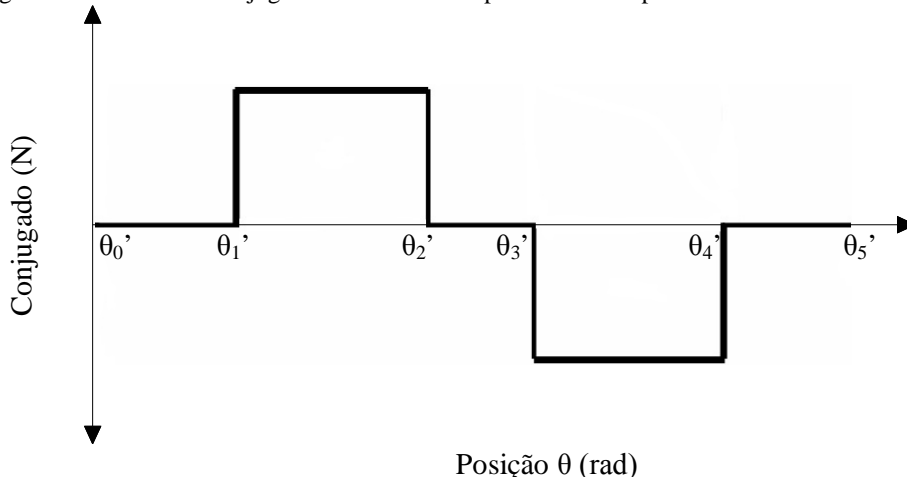
Figura 2.9 – Comportamento da indutância em função da variação angular entre o rotor e o estator – sapatas diferentes.



FONTE: Silva (2010).

Os comportamentos das duas estruturas apresentadas são bastante semelhantes, entretanto a segunda configuração descrita (com comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes) difere da primeira (com comprimento das sapatas do rotor e estator iguais) em dois aspectos: a existência de um pequeno regime permanente, onde a indutância permanecer no seu valor máximo (região entre θ_2' e θ_3') e o momento em que a fase deve ser desligada, que ao invés de acontecer imediatamente quanto a indutância atingir a seu valor máximo em θ_2' (início do regime permanente), deve acontecer quando a posição θ_3' for alcançada (final do regime permanente). Nesta estrutura a indutância vai diminuindo da posição θ_3' até chegar a posição θ_4' retornando a condição de indutância mínima, a mesma permanece nesta condição até a posição θ_5' , onde o ciclo será reiniciado.

Figura 2.10 – Perfil do conjugado ideal - com comprimento das sapatas do rotor e estator diferentes.



FONTE: Adaptado de Borges (2002).

Na região entre θ_2' e θ_3' , correspondente a condição em que os pólos permanecem alinhados e a indutância se mantém no valor máximo, o conjugado produzido pela excitação da fase do motor nessa região é nulo segundo Borges (2002).

Outro aspecto importante a respeito do princípio de operação do MRV é seu funcionamento em condições de saturação magnética do seu núcleo. Os motores de relutância variável tem uma característica muito peculiar de trabalhar na região de saturação das curvas características de magnetização (ψ versus I), portanto uma discussão sobre esta característica se faz necessário nos estudos destas máquinas.

Os níveis de saturação tem um efeito significativo no comportamento da máquina, afetam a produção de conjugado e, portanto, são de importância fundamental no projeto da mesma (BORGES, 2002).

A operação sob a condição de saturação magnética é um importante aspecto no acionamento de motores a relutância, sendo utilizada com o objetivo de criar uma região de fluxo concatenado essencialmente constante (BORGES, 2002).

Na região de saturação a energia devolvida (recirculação) no momento de desmagnetização da fase do motor (desenergização), através dos terminais da fase e menor, quando comparado com a mesma energia na região linear (BORGES, 2002).

Tendo em vista que, essa energia devolvida não contribui para a conversão de energia, operações na região de saturação representam uma maior conversão de energia elétrica em mecânica (BORGES, 2002).

Segundo Borges, para operações sem que ocorra saturação, a energia de entrada é normalmente dividida igualmente em energia de recirculação e convertida em energia mecânica. Na região de saturação essa energia de recirculação é sensivelmente reduzida e a mecânica convertida aumentada (BORGES, 2002).

O benefício do funcionamento sobre a condição de saturação é estabelecido pelo aumento da relação de conversão de energia elétrica em energia mecânica e diminuição das exigências nas especificações das chaves do circuito alimentador, simplificando este circuito (BORGES, 2002).

2.5 Conversão eletromecânica de energia no MRV (modelo matemático)

Após descrever todo o princípio de funcionamento da máquina (MRRV), apresentando suas formas construtivas e características básicas de operação, se faz necessário demonstrar um modelo matemático que o represente. Esta seção traz uma breve e sucinta

descrição do modelo matemático do motor rotativo de relutância chaveada utilizado neste trabalho sobre a óptica de Bernardeli (2008). Um maior detalhamento deste modelo é apresentado no trabalho de Borges (2002).

Inicialmente, um circuito elementar equivalente pode ser obtido, segundo Krishnan (2001), negligenciando-se a indutância mútua entre as fases. A tensão aplicada é igual a soma de tensão na resistência e a taxa de variação de fluxo concatenado pela fase, sendo esta expressão é dada pela equação (2.1)

$$V_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\lambda_f(\theta, i_f)}{dt} \quad (2.1)$$

Onde:

V_f é a tensão na fase da máquina;

R_f é a resistência do enrolamento da fase;

i_f é a corrente que circula nos enrolamentos da fase da máquina;

$\lambda_f(\theta, i_f)$ é o fluxo enlaçado pelo enrolamento da fase da máquina;

O fluxo concatenado é dado pela equação (2.2):

$$\lambda_f = L_f(\theta, i_f) i_f \quad (2.2)$$

Classicamente definido como:

$$\psi = L_f \cdot i_f \quad (2.3)$$

Sendo L_f a indutância, que é dependente da posição do rotor e da corrente de fase.

Devido a geometria da máquina que concebe dupla saliência e também aos efeitos do fenômeno de saturação magnética, o fluxo concatenado pelo enrolamento da máquina varia em função da posição rotórica e da corrente de fase, desta forma a equação (2.1) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} V_f &= R_f \cdot i_f + \frac{d\{L_f(\theta, i_f) i_f\}}{dt} = R_f \cdot i_f + L_f(\theta, i_f) \frac{di_f}{dt} + i_f \frac{d\theta}{dt} \frac{dL_f(\theta, i_f)}{d\theta} \\ V_f &= R_f \cdot i_f + L_f(\theta, i_f) \frac{di_f}{dt} + \frac{dL_f(\theta, i_f)}{d\theta} \omega_m \cdot i_f \end{aligned} \quad (2.4)$$

Na equação (2.4), os três termos a direita da igualdade representam a queda de tensão no resistor, a queda de tensão no indutor e a força contra-eletromotriz (fcem) induzida, respectivamente, e o resultado é semelhante à equação de um motor DC em série, como mostrado na Figura 2.10.

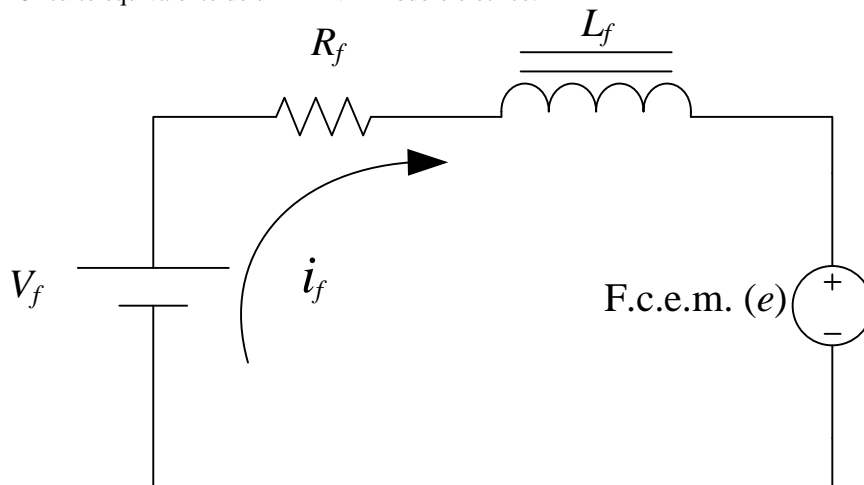
A força contra-eletromotriz (fcem), e , é obtida pela equação (2.5):

$$e = \frac{dL_f(\theta, i_f)}{d\theta} \cdot \omega_m \cdot i_f \quad (2.5)$$

Substituindo então as equações acima na equação da potência de entrada (P_e), tem-se:

$$P_e = V_f \cdot i_f = R_f \cdot i_f^2 + i_f^2 \frac{dL_f(\theta, i_f)}{dt} + L_f(\theta, i_f) i_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.6)$$

Figura 2.11 – Circuito equivalente de um MRV – modelo elétrico.



FONTE: Autor (2012).

Notoriamente o ultimo termo é fisicamente muito difícil de ser experimentalmente determinado. Desta forma é aconselhável substituí-lo por termos já conhecidos como segue:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \cdot L_f(\theta, i_f) \cdot i_f^2 \right) = L_f(\theta, i_f) \cdot i_f \frac{di_f}{dt} + \frac{1}{2} \cdot i_f^2 \frac{dL_f(\theta, i_f)}{dt} \quad (2.7)$$

Substituindo-se a equação acima (2.7) na equação (2.6), tem-se:

$$P_e = R_f \cdot i_f^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \cdot L_f(\theta, i_f) \cdot i_f^2 \right) + \frac{1}{2} \cdot i_f^2 \frac{dL_f(\theta, i_f)}{dt} \quad (2.8)$$

Onde, P_e representa a potência instantânea de entrada. Esta equação mostra que a potência de entrada é expressa pela soma das perdas resistivas no enrolamento, dadas por $R_f \cdot i_f^2$, a taxa de variação do campo magnético, dada por $p \left[L_f(\theta, i_f) \cdot i_f^2 / 2 \right]$, e a potência no entreferro, (P_{ent}), a qual é definida pelo termo $\left[i_f^2 \cdot p \cdot L_f(\theta, i_f) \right] / 2$, onde p é o operador diferencial, d / dt .

Expressando o tempo em termos da posição do rotor e velocidade, tem-se:

$$t = \frac{\theta}{\omega_m} \quad (2.9)$$

Substituindo-se pelos termos da potência no entreferro, obtém-se:

$$P_{ent} = \frac{1}{2} \cdot i_f^2 \frac{dL_f(\theta, i_f)}{dt} = \frac{1}{2} \cdot i_f^2 \frac{dL_f(\theta, i_f)}{dt} \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2} \cdot i_f^2 \frac{dL_f(\theta, i_f)}{d\theta} \cdot \omega_m \quad (2.10)$$

A potência no entreferro é o produto do conjugado eletromagnético pela velocidade do rotor e é dada por:

$$P_{ent} = \omega_m \cdot C_e \quad (2.11)$$

Desta forma o conjugado é obtido pela substituição da expressão (2.1) em (2.10):

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot i_f^2 \frac{dL_f(\theta, i_f)}{d\theta} \quad (2.12)$$

Com a equação (2.12) completa-se o desenvolvimento do circuito equivalente (modelo matemático) para o cálculo do conjugado eletromagnético, potência de entreferro e potência de entrada para os MRV's tanto para operações dinâmicas quanto para regime permanente (BERNARDELI, 2008).

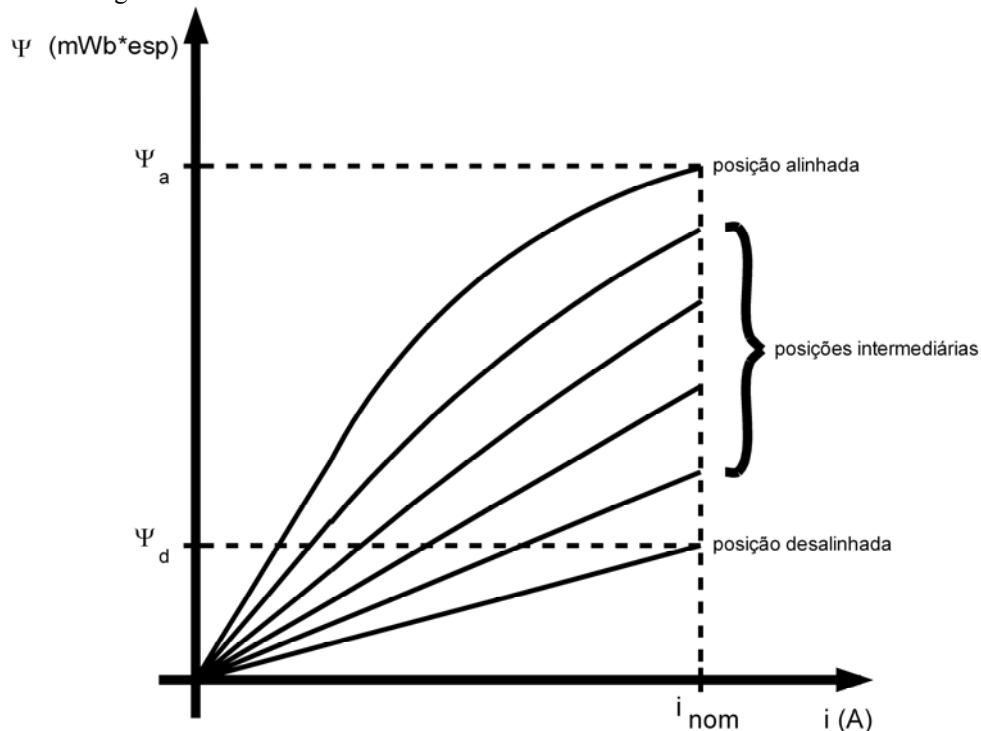
3 APRESENTAÇÃO DOS MÉTODOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

3.1 Método de simulação

As máquinas elétricas são estudadas geralmente a partir de modelos matemáticos que as descrevem através de um ou vários parâmetros ou variáveis, por meio de técnicas matemáticas que diferem em precisão, complexidade matemática e flexibilidade para a resolução de diferentes problemas (OLIVEIRA, 2008). Desta forma são relatados alguns modelos matemáticos utilizados nos estudos das máquinas elétricas, tais como: algébrico linear (utilizado em máquinas elétricas de corrente contínua e com escovas), a transformada de Park, ou modelo $dq0$ (para as máquinas de indução e de imã permanente), e o modelo do Método dos Elementos Finitos em duas e três dimensões (aplicável para a modelagem da maioria das máquinas elétricas) (OLIVEIRA, 2008).

Tratando-se do MRV, uma de suas principais características de projeto refere-se à suas curvas características de conversão eletromagnética de energia (conhecida classicamente de “curva característica”). A Figura 3.1 esboça um gráfico genérico desta referida curva.

Figura 3.1 – Gráfico genérico das curvas características de um MRV.



FONTE: Oliveira (2008).

Essas curvas geralmente são representadas em duas dimensões (um plano), onde são esboçadas desde a posição de total desalinhamento até a posição de total alinhamento dos pólos do rotor em relação aos pólos do estator conforme mostra a Figura 3.1.

O número de posições intermediárias apresentadas na Figura 3.1, é variável e dependente dos objetivos da pesquisa, das condições estruturais dos dispositivos de medição (análise experimental) e limitações da ferramenta computacional (análise por simulação).

Essas curvas são compostas por valores de fluxo magnético concatenado *versus* valores de corrente de fase, onde são estabelecidos o número de passos e degraus de corrente a serem analisados, dentro de uma gama de possibilidades que são determinadas pelos mesmos fatores atribuídos ao número de posições já mencionados anteriormente.

A partir da obtenção destas curvas é possível quantificar parâmetros estáticos de projeto do MRV, dos quais podemos citar: curvas de indutância, conjugado médio ou força de propulsão média, o nível de potência de saída do conversor eletrônico e intervalos do transitório do chaveamento da corrente de fase (MILLER, 2001; OLIVEIRA, 2008).

Desta forma, a obtenção dessas curvas características, representa um importante passo a ser executado na concepção e validação de projetos de MRV, sendo indispensável em estudos sobre os MRV's (OLIVEIRA, 2008).

Nesta ótica, este trabalho pretende realizar a simulação das respectivas curvas, através da Análise dos Elementos Finitos e posteriormente confrontar os resultados da simulação com resultados experimentais com vistas a validar este método computacional como ferramenta de projetos dos MRV's.

3.1.1 O método dos elementos finitos

Segundo Teixeira (2008), o método dos elementos finitos (MEF) é uma ferramenta numérica que, apesar de ter sido desenvolvida na década de quarenta, vem sendo bastante aplicada nos últimos vinte anos quando ocorreu o grande avanço dos meios computacionais. Essa técnica é generalista e pode ser aplicada a todas as áreas de conhecimento tecnológico. Na Engenharia Elétrica pode ser utilizada para obtenção das grandezas eletromagnéticas em dispositivos e sistemas elétricos (TEIXEIRA, 2008).

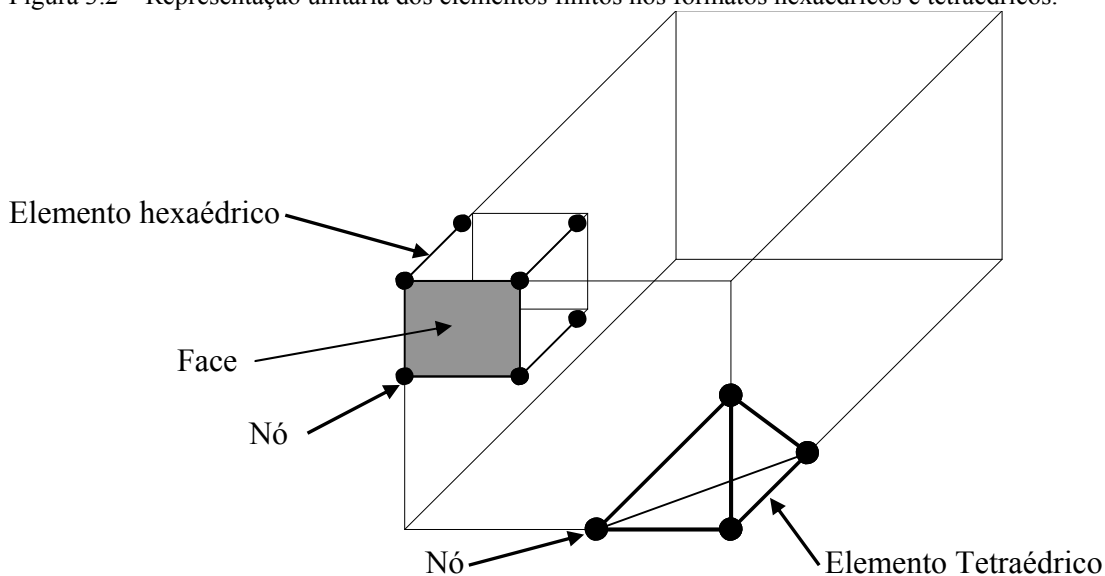
A formulação de um problema através do MEF consiste na redução de um problema que, em geral, é descrito por um pequeno número de equações diferenciais de difícil resolução, em vários problemas menores, descritos por equações mais simples e de resolução mais fácil. Esta redução consiste em dividir a geometria do problema em malhas compostas

por vários elementos finitos, como por exemplo, os tetraédricos e hexaédricos (OLIVEIRA, 2008).

Uma consideração básica sobre o Método dos Elementos Finitos é a limitação do espaço computacional, claramente, nenhum computador pode armazenar uma quantidade ilimitada de dados, e assim, deve-se limitar o domínio computacional (SOUZA, 2008). Esse domínio computacional deve ser grande o suficiente para conter a estrutura de interesse, e uma condição de contorno deve ser utilizada para simular a sua extensão ao infinito (SOUZA, 2008).

Outro fator importante para simulações utilizando o método dos Elementos Finitos em 3D é a discretização do espaço. Essa discretização pode ser feita utilizando elementos hexaédricos ou tetraédricos, cada tipo de elementos possuem suas peculiaridades, que dependendo da geometria analisada, tais características podem ser vistas como vantagens ou desvantagens (SOUZA, 2008). A Figura 3.2 esboça a representação dos dois tipos de elementos, hexaédrico (seis faces) e tetraédrico (quatro faces) com seus respectivos nós (encontro das arestas dos elementos).

Figura 3.2 – Representação unitária dos elementos finitos nos formatos hexaédricos e tetraédricos.

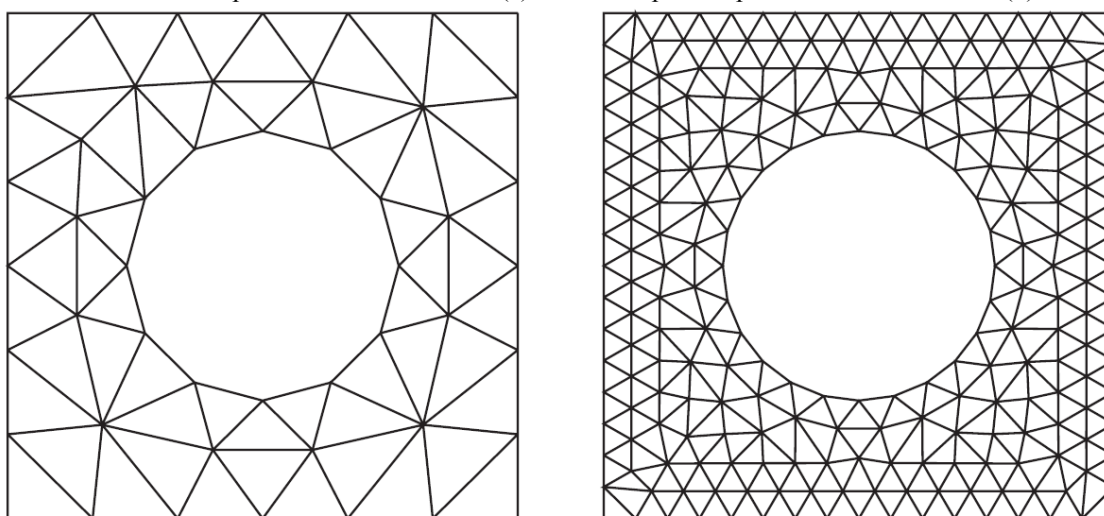


FONTE: Autor (2012).

Em termos de precisão pode-se afirmar que, quanto menor for o volume do elemento maior será sua precisão, tendo em vista que em volumes menores a distribuição do gradiente de energia sofre variações menores, o que na prática significa em aumentar o número de elementos para um dado volume. Entretanto esse aumento do número de elementos para um mesmo volume do espaço computacional (domínio) implicar em, um

maior tempo de simulação, devido ao aumento de interações matemáticas necessárias para a resolução desse novo arranjo da malha (maior número de elementos e nós), além do aumento do esforço computacional, necessitando muito vezes aumentar a memória do microcomputador (SOUZA, 2008). Este procedimento de aumentar o número de elementos para um mesmo volume do espaço computacional é conhecido na literatura técnica como refino ou refinamento da malha (geração de malha adaptativa). A Figura 3.3 aborda esse procedimento.

Figura 3.3 – Malha antes processo de refinamento (a) e malha depois do processo de refinamento (b).



FONTE: Fish; Belytschko (2007).

Os dois grandes fatores limitantes principalmente para simulações tridimensionais estão no tempo gasto para processamento destes dados, ao ponto de tornar impraticáveis algumas simulações, pelo fato de demandar tempos suficientemente grandes que inviabilize as mesmas, ou a necessidade de um maior tamanho de memória (SOUZA, 2008).

Fazer a opção pelo tipo de malha seja ela tetraédrica ou hexaédrica, requer um bom conhecimento tanto da estrutura quanto do comportamento específico de cada elemento quando da interação com as formas geométricas pertencentes ao domínio computacional estudado, visto que, determinadas estruturas não necessitam de grandes quantidades de elementos, e nesses casos aumentar o número de elementos acarretaria maiores tempos de simulação em contra ponto a pequenas melhoras na precisão dos resultados sem muita relevância.

A malha tetraédrica em detrimento a hexaédrica apresenta a grande vantagem de se adaptar muito bem na discretização de estruturas com formatos arbitrários, tais como os que apresentam superfícies curvas ou geometrias complexas (SOUZA, 2008).

Essa malha se comparada a hexaédrica, em uma mesma estrutura demanda um tempo maior de processamento, porém necessita de um menor tamanho de memória. Para análise de formas simples (quadrados, retângulos) conseguem-se boas aproximações entre os dois tipos de elementos (tetraédrico e hexaédrico).

No estudo de máquinas elétricas onde existem entreferros de ar com comprimentos da ordem de décimos de milímetro, e que a intensidade de fluxo magnético está diretamente ligada ao comprimento do entreferro, a malha hexaédrica deve ser muito refinada para que seja fornecida uma boa solução para o problema, pois sem o refino os elementos passam a fazer parte de mais de um objeto, neste caso seus valores agregam imprecisão nos resultados (TEIXEIRA, 2008; OLIVEIRA, 2008).

Isso acontece devido a sua forma estruturada de geração de elementos em camadas paralelas e orientadas no plano cartesiano, diferentemente dos tetraédricos que se adaptam as formas dos objetos. Neste caso os elementos sempre pertencerão a um único objeto melhorando assim sua precisão (SOUZA, 2008).

A ferramenta de geração de malha adaptativa, que refina automaticamente alguns pontos de acordo com a densidade de energia desses pontos obtidas através de simulações anteriores, pode ser usada para a melhoria da precisão dos resultados. O refinamento acontece até que haja uma convergência do valor de energia armazenada ou até que seja atingido o limite de interações pré-estabelecidas.

Neste trabalho o projeto de um MRRV 6/4 de 1 cv foi simulado tanto a malha tetraédrica adaptativa, quanto a hexaédrica adaptativa, no intuito de investigar as peculiaridades e potencialidades de cada uma das malhas no estudo dos MRV's com as devidas particularidades do MRRV estudado neste trabalho.

Os procedimentos de preparação do modelo para cada malha foi estudado e discutido, a aproximação dos resultados de cada malha com os valores experimentais foram avaliadas, uma investigação sobre a diferença dos dados entre as malhas foi efetuado, somente os resultados da malha com menores diferenças em relação aos dados experimentais foram utilizados para a validação do projeto do MRV estudado.

No que diz respeito ao número de posições simuladas e degraus de corrente atribuídos, este método utilizou os mesmos parâmetros e condições estabelecidas aos ensaios experimentais, ou seja, 7 (sete) posições, desde a posição totalmente alinhada (quando um par de pólos do rotor está alinhado com um par de pólos do estator) até a posição totalmente desalinhada (quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com os pólos do estator) com

passo de 5° perfazendo um curso angular de 30°. O range de corrente utilizado foi de 0.5A – 10A, com degrau de 0.5A perfazendo um total de vinte passos de corrente.

No que diz respeito ao método de simulação utilizado (AEF), pode-se afirmar que, é uma ferramenta de modelagem computacional que independente do *software* utilizado é composto de três etapas: pré-processamento, processamento e pós-processamento, onde cada etapa é definida por um grupo de ações necessárias a execução da referida etapa. A seguir serão apresentadas e definidas as etapas e ações de cada uma das etapas. O *software* utilizado neste trabalho foi o CST STUDIO SUITE TM 2010[®].

3.1.1.1 Pré-processamento

A primeira etapa a ser executada em qualquer simulação por análise dos elementos finitos é conhecida e definida na literatura técnica como pré-processamento, especificamente neste caso, os passos desta etapa serão discutidos tendo como referência o pré-processamento de modelos de MRV's. Todos os passos envolvidos na etapa de pré-processamento tem como finalidade configurar e preparar o modelo para a simulação, além de definir condições e variáveis de saída a serem analisadas no processo de pós-processamento. Neste trabalho apesar da descrição passo-a-passo do processo de simulação ter como referência o *software* CST STUDIO SUITE TM 2010[®] a ideia principal é comum a outros *softwares*, obviamente que os *softwares* diferenciam-se nos leiautes das áreas de trabalhos, caminhos e ferramentas adotados, modelos e algoritmos matemáticos, tipos de malhas utilizadas, números de dimensões (2D/3D) analisadas e interfaces gráficas definidos(as) especificamente por cada fabricante. A seguir é apresentada a descrição detalhada da etapa de pré-processamento passo-a-passo:

- **1° PASSO - escolhe-se o tipo de análise:** análise eletrostática, análise com baixa frequência, análise magnetostática, análise com correntes estacionárias e análise com co-simulação térmica, essa escolha implica em definir as ferramentas que serão ativadas na simulação, criação de uma lista prévia dos parâmetros que devem ser configurados antes de inicio da simulação propriamente dita;
- **2° PASSO - definem-se as unidades das variáveis:** determina as unidades das variáveis envolvidas na simulação tais como: corrente, tensão, frequência, temperatura, tempo, resistência, indutância, condutância, capacitância e dimensões (o *software* tem como padrão o (SI) de unidades). Lembrando que dependendo do tipo de

análise definido no passo anterior, algumas variáveis/unidades estarão desabilitadas. OBS.: é interessante observar essas unidades para compreender e tratar os resultados na etapa de pós-processamento;

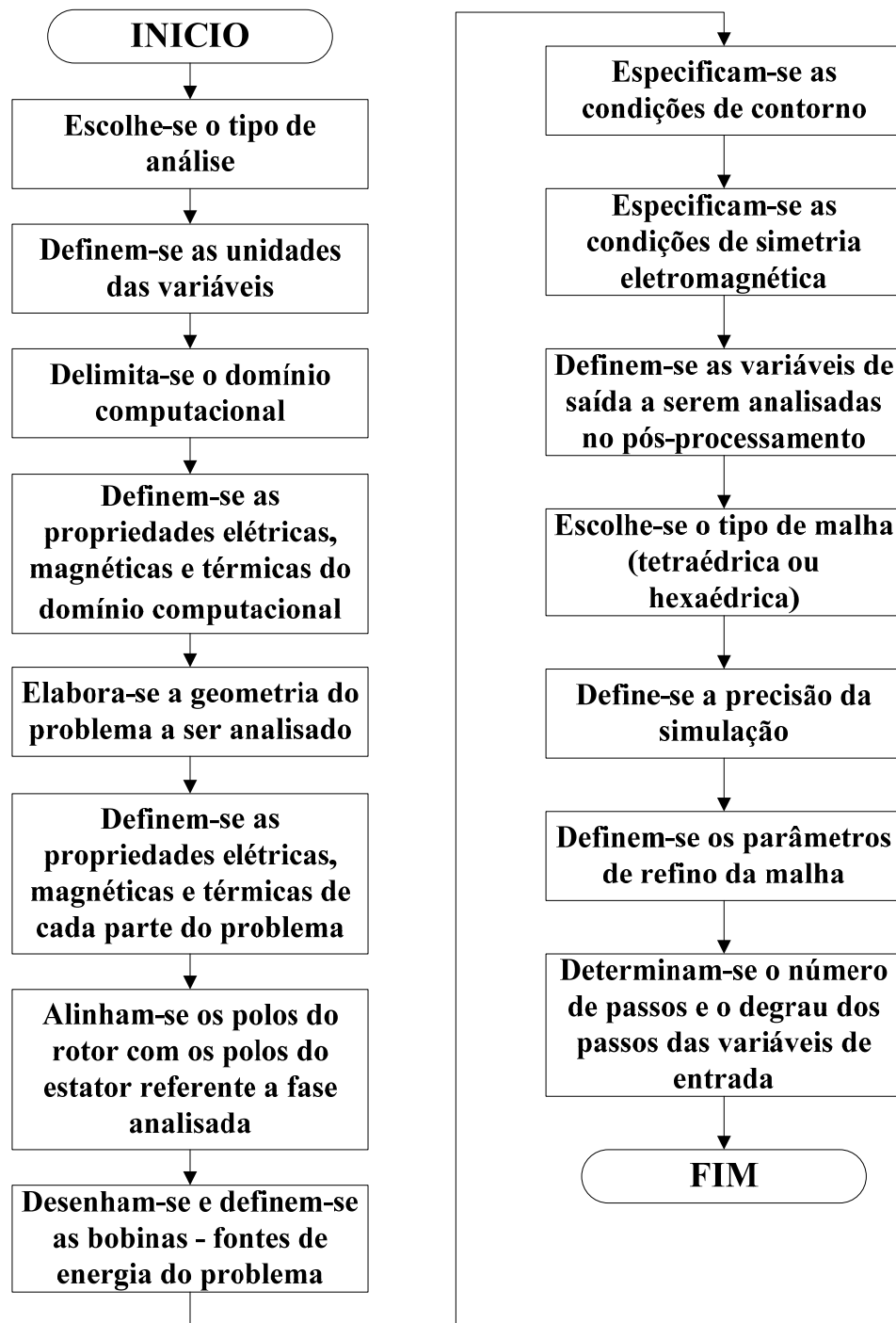
- **3º PASSO - delimita-se o domínio computacional:** especifica o espaço computacional, ou seja, qual será seu domínio computacional analisado, no qual o seu objeto de estudo estará inserido. Esse domínio computacional deve ser grande o suficiente para conter a estrutura de interesse e uma condição de contorno deve ser utilizada para simular a sua extensão ao infinito;
- **4º PASSO - definem-se as propriedades elétricas, magnéticas e térmicas do domínio computacional:** a definição dessas propriedades em consonância com as propriedades reais é crucial para a obtenção de resultados coerentes da simulação;
- **5º PASSO - elabora-se a geometria do problema a ser analisado:** aqui são usadas ferramentas de CAD para este fim;
- **6º PASSO - definem-se as propriedades elétricas, magnéticas e térmicas de cada parte do problema (estator, rotor, bobinas e meio):** assim como no domínio computacional a definição dessas propriedades em consonância com as propriedades do modelo real é crucial para a obtenção de resultados coerentes da simulação;
- **7º PASSO - alinham-se os pólos do rotor com os pólos do estator referente à fase analisada:** o objetivo dessa etapa é criar um ponto de partida referenciado com os objetivos da simulação, ou seja, da posição totalmente alinhada (quando um par de pólos do rotor está alinhado com um par de pólos do estator) para a posição totalmente desalinhada (quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com os pólos do estator);
- **8º PASSO - desenham-se e definem-se as bobinas - fontes de energia do problema:** o desenho da bobina consiste em determinar a área da secção transversal da bobina e seu caminho em torno do pólo. Números de espiras, valor de corrente e propriedades do material que compõe a bobina também são definidos;
- **9º PASSO - especificam-se as condições de contorno:** esta etapa estabelece as condições de contorno da estrutura no que diz respeito a natureza das fontes de energia para além do espaço computacional, ou seja, quais são as condições de contorno que devem ser utilizadas para simular a extensão espacial a partir das arestas do domínio computacional ao infinito;
- **10º PASSO - especificam-se as condições de simetria eletromagnética:** especificar as condições de simetria eletromagnética da estrutura é uma etapa muito relevante

para reduzir a variável temporal da simulação, outro fator não menos importante é a redução da utilização de memória por um fator dois a cada plano determinado. É como se o modelo fosse reduzido a metade, simulação e no final os resultados são multiplicados por a dois a cada plano de simetria imposto;

- **11º PASSO - definem-se as variáveis de saída a serem analisadas no pós-processamento:** com exceção dos resultados 1D e 2D/3D definidos automaticamente de acordo com tipo de malha escolhida e seus parâmetros configurados ainda neste processo (pré-processamento) em etapas posteriores a essa, apenas as variáveis escolhidas nesta etapa serão calculadas no processamento e salvas para as devidas análises no pós-processamento;
- **12º PASSO - escolhe-se o tipo de malha (tetraédrica ou hexaédrica):** a escolha do tipo de malha vai definir a forma de discretização do espaço computacional, a qual pode ser feita utilizando elementos hexaédricos ou tetraédricos. Cada tipo de elemento possui peculiaridades que dependendo da geometria analisada podem se apresentar como vantagens ou desvantagens. Aqui de acordo com o tipo de malha escolhida e a definição dos seus parâmetros, são gerados automaticamente alguns resultados 1D e 2D/3D da simulação;
- **13º PASSO - define-se a precisão da simulação:** aqui é determinado o valor da precisão global da simulação;
- **14º PASSO - definem-se os parâmetros de refino da malha:** neste ponto são definidos os números mínimo e máximo de passos, o valor máximo da diferença dos valores de energia entre o passo atual e o anterior e a porcentagem de refino;
- **15º PASSO - determinam-se o número de passos e o degrau dos passos das variáveis de entrada:** os passos e o degrau dos passos das variáveis de entrada determinam o número de combinações (interações) que o *software* irá realizar para concluir a gama de possibilidades dentre todos os valores que as variáveis de entrada irão assumir durante a simulação. As variáveis de entrada mais comuns são: corrente das bobinas, número de espira das bobinas, deslocamento angular do rotor, grandezas dimensionais e outras grandezas elétricas.

Após o detalhamento da etapa de pré-processamento é mostrado na Figura 3.4 o fluxograma desta etapa, possibilitando assim de uma forma rápida, uma melhor compreensão desta etapa do processo de análise por elementos finitos.

Figura 3.4 – Fluxograma da etapa de pré-processamento.



FONTE: Autor (2012).

3.1.1.2 Processamento da malha tetraédrica e hexaédrica

A segunda etapa de atividades a serem executadas em qualquer simulação por análise dos elementos finitos é conhecida e definida na literatura técnica como processamento, assim como na etapa anterior, os passos desta etapa também serão discutidos tendo como referência o processamento de malhas tetraédrica e hexaédrica aplicadas ao estudo de MRV's.

Aqui o modelo é resolvido de fato, com base nos parâmetros e variáveis definidas no pré-processamento, lembrando que dependendo das definições e parametrização definida na etapa anterior (pré-processamento) o *software* tomará caminhos distintos para a resolução do problema, embora de uma maneira geral sejam similares. As observações feitas no subitem 3.1.1 a respeito das características desta ferramenta de simulação, também são validas neste subitem. A seguir são apresentadas as descrições detalhadas das etapas de processamento, com malhas tetraédrica e hexaédrica:

3.1.1.2.1 Detalhamento do processamento da malha tetraédrica

- **1º PASSO - calculam-se as bobinas:** esta primeira etapa de cálculo é executada para obter-se o modelo de representação discreta das bobinas de corrente;
- **2º PASSO - inicia-se a resolução magnetostática:** durante esta etapa, é feito a verificação de erros no modelo de entrada, tais como: sobreposição invalida de material, bobinas mal definidas, etc;
- **3º PASSO - monta-se o sistema de equações:** o sistema de equações lineares é gerado;
- **4º PASSO - constroem-se as pré-condições:** isto inclui as etapas de construção para o pré-condicionamento das resoluções, ou seja, a construção de uma hierarquia para a resolução das multigrades dos elementos gerados;
- **5º PASSO - resolve-se o sistema linear:** durante esta etapa, o sistema de equação é resolvido produzindo os campos até então desconhecidos;
- **6º PASSO - estimam-se os erros:** somente durante a passagem de adaptação da malha. O erro local de cada elemento é estimado (distribuição de erro);
- **7º PASSO - marcam-se os elementos que sofrerão refinamento:** somente durante a passagem de adaptação da malha. Com base no erro computado, um certo número de elementos serão marcados para o refinamento;
- **8º PASSO - adapta-se a malha (refinamento):** somente durante a passagem de adaptação da malha. A malha é refinada levando em conta os elementos marcados no passo anterior;
- **9º PASSO - calculam-se as indutâncias:** somente se está opção estiver sido marcada nas configurações dos parâmetros de simulação executado no pré-processamento. A matriz de indutâncias é calculada;

- **10° PASSO - executam-se as todas as interações (combinações entre os passos das variáveis de entrada definidos no pré-processamento):** repetem-se os passos de 1 – 9 até que todas as combinações entre os passos de corrente nas bobinas do estator e os passos de deslocamento angular do rotor sejam executados;
- **11° PASSO - disponibilizam-se os dados para a etapa de pós-processamento:** a partir da solução dos campos B e H outros resultados adicionais, tal como a energia dentro da estrutura é calculada, inclusive os dados pré-estabelecidos no pré-processamento.

3.1.1.2.2 Detalhamento do processamento da malha hexaédrica

- **1° PASSO - calculam-se as bobinas:** esta primeira etapa de cálculo é executada para obter-se o modelo de representação discreta das bobinas de corrente;
- **2° PASSO - inicia-se a resolução magnetostática:** nesta etapa, é feito a verificação de erros no modelo de entrada, tais como: sobreposição inválida de material, etc.;
- **3° PASSO - calculam-se a matriz e a matriz dupla:** durante esta etapa, o sistema de equações que serão posteriormente resolvidas, é criado;
- **4° PASSO - resolve-se o sistema linear:** durante esta etapa, o sistema de equações lineares calcula a distribuição do campo dentro da estrutura;
- **5° PASSO - executam-se as todas as interações (combinações entre os passos das variáveis de entrada definidos no pré-processamento):** repetem-se os passos de 1 – 4 até que todas as combinações entre os passos de corrente nas bobinas do estator e os passos de deslocamento angular do rotor sejam executados;
- **6° PASSO - disponibilizam-se os dados para a etapa de pós-processamento:** a partir da resolução da distribuição de campo, resultados adicionais, tais como a matriz de indutância ou a energia dentro do domínio de cálculo pode ser calculada.

Depois da apresentação detalhada da etapa de processamento, com malhas tetraédrica e hexaédrica, serão mostrados os fluxogramas destas etapas, possibilitando assim de uma forma rápida, uma melhor compreensão das mesmas no processo de análise por elementos finitos. Na Figura 3.5 é possível analisar as particularidades da etapa de processamento da malha tetraédrica, enquanto que na Figura 3.6 são mostrados os passos referente a etapa de processamento da malha hexaédrica.

Figura 3.5 – Fluxograma da etapa de processamento – malha tetraédrica.

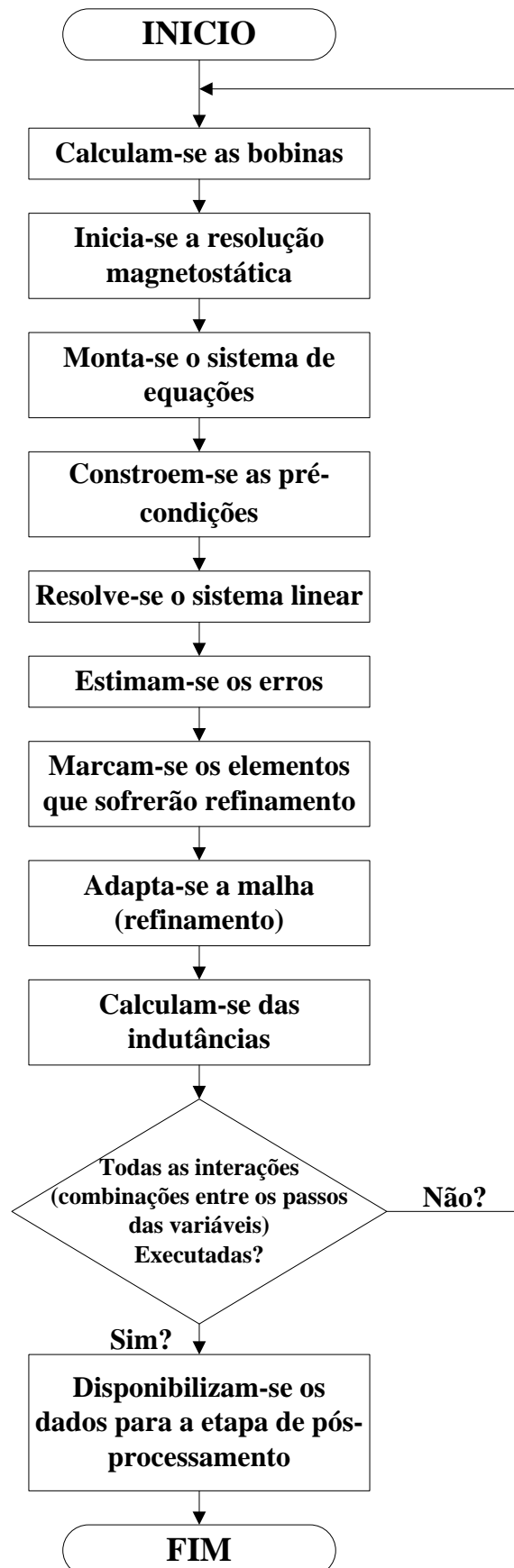
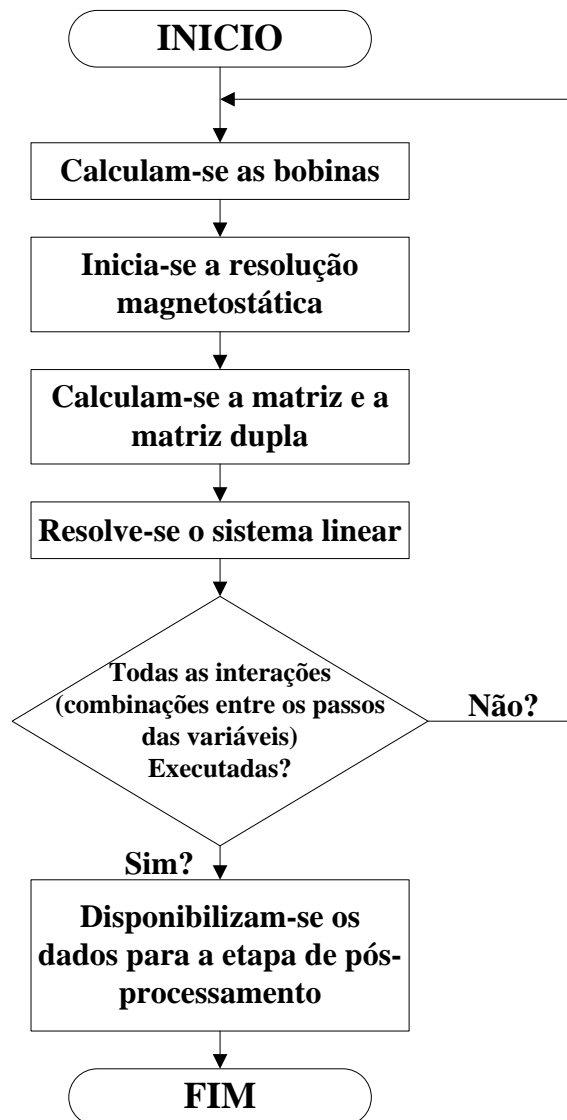


Figura 3.6 – Fluxograma da etapa de processamento – malha hexaédrica.



FONTE: Autor (2012).

3.1.1.3 Pós-processamento

O pós-processamento é a terceira e última etapa de atividades a serem executadas em qualquer simulação por análise dos elementos finitos, embora aqui esteja apresentada de forma específica a análise de modelos de MRV's. Nesta etapa são avaliados e processados todos os resultados das etapas de processamento.

Alguns resultados são mostrados em forma de gráficos pelo próprio *software* (CST STUDIO SUITE TM 2010[®]), bem como, seus dados (valores das variáveis) são disponibilizados para outras formas de investigação, entretanto existem resultados que só são disponíveis em forma de dados, neste caso faz-se necessário o uso de outra ferramenta

computacional para que se possa analisar graficamente esses resultados, ou realizar qualquer outro tipo de investigação com esses dados. Lembrando que os dados apresentados nesta etapa (pós-processamento) são definidos previamente como variáveis de saída na etapa de pré-processamento. A seguir é apresentada a descrição detalhada dos passos desta etapa denominada pós-processamento. Na Figura 3.7 é mostrado o fluxograma desta etapa.

3.1.1.3.1 Resultados 1D:

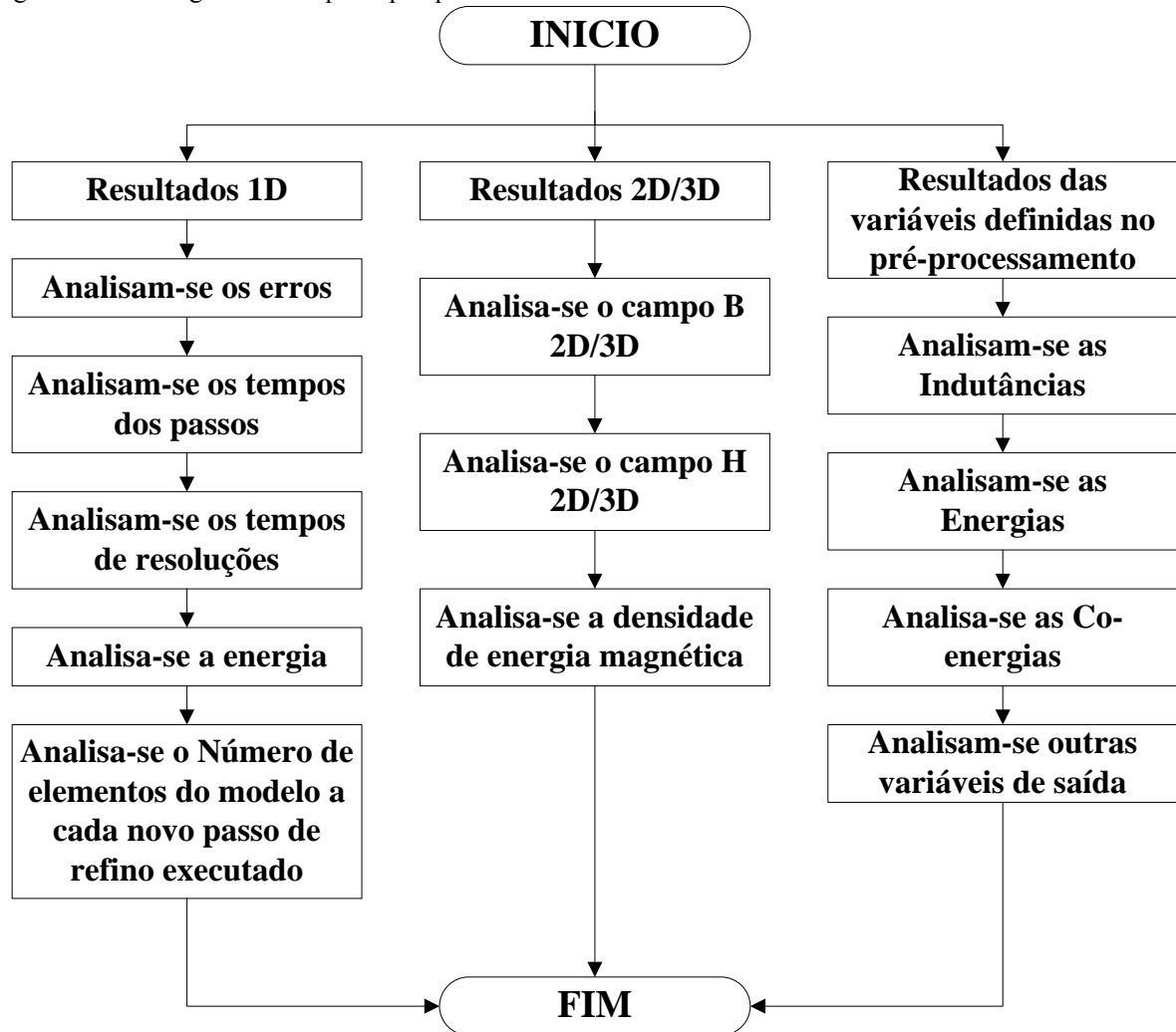
- **1º PASSO - analisam-se os erros:** mostra a curva da variação da energia relativa entre dois passos subsequentes ocorridos no processo de refinamento da malha. A tolerância de erro e o número de passos de refino são definidos no pré-processamento;
- **2º PASSO - analisam-se os tempos dos passos:** aqui observar-se a curva de tempo (em segundo) que foi necessário para executar cada passo do processo de refino;
- **3º PASSO - analisam-se os tempos das resoluções:** mostra a curva de tempo (em segundo) durante cada passo executado na etapa de refinamento da malha;
- **4º PASSO - analisa-se a energia:** mostra a curva de convergência de energia entre os passos de refinamento;
- **5º PASSO - analisa-se o número de elementos do modelo a cada novo passo de refino executado:** é possível observar a curva do número de elementos a cada novo passo de refinamento executado durante o processo de geração da malha adaptativa;

3.1.1.3.2 Resultados 2D/3D:

- **1º PASSO - analisa-se o campo B 2D/3D:** aqui podem ser vistas as linhas de densidade do fluxo magnético (B) em V_s/m^2 com degradê de cores de acordo com a variação de sua intensidade e em configurações 2D e 3D, nos X, Y e Z e nas componentes tangencial e normal;
- **2º PASSO - analisa-se o campo H 2D/3D:** aqui podem ser vistas as linhas da intensidade do vetor campo magnético (H) em A/m com degradê de cores de acordo com a variação de sua intensidade e em configurações 2D e 3D, nos X, Y e Z e nas componentes tangencial e normal;

- **3º PASSO - analisa-se a densidade de energia magnética:** aqui podem ser vistas as linhas de densidade de energia magnética em (J/m^3) com degradê de cores de acordo com a sua variação em configurações 2D e 3D;

Figura 3.7 – Fluxograma da etapa de pós-processamento.



FONTE: Autor (2012).

3.1.1.3.3 Resultados das variáveis definidas no pré-processamento:

- **1º PASSO - analisam-se as indutâncias:** as matrizes de indutâncias próprias e mútuas são disponibilizadas para análise desde que na etapa de pré-processamento tenha-se marcado a opção de cálculo dessas matrizes;
- **2º PASSO - analisam-se as energias:** aqui podem ser observadas as energias magnéticas total, por cada sólido e meio separadamente (bobinas, meio, núcleo, etc.) produzidas no domínio computacional durante a simulação;

- **3º PASSO - analisam-se as co-energias:** aqui pode ser observada as co-energias magnéticas total, por cada sólido e meio separadamente (bobinas, meio, núcleo, etc.) produzidas no domínio computacional durante a simulação;
- **4º PASSO - analisam-se outras variáveis de saída:** varias outras variáveis de saída podem ser definidas no pré-processamento para avaliação posterior na etapa de pós-processamento. Entretanto duas observações devem ser feitas: a lista de possíveis variáveis de saída já vem no *software*, portanto se a variável desejável não constar na lista, não é possível ser inserida, a segunda observação é que as variáveis escolhidas devem levar em conta o tipo se análise realizada na simulação (eletrostática, baixa frequência, magnetostática, correntes estacionarias e térmica co-simulação), pois nem todas as variáveis existentes na lista se aplicam a todas as modalidades de simulação.

3.2 Métodos experimentais

Neste subitem são apresentados e descritos os métodos experimentais utilizados neste trabalho para caracterização magnética estática do MRV analisado. Essa caracterização passa pela obtenção de variáveis de saída da máquina que associadas as variáveis de entrada da máquina possibilitam descrever todo o comportamento dos MRV's nas conversões eletromecânicas. Nos MRV's uma de suas principais características de projeto refere-se á curva de conversão eletromagnética de energia (também chamada de “curva característica”) mostrada na Figura 3.1 (OLIVEIRA, 2008). Devido a dependência das características construtivas da máquina tais como: dimensões geométricas (rotor e estator), tipo e quantidade de aço do núcleo magnético e de condutores das bobinas de fase a curva característica pode ser considerada o principal parâmetro a ser identificado nesta máquina, visto que, a partir dela é possível calcular outros parâmetros importantes de projeto desta máquina como por exemplo (OLIVEIRA, 2008):

- fator de potência ou taxa de conversão eletromecânica;
- conjugado médio nominal da máquina;
- intervalos de chaveamentos das fases;

Neste trabalho foram utilizados três métodos experimentais para medição e captura dos dados necessários à caracterização eletromagnética estática – curvas características ψ versus I e perfis de indutâncias – os métodos experimentais utilizados foram:

- Método de determinação da impedância com tensão CA;

- Método do tempo de subida de corrente DC de fase;
- Método do tempo de descida de corrente DC de fase.

Através da medição de corrente e tensão de fase, foram obtidas para cada um dos três métodos curvas características ψ versus I e perfis de indutâncias para todos os passos de corrente e posições analisados.

Nos três métodos experimentais foram utilizados os mesmos parâmetros e condições de ensaios no que diz respeito a números de posições ensaiadas e degraus de corrente atribuídos. Sete posições foram analisadas neste trabalho, desde a posição totalmente alinhada (quando um par de pólos do rotor está alinhado com um par de pólos do estator) até a posição totalmente desalinhada (quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com os pólos do estator) com passo de 5° perfazendo um curso angular de 30° . O range de corrente utilizado foi de 0.5A – 10A, com degrau de 0.5A perfazendo um total de vinte passos de corrente.

Segundo Miller (2002), o número de impulsos ($N_{impulsos}$ - em inglês é chamado de “*strokes*”) que correspondem as parcelas em que as fases são alimentadas dentro de um ciclo do motor (360°), é determinado pelo produto do número de fases do motor (N_{fases}), pelo número de pólos existentes no rotor (NP_{rotor}). Desta forma, tem-se a seguinte equação:

$$N_{impulsos} = N_{fases} \cdot NP_{rotor} \quad (3.1)$$

Aplicando a equação (3.1) ao motor estudado neste trabalho (MRRV 6/4 trifásico) obtém-se:

$$N_{impulsos} = 3 \cdot 4 \quad \therefore \quad N_{impulsos} = 12 \quad (3.2)$$

O mesmo ainda afirmar que, o percurso angular ($P_{angular}$) do impulso, compreendido desde a posição totalmente alinhada até a posição totalmente desalinhada é dado por (MILLER, 2002):

$$P_{angular} = 360^\circ / N_{impulsos} \quad (3.3)$$

Aplicando a equação (3.3) ao motor estudado neste trabalho (MRRV 6/4 trifásico) obtém-se:

$$P_{angular} = 360^\circ / 12 \quad \therefore \quad P_{angular} = 30^\circ \quad (3.4)$$

As afirmações de Miller (2002), explica e justifica o percurso angular analisado neste trabalho. Os passos angulares de 5° foram estabelecidos pelas limitações operacionais da bancada de ensaio, o número de curvas foi consequência do percurso angular e dos passos angulares, e os degraus de corrente foram escolhidos aleatoriamente, tendo em vista não existir nenhuma recomendação técnica na literatura que estabelecesse critérios de escolha, entretanto buscou-se trabalhar com os menores degraus de correntes possíveis, ponderando interferências de ruídos nos sinais dos sensores para correntes abaixo de 0.5A.

Para a realização dos ensaios experimentais foram utilizados circuitos de medição projetados especificamente para este fim. Esses circuitos de medição das características eletromagnéticas foram alimentados a partir de fontes de corrente contínua isoladas e simétricas (+15V -15V) e são compostos por um sensor de tensão - LEM[®] LV 20-P e um sensor de corrente LEM[®] LA 25-NP. Um autotransformador variável, conectado a rede elétrica trifásica (380V rms de linha) é usado para alimentar diretamente a fase da máquina nos ensaios através do método de determinação da impedância com tensão CA.

Nos ensaios com os métodos do tempo de subida e de descida de corrente DC de fase, o autotransformador alimenta o circuito de potência para retificação do sinal de entrada e posterior alimentação da fase da máquina com tensão contínua.

Para a aquisição dos dados medidos e fornecidos pelos sensores de tensão e corrente, utilizou-se uma placa de aquisição de dados do fabricante National Instruments[®] modelo USB-6009 conforme mostrado na Figura 3.8, com oito canais de entradas analógicas de -10V a +10V, taxa de amostragem de 48.000 amostras/s e resolução de 14 bits, dois canais de saídas analógicas de 0V a +5V e 12 bits de resolução e taxa de atualização de 150 amostras/s além de 12 canais digitais entre entradas e saídas de sinais lógicos 0V e +5V, conexão ao microcomputador via porta USB e dimensões de 8,51cm x 8,18cm x 2,31cm.

Foram utilizadas duas interfaces do LabView[®] e Signal Express[®] ambos desenvolvidos pelo mesmo fabricante da placa de aquisição (National Instruments) para os métodos de medição utilizados neste estudo, sendo que, tanto o método de subida quanto o de descida de corrente DC utilizaram a mesma interface (Signal Express[®]), enquanto que para o método de determinação da impedância com tensão CA fez-se uso da outra interface (LabView[®]). Duas entradas analógicas com resolução de 14 bits da placa de aquisição de dados (DAQ) foram usadas para receber dados dos transdutores de tensão e corrente, que depois de processados pela placa de aquisição eram enviados em tempo real para o computador durante todas as medições através de uma porta USB.

Figura 3.8 – Placa de aquisição de dados utilizada para captura e tratamento dos dados em microcomputador oriundos dos sensores de corrente e tensão.



FONTE: Oliveira (2008).

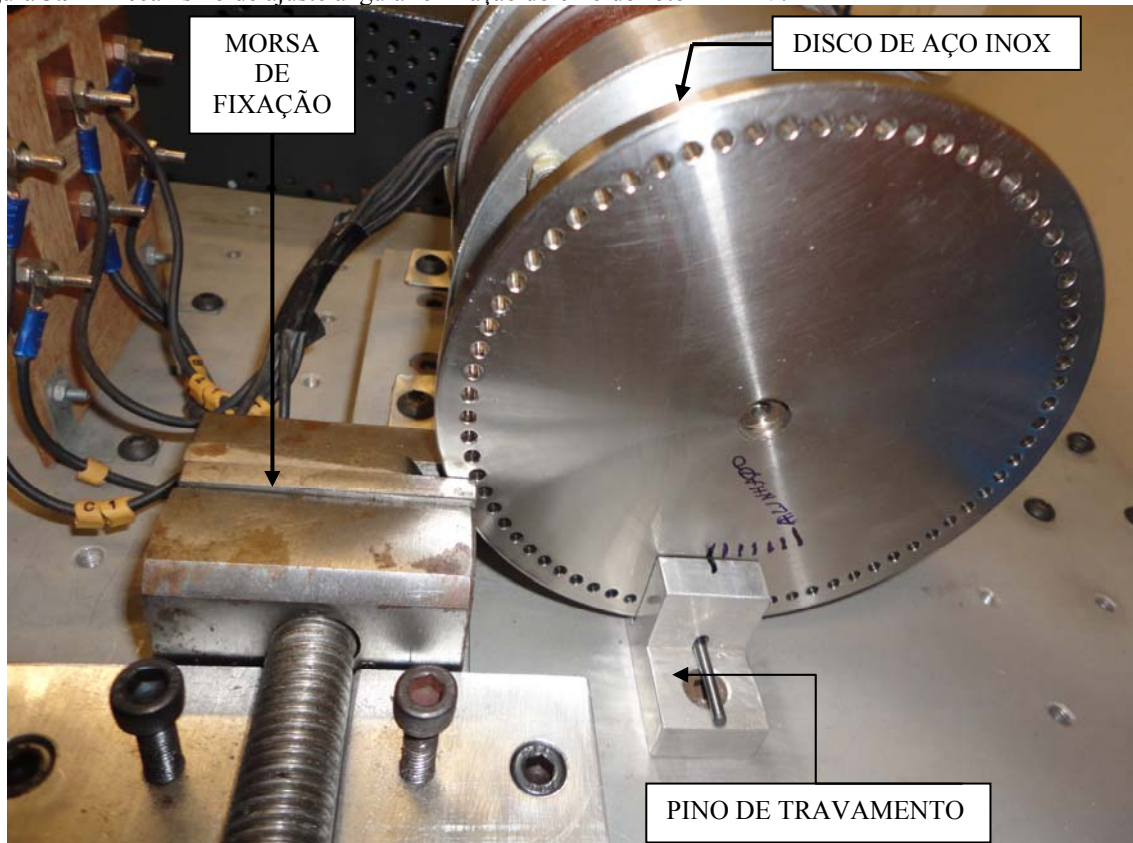
Além das interfaces desenvolvidas na plataforma LabView[®] e os sensores de tensão e corrente, alguns instrumentos de medida de grandezas elétricas e ambientais foram utilizados nos ensaios, a saber: um Multímetro de bancada *true rms* do fabricante Minipa[®], modelo MDM-8146 utilizado para conferir os degraus de corrente, um multímetro portátil *true rms* do fabricante Extech[®], modelo EX570 utilizado para conferir os valores de tensão e aferir o valor da resistência equivalente do circuito ($R_f + R_{externa}$), um termo higrômetro do fabricante Minipa[®], modelo MT-240 utilizado para medir a temperatura e umidade relativa do ambiente, um osciloscópio de bancada do fabricante Tektronix[®], de quatro canais, 60 MHz, 1GS/s modelo TDS 2004B, utilizado para conferir as formas de onda da tensão e corrente de fase e tempo de transitório de subida e descida desta corrente, um termômetro portátil do fabricante Minipa[®], modelo MT-350 utilizado para o monitoramento da temperatura do banco de resistências.

Os ensaios foram realizados com o rotor da máquina bloqueado em todas as posições e correntes analisadas. Para bloquear o rotor do MRRV na posição desejada foi utilizado um disco feito em aço inox com diâmetro de 120 mm dotado de 72 furos em sua periferia espaçados simetricamente por cinco graus, esse mesmo disco foi acoplado ao eixo da máquina, permitindo uma variação precisa, da posição do rotor em relação ao estator.

Para garantir a marcação precisa dos ângulos, é utilizado um grampo de alumínio fixo à base da bancada com um furo no mesmo diâmetro dos furos do disco. Um pino de aço temperado é usado para alinhar ambos os furos (disco e grampo). Uma morsa presa a base da bancada é usada para prender o disco após o posicionamento do ângulo desejado. Esse

mecanismo de ajuste angular e fixação do eixo do rotor do MRRV pode ser observado na Figura 3.9. Devido a limitações no projeto da bancada de teste utilizada no experimento, só foi possível medir sete posições, fatores como tamanho da máquina e comprimento do raio do disco de medição, restringiram maiores aberturas angulares na periferia do disco, visto que o comprimento da circunferência não possibilitou aberturas angulares menores que cinco graus sem que houvesse interseções entre os furos necessários para a marcação dos ângulos de medição e fixação mecânica, dada a necessidade de um diâmetro mínimo que suportasse ao torque imposto pelo eixo do motor, ou seja, o degrau de cinco graus deixou os furos muito próximos impedindo furos intermediários a esse passo. Entretanto a análise pode ser ampliada para um número maior de posições conforme afirma Oliveira (2008).

Figura 3.9 – Mecanismo de ajuste angular e fixação do eixo do rotor MRRV.



FONTE: Autor 2012.

3.2.1 Método de determinação da impedância com tensão CA

O método de determinação da impedância com tensão CA consiste em alimentar a fase da máquina com um sinal senoidal de tensão e corrente, ajustando-se os valores (rms) de correntes desejados em função da variação da tensão para um dado valor de impedância

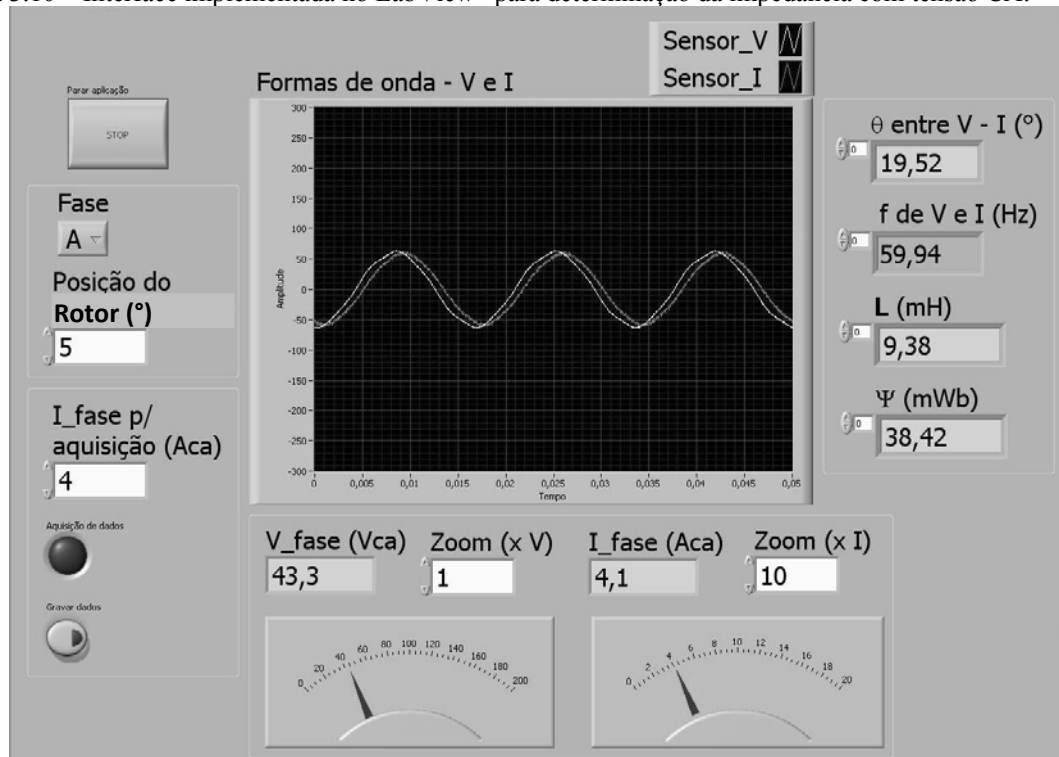
(BORGES, 2002; OLIVEIRA; PONTES, 2008b). A manutenção do valor da resistência equivalente ($R_f + R_{externa}$) é de suma importância para garantir a padronização dos ensaios, bem como, evitar possíveis erros de medição causados por oscilações do valor desta resistência conforme observações feitas nas descrições dos métodos.

Levando-se em consideração que a fase da máquina de característica predominantemente indutiva, ligada em série com uma resistência externa caracteriza uma carga RL, haverá a formação de um defasamento angular (θ_p) entre a tensão e a corrente de fase do motor. Este circuito está ilustrado na Figura 3.11.

Os valores de tensão e corrente envolvidos no ensaio são capturados continuamente pelos transdutores e enviados para as entradas analógicas da placa de aquisição de dados (DAQ) que interage com a interface do LabView[®], e com base nas equações (2.3) e (3.7), calcula, instantaneamente, os valores de indutância e fluxo concatenado de fase do motor através do modelo matemático da própria interface.

A qualquer momento podem ser verificados na interface os valores instantâneos de tensão (rms), corrente (rms), indutância, fluxo concatenado, defasamento angular e frequência, conforme mostrado na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Interface implementada no LabView[®] para determinação da impedância com tensão CA.



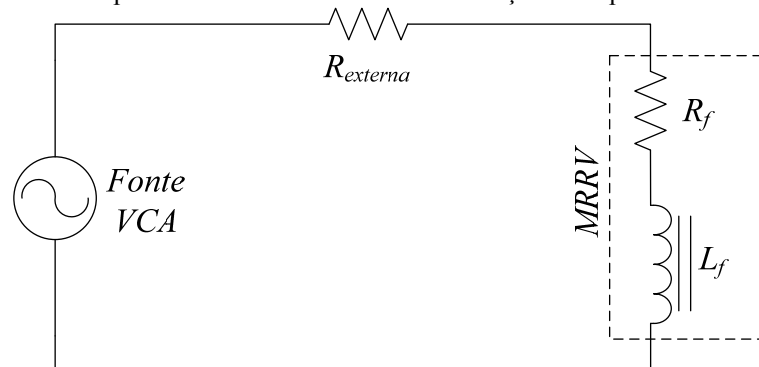
FONTE: Autor (2012).

Com o intuito de filtrar valores de indutâncias fora dos valores de interesse, uma pequena faixa de tolerância acima e abaixo ($-0.01A$ a $+0.01A$) do valor da corrente desejada (campo “*I_fase p/ aquisição (Aca)*” da interface mostrada na Figura 3.10) foi utilizada. Esse valor de corrente desejada corresponde ao degrau de corrente analisado *setpoint* (valor-alvo).

Isso possibilitou a aquisição automática dos valores de indutância que estivessem compreendidos dentro desta faixa de tolerância. A corrente de fase atinge o valor da corrente desejada (*setpoint*) e suas respectivas tolerâncias, através do ajuste manual do valor da tensão de fase por meio da fonte variável de tensão alternada que alimenta o circuito.

O valor de referência da corrente (desejada) é estabelecido na interface e a partir daí todos os valores compreendido dentro da faixa de tolerância são adquiridos e armazenados em um banco de dados. Esse procedimento foi utilizado para a aquisição dos dados referente a todos os degraus de corrente (vinte), apenas no método de determinação da impedância com tensão CA.

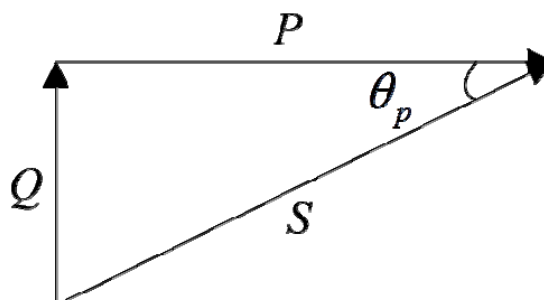
Figura 3.11 – Modelo elétrico para análise do método de determinação da impedância com tensão CA.



FONTE: autor (2012)

As potências, aparente, ativa e reativa, envolvidas na alimentação do circuito RL mostrado na Figura 3.11, podem ser ilustradas através do triângulo das potências de acordo com a Figura 3.12.

Figura 3.12 – Triângulo das potências.



FONTE: autor (2012)

Com base na Figura 3.12, podemos estabelecer a relação entre as potências ativa, reativa e aparente através da equação (3.5):

$$|Q| = |S| \cdot \text{sen}\theta_p \quad (3.5)$$

Como o circuito mostrado na Figura 3.11 está em série, a corrente fornecida pela fonte e que passa pelos resistores e indutor é a mesma, permitindo reescrever a equação (3.5) em termos da reatância indutiva, obtendo-se:

$$|X_{L_f}| \cdot |i_f|^2 = |V_f| \cdot |i_f| \cdot \text{sen}\theta_p \quad (3.6)$$

Simplificando a equação (3.6), tem-se (3.7):

$$|L_f| = \frac{|V_f| \cdot \text{sen}\theta_p}{|i_f| \cdot \omega} \quad (3.7)$$

Onde:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (3.8)$$

A partir da equação (3.7), é possível obter o valor da indutância de fase do MRRV, medindo-se os valores eficazes da onda senoidal da tensão (V_f) e da corrente de fase (i_f), além da frequência (f) e do defasamento angular (θ_p) entre ambas. Neste estudo essas quatro variáveis foram mensuradas a partir das formas de onda de tensão e corrente de fase do MRRV, enviadas pelos sensores de tensão e corrente e capturadas pela placa de aquisição de dados mostrada na Figura 3.8. Uma vez calculada as indutâncias, e de posse de seus respectivos degraus de correntes de fase para todas as posições analisadas, é possível determinar os valores de fluxos concatenados para a construção dos gráficos das curvas características ψ versus I de acordo com a equação (2.3).

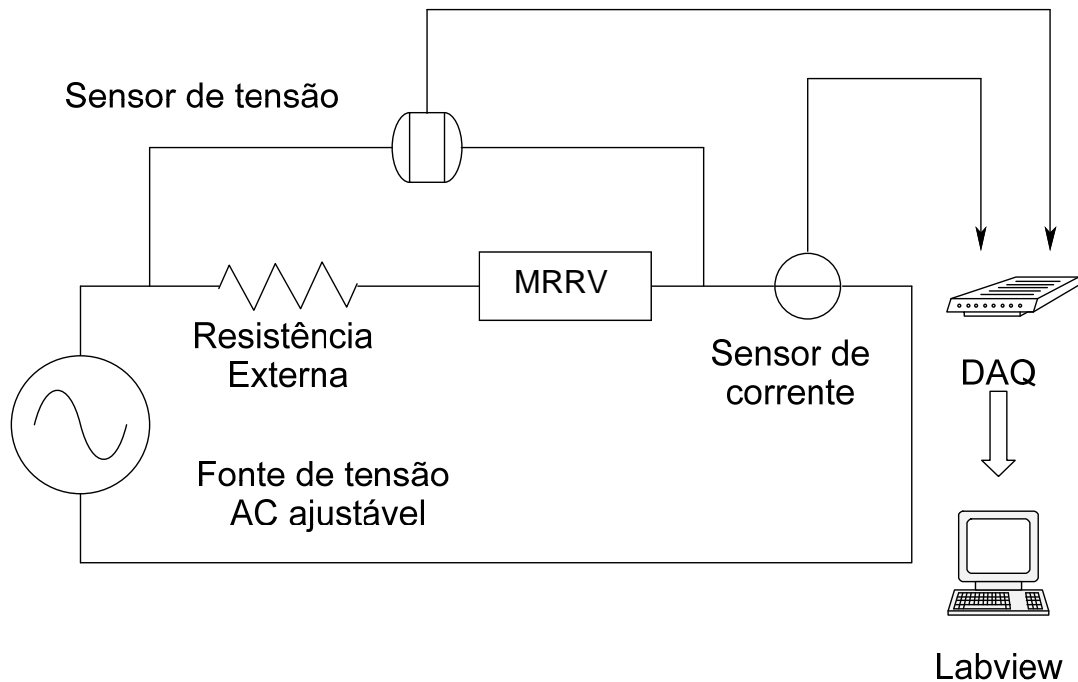
Com intuito de facilitar a regulação dos valores de corrente, aumentar a segurança dos ensaios no que diz respeito ao aquecimento das bobinas do motor, bem como, minimizar a variação da resistência de fase do MRRV devido ao efeito joule, todas as medições foram realizadas utilizando um banco de resistores composto por quatro resistores variáveis de 150 Ω /1500 W, associados em paralelo para que a corrente total do motor fosse

dividida entre eles. O banco de resistências ($R_{externa}$) foi regulado com uma resistência aproximadamente 19 (dezenove) vezes maior do que a resistência de fase da máquina e ligado em série com as bobinas de fase do MRRV (KRISHNAN, 2001; OLIVEIRA, 2008).

Nos três métodos experimentais o valor da resistência equivalente em série (resistência externa: banco de resistores e transdutores, juntamente com a resistência de fase do motor) deve ser mantida constante a fim de manter a padronização dos ensaios. O valor utilizado como referência para a resistência equivalente ($R_f + R_{externa}$) foi 10Ω para todos os ensaios.

O circuito utilizado para os ensaios do método de determinação da impedância com tensão CA é mostrado na Figura 3.13, sua implementação pode ser vista na Figura 3.14 respectivamente.

Figura 3.13 – Circuito utilizado no método de determinação da impedância com tensão CA.



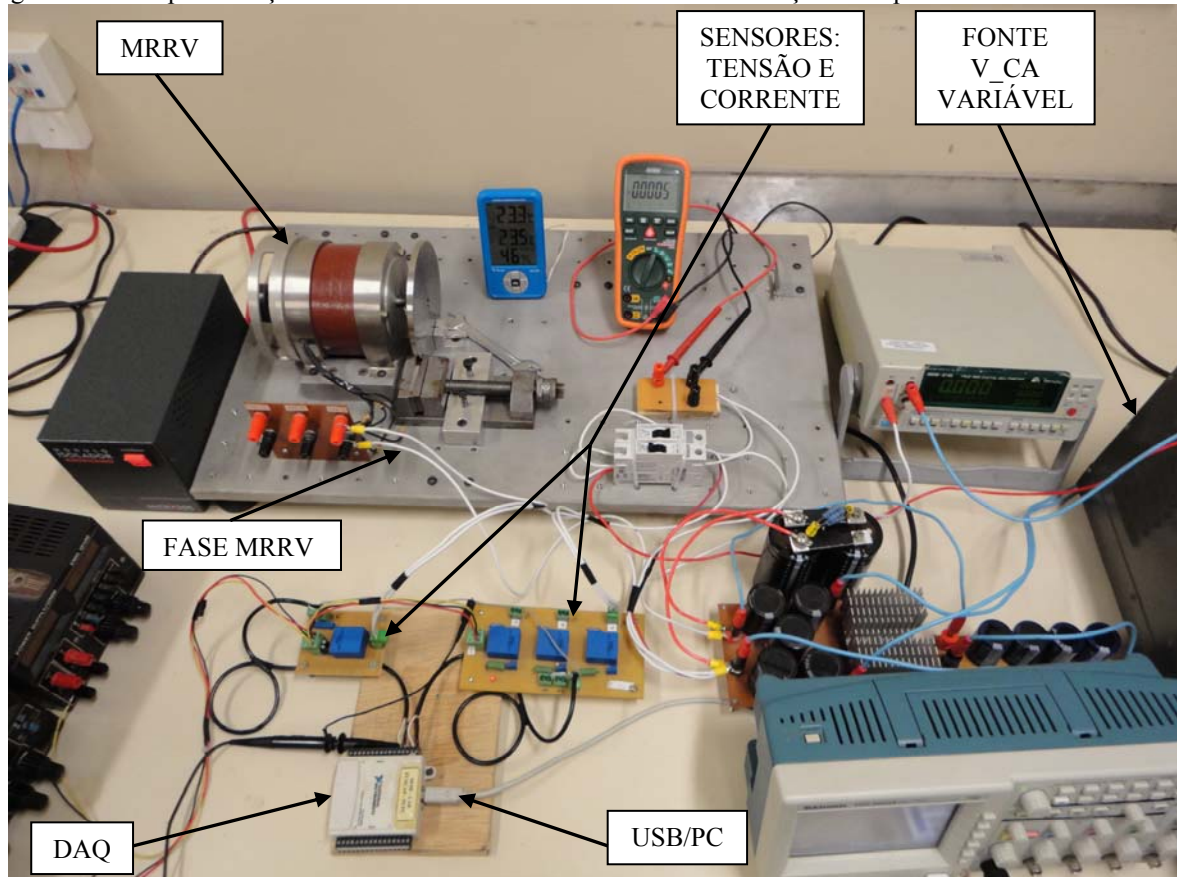
FONTE: Autor (2012).

A interface implementada na plataforma LabView[®] que foi instalada no microcomputador para recebimento e tratamentos dos dados é mostrada na Figura 3.10.

O banco de resistores utilizado em série com a fase do motor foi usado nos três métodos experimentais. O referido banco é mostrado na Figura 3.15.

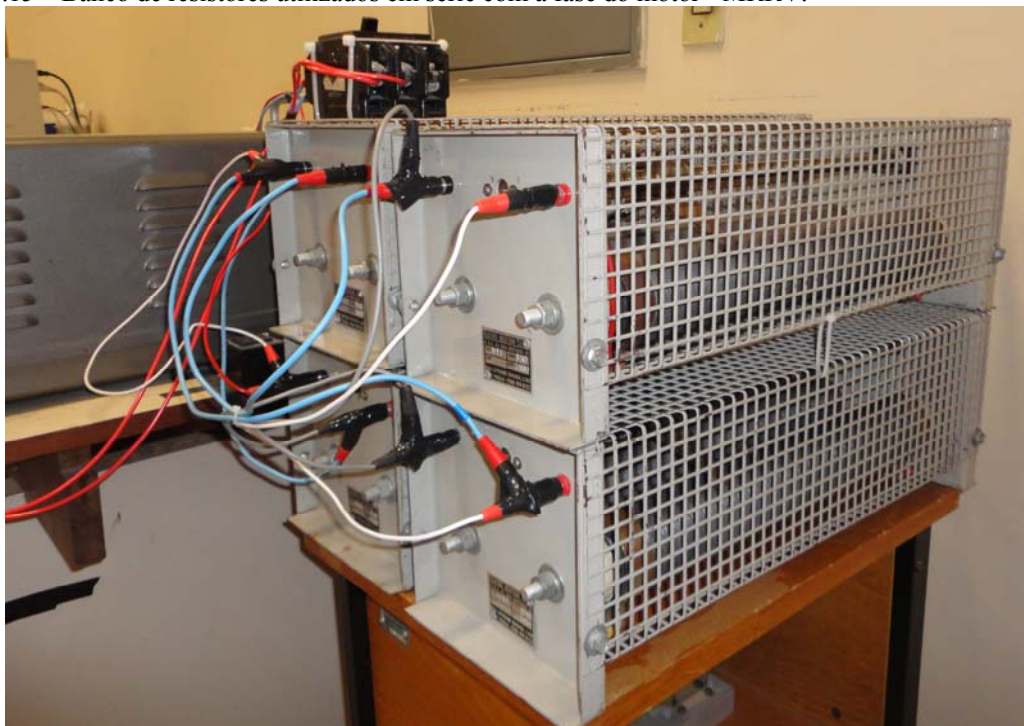
Na figura 3.16 é apresentada uma visão geral da bancada de ensaios utilizada neste trabalho.

Figura 3.14 – Implementação do circuito utilizado no método de determinação da impedância com tensão CA.



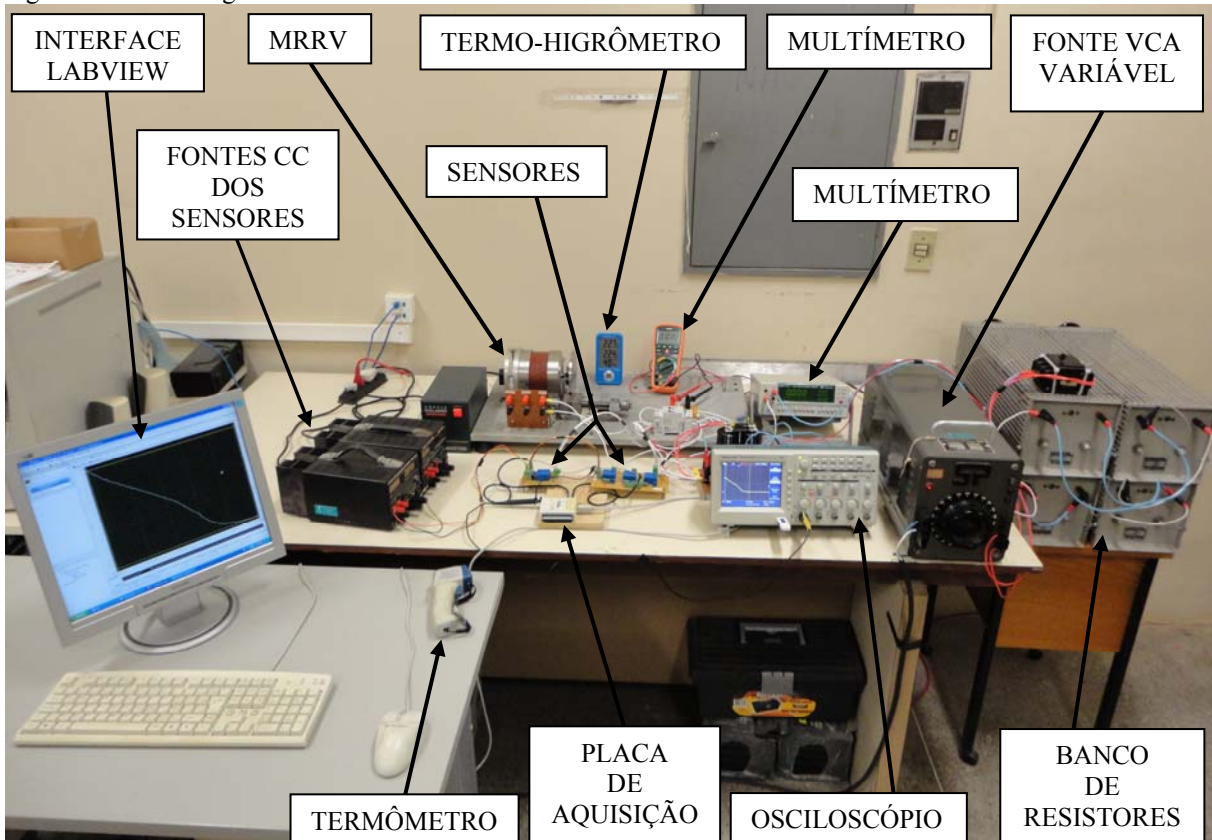
FONTE: Autor (2012).

Figura 3.15 – Banco de resistores utilizados em série com a fase do motor - MRRV.



FONTE: Autor (2012).

Figura 3.16 – Visão geral da bancada de ensaios utilizada neste trabalho.



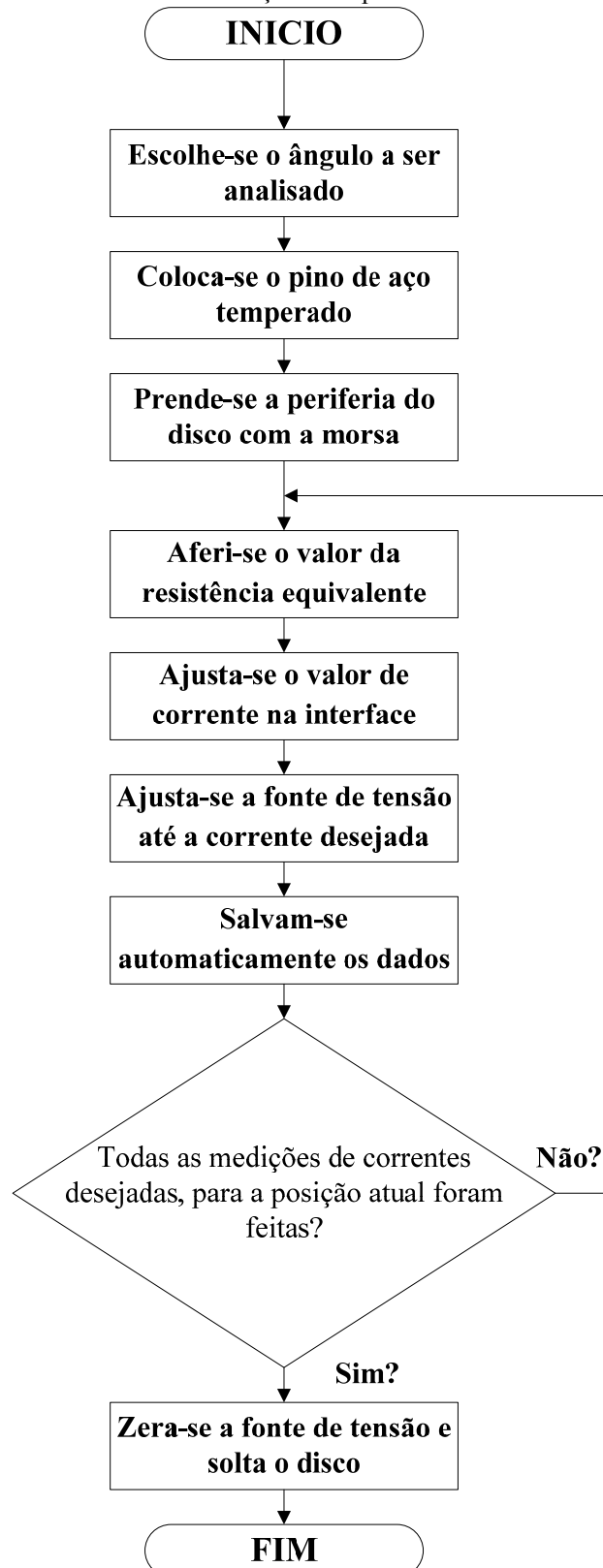
FONTE: Autor (2012).

A seguir é apresentada a descrição detalhada dos passos necessários no desenvolvimento do método de determinação da impedância com tensão CA, e o seu fluxograma é mostrado na Figura 3.17:

- **1º PASSO - escolhe-se o ângulo a ser analisado:** aqui é escolhido o ângulo a ser analisado no ensaio, alinhando o furo do disco com o furo do grampo de alumínio fixo a bancada de ensaio;
- **2º PASSO - coloca-se o pino de aço temperado:** este pino garante a sujeição do disco ao grampo e mantém a concentricidade entre o furo do disco e o furo do grampo;
- **3º PASSO - prende-se a periferia do disco com a morsa:** esta ação reforça o bloqueio do rotor da máquina, aliviando as tensões mecânicas na região grampo/pino;
- **4º PASSO - aferi-se o valor da resistência equivalente:** a soma da R_f com a $R_{externa}$ deve ser ajustada para o valor escolhido para os ensaios, ou seja, 10Ω como forma de padronizar os ensaios e evitar erros de medição;
- **5º PASSO - ajusta-se o valor de corrente na interface:** na interface desenvolvida na plataforma LabView[®], ajusta-se o valor do degrau de corrente de fase de referência

desejado (*setpoint* - valor-alvo), para aquisição automática dos valores das variáveis. Esse procedimento deve ser feito no campo “*I_fase p/ aquisição (Aca)*”.

Figura 3.17 – Fluxograma do método de determinação da impedância com tensão CA.



- **6° PASSO - ajusta-se a fonte de tensão até a corrente desejada:** ajusta-se a fonte de tensão, de forma que o valor do campo “*I_fase (Aca)*” na interface do LabView® (que corresponde ao valor eficaz da corrente de fase do MRRV) seja o mais próximo do valor definido no campo “*I_fase p/ aquisição (Aca)*” conforme o item anterior. Lembrando que existe uma margem de tolerância para mais e para menos deste valor de referencia (*setpoint* - valor-alvo), onde a aquisição também é efetuada;
- **7° PASSO - salvam-se automaticamente os dados:** enquanto o valor de corrente for mantido próximo ao valor de referencia e dentro das tolerâncias, os valores das variáveis são salvos automaticamente em um banco de dados da própria plataforma;
- **8° PASSO - repetem-se os quatro últimos passos:** repetem-se os quatro últimos passos até que sejam feitas todas as medições dos valores de correntes desejados (vinte degraus de corrente), para a posição na qual foi fixada o disco/eixo (parte móvel);
- **9° PASSO - zera-se a fonte de tensão e solta o disco:** zera-se a fonte de tensão e libera o disco tanto da sujeição da morsa quanto do pino de aço temperado/grampo.

As condições elétricas e ambientais dos ensaios pelo método de determinação da impedância com tensão CA foram aferidas e registradas respectivamente em intervalos e situações distintas. A resistência equivalente ($R_f + R_{externa}$), foi medida e aferida a cada novo degrau de corrente ensaiado, já a temperatura e umidade relativa foram registradas a cada mudança de posição do disco/rotor da máquina.

Os ensaios pelo método de determinação da impedância com tensão CA demandaram um tempo de aproximadamente oito horas para serem realizados, lembrando que as configurações e preparação geral da bancada para os referidos ensaios não estão contabilizados neste tempo. Todo o trabalho foi realizado com vistas a minimizar ao máximo as possíveis oscilações das grandezas elétricas e ambientais envolvidas neste experimento, desta forma, pequenas variações foram registradas, não ultrapassando a ordem de 10% entre o maior e o menor valor. Ao término dos ensaios calculou-se os valores médios dessas variáveis chegando-se aos resultados mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Características Elétricas e Ambientais do Experimento.

Características	Valores
Fase medida	B
Resistência da fase do MRRV (R_f)	0,58 Ω
Resistência externa ($R_{externa}$)	9,42 Ω
Umidade relativa do ar (no laboratório)	48%
Temperatura ambiente (no laboratório)	24 °C

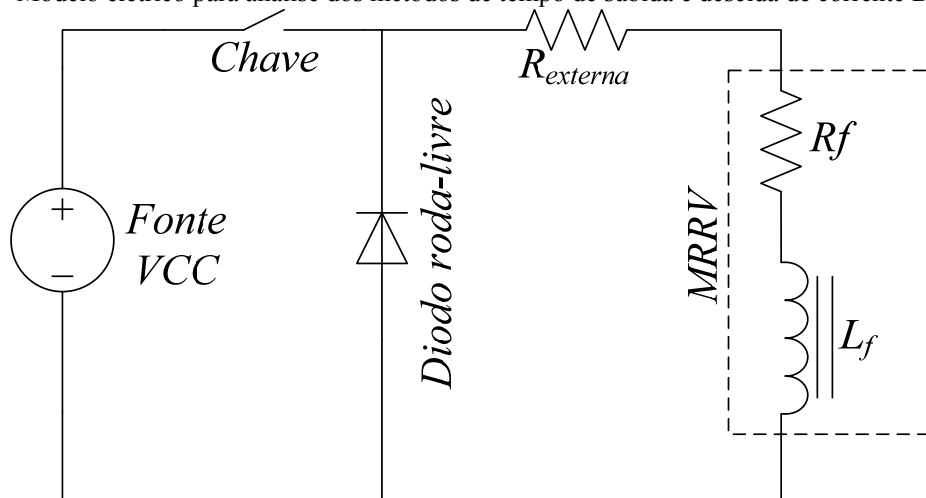
FONTE: Autor (2012).

3.2.2 Método do tempo de subida de corrente DC de fase

O método experimental do tempo de subida de corrente DC de fase, consiste em aplicar tensão e corrente contínuas na fase dos MRV's para a obtenção dos valores de indutância e fluxo concatenado da fase analisada através da detecção e captura do transitório de corrente ascendente, ou seja, quando a fase da máquina é chaveada a partir do seu estado desligado I_0 a um valor pré-definido de corrente DC em regime permanente I_{CC} (GOBBI; SAHOO; RAJANDRAN, 2006; OLIVEIRA; PONTES, 2008b; KRISHNAN, 2001).

Este método também considera a fase do MRV em série com a resistência externa como sendo um circuito RL, só que neste caso a alimentação do circuito é feito por tensão e corrente contínuas e difere do anterior por usar como variável de entrada o tempo envolvido (Δt) no transitório de corrente ascendente. Na Figura 3.18 é mostrado o modelo elétrico para análise dos métodos de tempo de subida e descida de corrente DC de fase.

Figura 3.18 – Modelo elétrico para análise dos métodos de tempo de subida e descida de corrente DC de fase.

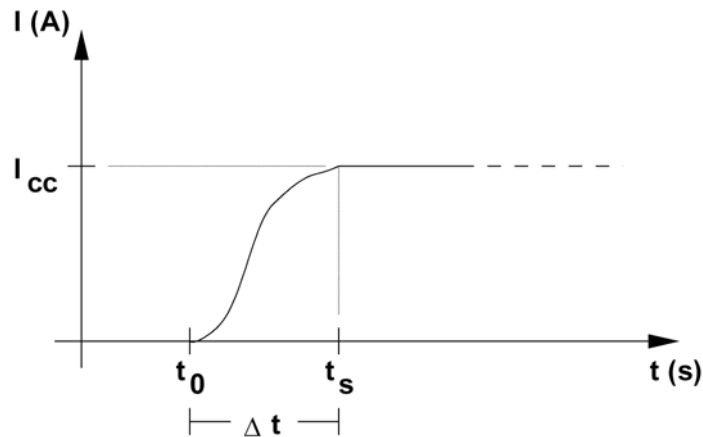


FONTE: Autor (2012).

No início do ensaio o circuito da Figura 3.20 encontra-se desenergizado, ou seja, com as Chaves S1 e S2 de alimentação abertas. A fonte de tensão contínua deve ser ajustada com um valor pré-definido de tensão positiva, capaz de fornecer o valor de corrente desejado (*setpoint* - valor-alvo), em regime permanente (OLIVEIRA, 2008). No momento em que as chaves são fechadas, a indutância referente a bobina da fase do MRV analisada impede uma variação brusca do aumento da corrente, desta forma é estabelecido um período transitório (Δt) entre o momento inicial de subida de corrente e o momento em que a corrente se estabelece no seu valor de regime permanente. A duração deste transitório de corrente é determinada pelo intervalo que começa no instante em que as chaves são fechadas e termina

no instante em que o regime permanente é estabelecido. Este fenômeno é demonstrado na Figura 3.19.

Figura 3.19 – Fenômeno do transitório de subida de corrente em um circuito RL série alimentado por corrente contínua.



FONTE: Oliveira (2008).

O circuito da Figura 3.18 pode ser modelado matematicamente para este método através da análise de resposta a um degrau positivo de tensão, aplicando-se diretamente a lei das tensões de Kirchhoff através da equação (3.9):

$$R_{externa} \cdot i_f(t) + R_f \cdot i_f(t) + L_f \cdot \frac{di_f(t)}{dt} = V_f(t) = VCC \quad (3.9)$$

Rearranjando a equação (3.9), obtém-se a equação diferencial de 1ª ordem (3.10):

$$\frac{di_f(t)}{dt} + \left(\frac{R_{externa} + R_f}{L_f} \right) \cdot i_f(t) - \frac{VCC}{L_f} = 0 \quad (3.10)$$

As condições iniciais para este método são dadas pelas equações (3.11) e (3.12):

$$i_f(t_0) = 0 \quad (3.11)$$

$$i_f(t_s) = I_{CC} \quad (3.12)$$

A resolução da equação (3.10) é apresentada pela equação (3.13):

$$i_f(t) = \frac{VCC}{R_{externa} + R_f} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R_{externa} + R_f}{L_f} t} \right) \quad (3.13)$$

Reescrevendo a equação (3.13) em função da corrente $i_f(t)$, utilizando as condições iniciais estabelecidas nas equações (3.11) e (3.12), chega-se a equação (3.14). Esta equação foi usada para o cálculo das indutâncias pelo método de tempo de subida de corrente DC de fase:

$$L_f = \frac{t_s \cdot (R_f + R_{externa})}{\ln \left(\frac{1}{1 - \frac{(R_f + R_{externa}) \cdot I_{CC}}{VCC}} \right)} \quad (3.14)$$

Com base na equação (3.14) é possível obter o valor da indutância de fase do MRRV, a partir da aquisição das formas de onda de tensão (VCC) e corrente (I_{CC}) de fase, que permitem a obtenção do tempo de transitório de subida da corrente de fase (Δt). O valor da resistência equivalente é medido imediatamente antes de cada medição dos degraus de corrente para todas as posições do rotor analisadas, considerando para tanto todos os componentes envolvidos no circuito (cabos, instrumentos, conectores, etc.).

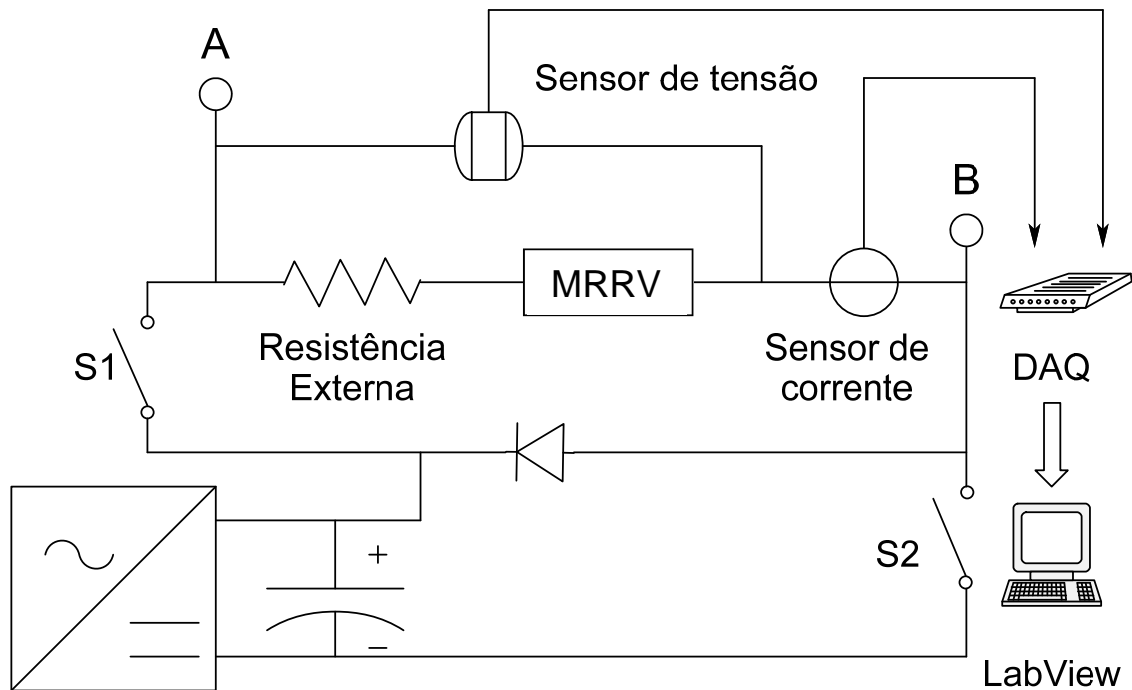
A partir da obtenção dos valores de indutância e suas respectivas correntes de fase, pode-se determinar os valores de fluxo concatenados para cada posição e gama de corrente de fase ensaiada, através da equação (2.3).

O circuito utilizado para os ensaios do método de tempo de subida de corrente DC de fase é mostrado na Figura 3.20, sua implementação pode ser vista na Figura 3.21 respectivamente. Este mesmo circuito também é utilizado nos ensaios do método de tempo de descida de corrente DC de fase.

Nos métodos de tempo de subida e descida de corrente DC de fase o valor da resistência equivalente deve ser mantido constante impreterivelmente, visto que pequenas variações no valor dessa resistência acarretam variações significativas no valor da indutância por se tratar de uma função logarítmica (equação 3.14). Nos experimentos realizados usando

esse método para cada novo passo de corrente estudado, o valor da resistência equivalente era verificado entre os pontos A e B da Figura 3.20 com as chaves S1 e S2 abertas. Já no método de determinação da impedância com tensão CA essa influencia é amenizada, pois neste método as relações matemáticas envolvidas são funções trigonométricas.

Figura 3.20 – Circuito utilizado nos métodos de tempo de subida e descida de corrente DC de fase.

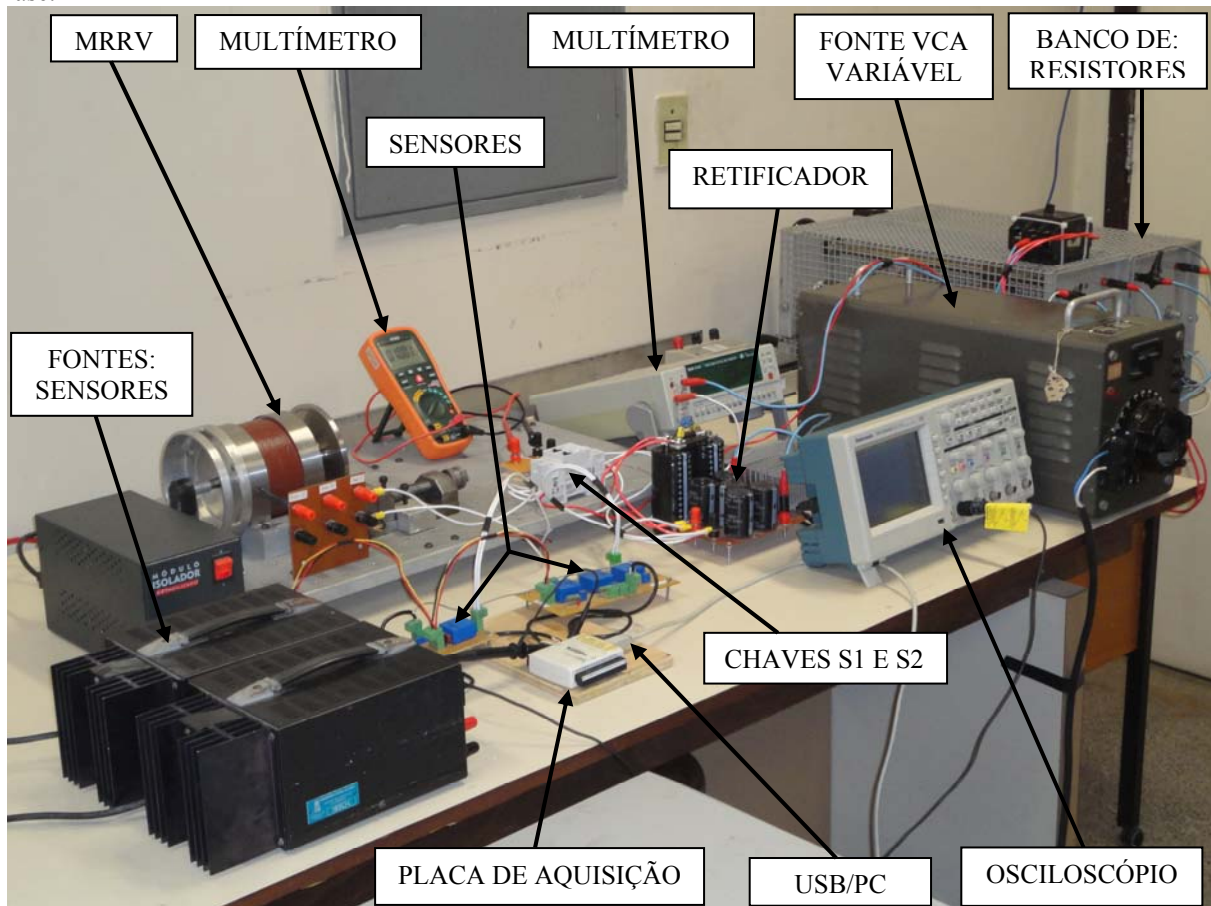


FONTE: Autor (2012).

A seguir é apresentada a descrição detalhada dos passos necessários no desenvolvimento do método de tempo de subida de corrente DC de fase:

- **1º PASSO - escolhe-se o ângulo a ser analisado:** aqui é escolhido o ângulo a ser analisado no ensaio, alinhando o furo do disco com o furo do grampo de alumínio fixo a bancada de ensaio;
- **2º PASSO - coloca-se o pino de aço temperado:** este pino garante a sujeição do disco ao grampo e mantém a concentricidade entre o furo do disco e o furo do grampo;
- **3º PASSO - prende-se a periferia do disco com a morsa:** está ação reforça o bloqueio do rotor da máquina, aliviando as tensões mecânicas na região grampo/pino;
- **4º PASSO - aferi-se o valor da resistência equivalente:** a soma da R_f com a $R_{externa}$ deve ser ajustada para o valor escolhido para os ensaios, ou seja, 10Ω como forma de padronizar os ensaios e evitar erros de medição;

Figura 3.21 – Implementação do circuito utilizado nos métodos de tempo de subida e descida de corrente DC de fase.



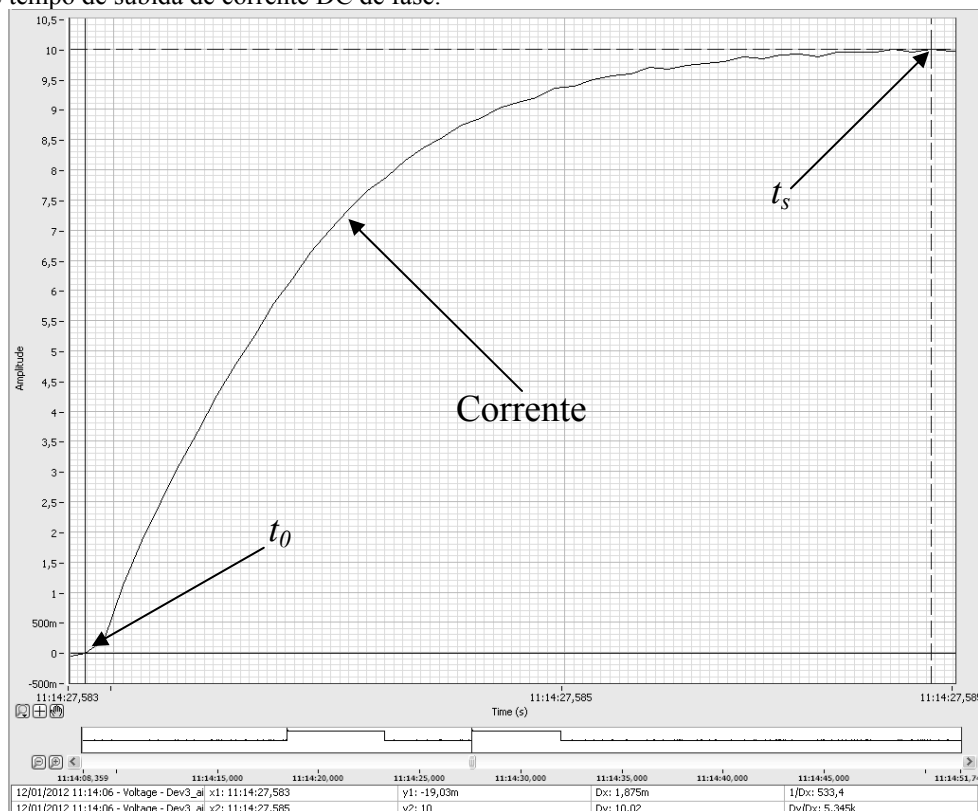
FONTE: Autor (2012).

- **5º PASSO - ajusta-se a fonte de tensão:** o ajuste da fonte de tensão deve acontecer até se obtenha o valor desejado de corrente de fase ($i_f = I_{CC}$) para a condição de regime permanente. Após esse ajuste desenergiza-se o circuito de medição abrindo as chaves S1 e S2 (Figura 3.20);
- **6º PASSO - inicia-se a aquisição de dados:** nesta etapa coloca-se a interface do Signal Express[®] para capturar os sinais dos sensores de tensão e corrente;
- **7º PASSO - energizar-se o circuito:** aqui se alimenta o circuito de medição através do fechamento das chaves S1 e S2 para permitir a circulação de corrente;
- **8º PASSO - desenergizar-se o circuito:** após a corrente de fase atingir seu valor de regime permanente, desliga-se as chaves S1 e S2;
- **9º PASSO - interrompe-se a aquisição de dados:** após o desligamento do circuito, é necessário interromper a aquisição de dados para que a interface possibilite a análise e leitura do (Δt) tempo de transitório da borda de subida da corrente de fase;

- **10º PASSO - registra-se o tempo de subida:** o registro do tempo de subida acontece de forma manual, pois esta ferramenta não dispõe de registro automático de variáveis;
- **11º PASSO - repetem-se os sete últimos passos:** repetem-se os sete últimos passos até que sejam feitas todas as medições dos valores de correntes desejados, para a posição na qual foi fixada o disco (parte móvel do MRRV);
- **12º PASSO - desliga-se a fonte de tensão e solta o disco:** desliga-se a fonte de tensão e libera o disco tanto da sujeição da morsa quanto da do pino de aço temperado e grampo.

A interface desenvolvida na plataforma do Signal Express® (fabricante National Instruments) utilizada para captura e tratamento dos dados no microcomputador é mostrada na Figura 3.22.

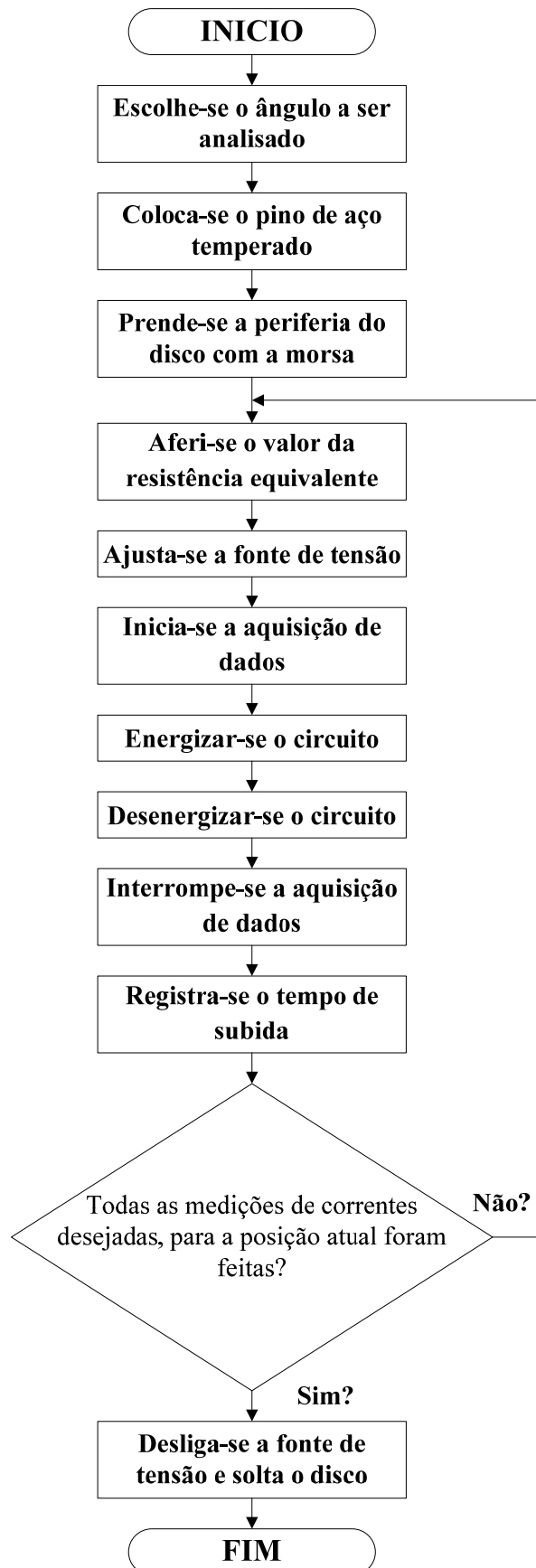
Figura 3.22 – Interface implementada no Signal Express® utilizada para captura e tratamento dos dados pelo método de tempo de subida de corrente DC de fase.



FONTE: Autor (2012).

Na Figura 3.23 é mostrado o fluxograma referente ao método de tempo de subida de corrente DC de fase, onde é possível analisar as particularidades envolvidas neste método de forma rápida e clara.

Figura 3.23 – Fluxograma do método de tempo de subida de corrente DC de fase.



As condições elétricas e ambientais dos ensaios pelo método de tempo de subida de corrente DC de fase, foram aferidas e registradas respectivamente em intervalos e situações e distintas. A resistência equivalente ($R_f + R_{externa}$), foi medida e aferida a cada novo degrau de corrente ensaiado, já a temperatura e umidade relativa foram registradas a cada mudança de posição do disco/rotor da máquina.

Os ensaios pelo método de tempo de subida de corrente DC de fase demandaram um tempo de aproximadamente vinte e seis horas para serem realizados, lembrando que as configurações e preparação geral da bancada para os referidos ensaios não estão contabilizados neste tempo. Todo o trabalho foi realizado com vistas a minimizar ao máximo as possíveis oscilações das grandezas elétricas e ambientais envolvidas neste experimento, desta forma, pequenas variações foram registradas, não ultrapassando a ordem de 10% entre o maior e o menor valor. Ao termino dos ensaios calculou-se os valores médios dessas variáveis chegando aos resultados mostrados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Características Elétricas e Ambientais do Experimento.

Características	Valores
Fase medida	B
Resistência da fase do MRRV (R_f)	0,63 Ω
Resistência externa ($R_{externa}$)	9,37 Ω
Umidade relativa do ar (no laboratório)	46,5%
Temperatura ambiente (no laboratório)	22 °C

FONTE: Autor (2012).

3.2.3 Método do tempo de descida de corrente DC de fase

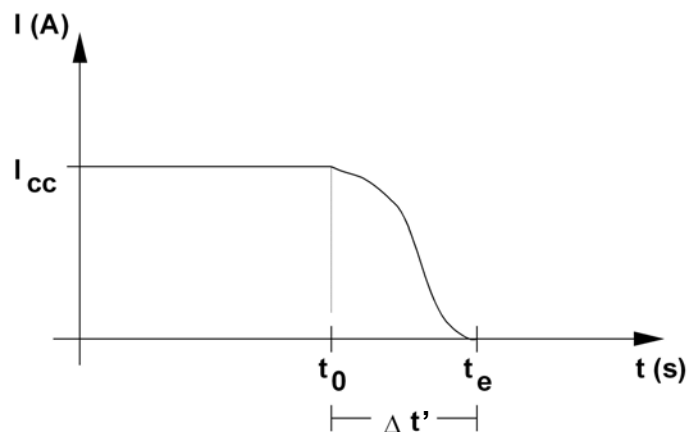
O método do tempo de descida de corrente DC de fase é idêntico ao método do tempo de subida de corrente DC de fase, diferindo apenas no tipo de borda analisada. O método consiste na detecção e captura do transitório de corrente descendente, ou seja, quando a fase da máquina é chaveada a partir do seu estado ligado I_{CC} (valor de corrente DC de fase predefinido – regime permanente) para um estado desligado I_0 , (GOBBI; SAHOO; RAJANDRAN, 2006; OLIVEIRA; PONTES, 2008b; KRISHNAN, 2001).

Este método, tais quais os outros dois, também considera a fase do MRV em série com a resistência externa como sendo um circuito RL, assim como no método de subida de corrente DC de fase, a alimentação do circuito é feito por tensão e corrente contínuas e difere do anterior por usar como variável de entrada o tempo envolvido ($\Delta t'$) no transitório de

corrente descendente (extinção). O modelo elétrico deste método é o mesmo mostrado na Figura 3.18.

Inicialmente, o circuito da Figura 3.20 encontra-se energizado, ou seja, com as chaves S1 e S2 fechadas. A fonte de tensão contínua encontra-se ajustada com um valor pré-definido de tensão positiva, capaz de fornecer o valor de corrente desejado (*setpoint* - valor-alvo), em regime permanente (OLIVEIRA, 2008). No momento em que as Chaves S1 e S2 são abertas, a indutância referente a bobina da fase do MRV analisada impede uma variação brusca da diminuição da corrente, desta forma é estabelecido um período transitório ($\Delta t'$) entre a condição de regime permanente da corrente e o momento em que a corrente tende a ser extinta ($i_f(t) = 0$). A duração deste transitório de corrente é determinada pelo intervalo que começa no instante em que as chaves são abertas e termina no instante da total extinção desta corrente. Este fenômeno é demonstrado na Figura 3.24.

Figura 3.24 – Fenômeno do transitório de descida de corrente em um circuito RL série alimentado por corrente contínua.



FONTE: Oliveira (2012).

O circuito da Figura 3.18 pode ser modelado matematicamente para este método através da análise de resposta a um degrau negativo de tensão, aplicando-se diretamente a lei das tensões de Kirchhoff através da equação (3.15):

$$R_{externa} \cdot i_f(t) + R_f \cdot i_f(t) + L_f \cdot \frac{di_f(t)}{dt} = V_f(t) = 0 \quad (3.15)$$

Rearranjando a equação (3.15), obtém-se a equação diferencial de 1ª ordem (3.16):

$$\frac{di_f(t)}{dt} + \left(\frac{R_{externa} + R_f}{L_f} \right) \cdot i_f(t) = 0 \quad (3.16)$$

As condições iniciais para este método são mostradas nas equações (3.17) e (3.18):

$$i_f(t_0) = I_{CC} \quad (3.17)$$

$$i_f(t_e) \ll I_{CC} \quad (3.18)$$

A resolução da equação (3.16) é apresentada pela equação (3.19):

$$i_f(t) = \frac{VCC}{R_{externa} + R_f} \cdot \left(e^{-\frac{R_{externa} + R_f}{L_f} \cdot t} \right) \quad (3.19)$$

Reescrevendo a equação (3.19) em função da corrente $i_f(t)$, utilizando as condições iniciais estabelecidas nas equações (3.17) e (3.18), chega-se a equação (3.20). Esta equação foi usada para o cálculo das indutâncias pelo método de tempo de descida de corrente DC de fase:

$$L_f = -\frac{t_e \cdot (R_{externa} + R_f)}{\ln\left(\frac{(R_{externa} + R_f) \cdot i_f(t_e)}{VCC}\right)} \quad (3.20)$$

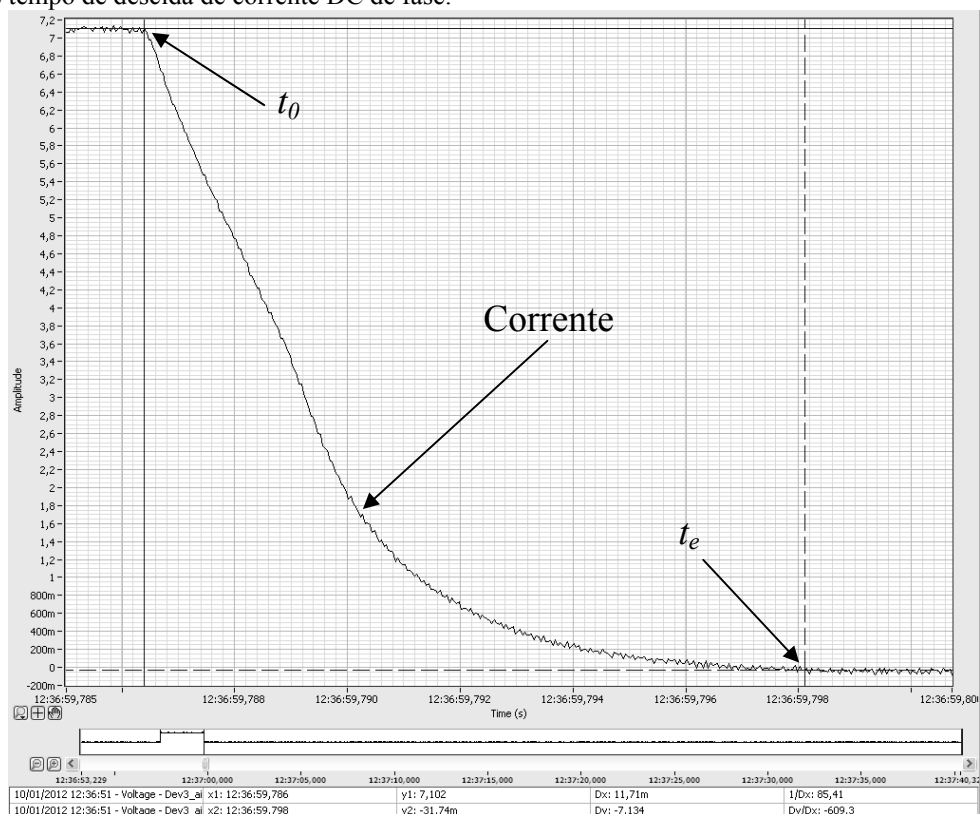
Com base na equação (3.20) é possível obter o valor da indutância de fase do MRRV, a partir da aquisição das formas de onda de tensão (VCC) e corrente (I_{CC}) de fase, que permitem a obtenção do tempo de transitório de descida da corrente de fase ($\Delta t'$). O valor da resistência equivalente é medido imediatamente antes de cada medição dos degraus de corrente para todas as posições do rotor analisadas, considerando para tanto todos os componentes envolvidos no circuito (cabos, instrumentos, conectores, etc.).

A partir da obtenção dos valores de indutância e suas respectivas correntes de fase, pode-se determinar os valores de fluxo concatenados para cada posição e gama de corrente de fase ensaiada, através da equação (2.3).

O circuito utilizado para os ensaios do método de tempo de descida de corrente DC de fase é mostrado na Figura 3.20, sua implementação pode ser vista na Figura 3.21 respectivamente.

A interface desenvolvida na plataforma do Signal Express[®] (fabricante National Instruments) utilizada para captura e tratamento dos dados no microcomputador é mostrada na Figura 3.25.

Figura 3.25 – Interface implementada no Signal Express[®] utilizada para captura e tratamento dos dados pelo método de tempo de descida de corrente DC de fase.



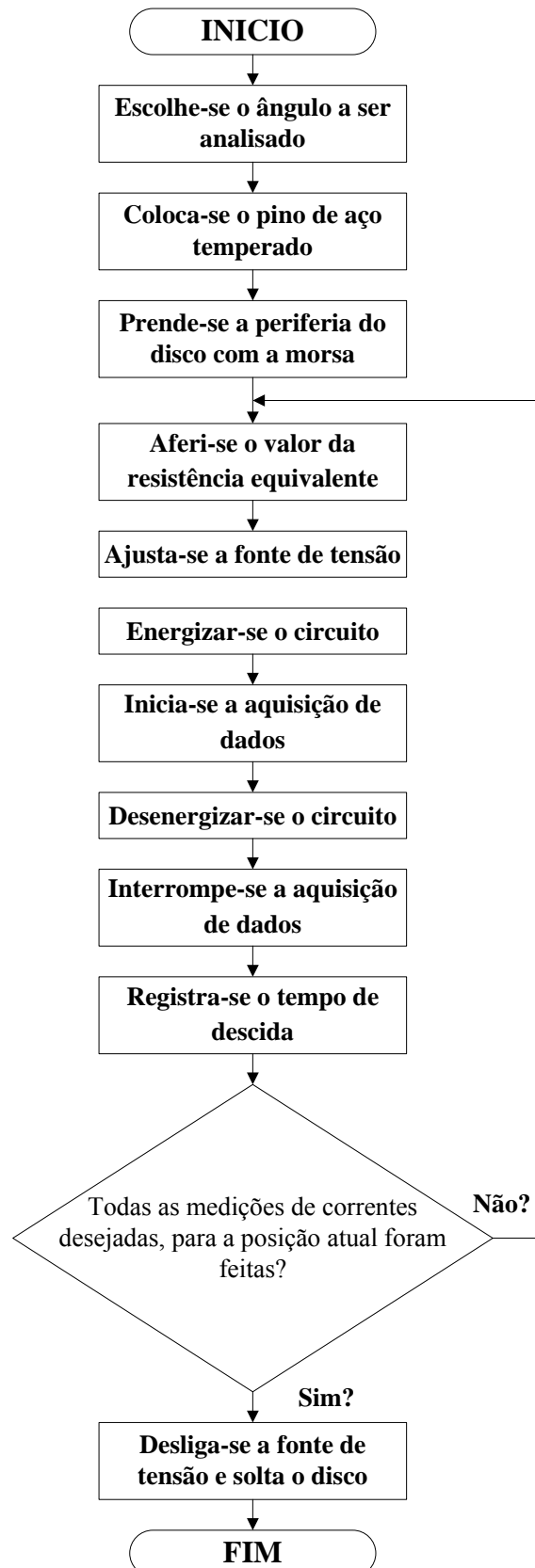
FONTE: Autor (2012).

A seguir é apresentada a descrição detalhada dos passos necessários no desenvolvimento do método de tempo de descida de corrente DC de fase, e o seu fluxograma é mostrado na Figura 3.26:

- **1º PASSO - escolha-se o ângulo a ser analisado:** aqui é escolhido o ângulo a ser analisado no ensaio, alinhando o furo do disco com o furo do grampo de alumínio fixo a bancada de ensaio;

- **2° PASSO - coloca-se o pino de aço temperado:** este pino garante a sujeição do disco ao grampo e mantém a concentricidade entre o furo do disco e o furo do grampo;
- **3° PASSO - prende-se a periferia do disco com a morsa:** esta ação reforça o bloqueio do rotor da máquina, aliviando as tensões mecânicas na região grampo/pino;
- **4° PASSO - aferi-se o valor da resistência equivalente:** a soma da R_f com a $R_{externa}$ deve ser ajustada para o valor escolhido para os ensaios, ou seja, 10Ω como forma de padronizar os ensaios e evitar erros de medição;
- **5° PASSO - ajusta-se a fonte de tensão:** o ajuste da fonte de tensão deve acontecer até se obtenha o valor desejado de corrente de fase ($i_f = I_{CC}$) para a condição de regime permanente. Após esse ajuste desenergizar o circuito de medição abrindo as chaves S1 e S2 (Figura 3.20);
- **6° PASSO - energizar-se o circuito:** aqui se alimenta o circuito de medição através do fechamento das chaves S1 e S2 para permitir a circulação de corrente;
- **7° PASSO - inicia-se a aquisição de dados:** nesta etapa coloca-se a interface do Signal Express para capturar os sinais dos sensores de tensão e corrente;
- **8° PASSO - desenergizar-se o circuito:** após a corrente de fase atingir seu regime permanente, desliga-se as chaves S1 e S2, dando início ao decaimento da corrente de fase do MRRV que circula pela circuito composto por: bobina da máquina, resistência externa, instrumentos e diodo de roda livre;
- **9° PASSO - interrompe-se a aquisição de dados:** após o desligamento do circuito e completo decaimento da corrente de fase da máquina ($i_f = 0$), é necessário interromper a aquisição de dados para que a interface possibilite a análise e leitura do ($\Delta t'$) tempo de transitório da borda de descida da corrente de fase;
- **10° PASSO - registra-se o tempo de descida:** o registro do tempo de descida assim como o de subida também acontece de forma manual, visto que, esta ferramenta não dispõe de registro automático desta variável;
- **11° PASSO - repetem-se os sete últimos passos:** repetem-se os sete últimos passos até que sejam feitas todas as medições dos valores de correntes desejados, para a posição na qual foi fixada o disco (parte móvel do MRRV);
- **12° PASSO - desliga-se a fonte de tensão e solta o disco:** desliga-se a fonte de tensão e libera o disco tanto da sujeição da morsa quanto da do pino de aço temperado e grampo.

Figura 3.26 – Fluxograma do método de tempo de descida de corrente DC de fase.



As condições elétricas e ambientais dos ensaios pelo método de tempo de descida de corrente DC de fase, foram aferidas e registradas respectivamente em intervalos e situações e distintas. A resistência equivalente ($R_f + R_{externa}$), foi medida e aferida a cada novo degrau de corrente ensaiado, já a temperatura e umidade relativa foram registradas a cada mudança de posição do disco/rotor da máquina.

Os ensaios pelo método de tempo de descida de corrente DC de fase demandaram um tempo de aproximadamente vinte e cinco horas para serem realizados, lembrando que as configurações e preparação geral da bancada para os referidos ensaios não estão contabilizados neste tempo. Todo o trabalho foi realizado com vistas a minimizar ao máximo as possíveis oscilações das grandezas elétricas e ambientais envolvidas neste experimento, desta forma, pequenas variações foram registradas, não ultrapassando a ordem de 10% entre o maior e o menor valor. Ao termino dos ensaios calculou-se os valores médios dessas variáveis chegando aos resultados mostrados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Características Elétricas e Ambientais do Experimento.

Características	Valores
Fase medida	B
Resistência da fase do MRRV (R_f)	0,72 Ω
Resistência externa ($R_{externa}$)	9,28 Ω
Umidade relativa do ar (no laboratório)	47 %
Temperatura ambiente (no laboratório)	22,8 $^{\circ}\text{C}$

FONTE: Autor (2012).

4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E EXPERIMENTOS

Este capítulo tem por objetivo apresentar os resultados de simulação utilizando o MEF 3D através do uso da ferramenta computacional CST STUDIO SUITE TM 2010[®] e os resultados dos métodos experimentais utilizados neste trabalho, ou seja, o método do tempo de subida de corrente DC de fase, o método do tempo de descida de corrente DC de fase e o método de determinação da impedância com tensão CA definidos no capítulo 3, com base nos resultados obtidos a partir de suas implementações. Os resultados das simulações e experimentos serão apresentados separadamente e depois comparados dois a dois. Os resultados da simulação por Elementos Finitos 3D são utilizados como referência para todos os outros resultados obtidos, para balizar as considerações, análises e conclusões sobre o trabalho, visto que o objetivo é validar o projeto simulado via medições experimentais.

Os resultados da comparação entre as malhas tetraédricas e hexaédricas com os resultados experimentais são apresentados em forma de tabelas como diferenças percentuais e os resultados da malha tetraédrica com os resultados experimentais são apresentados em forma de tabelas como diferenças percentuais, gráficos das curvas ψ versus I e perfis de indutância, os dois últimos representam as características eletromagnéticas estáticas da MRRC. Embora já tenha sido relatado anteriormente no capítulo 3, vale resaltar que nesse estudo foram investigados sete posições (curvas características ψ versus I), desde a posição totalmente alinhada (quando um par de pólos do rotor está alinhado com um par de pólos do estator) até a posição totalmente desalinhada (quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com os pólos do estator) com passo de 5° entre elas, perfazendo um curso angular de 30°. Os dados dos experimentos foram obtidos através de interfaces desenvolvidas na plataforma LabView[®], já os dados de simulação foram obtidos a partir do próprio banco de dados do CST STUDIO SUITE TM 2010[®]. Tanto os dados das simulações quanto os dados experimentais foram tratados utilizando o MatLab[®], inclusive realizando cálculos posteriormente a obtenção das características eletromagnéticas estáticas da MRRV.

4.1 Resultados das simulações

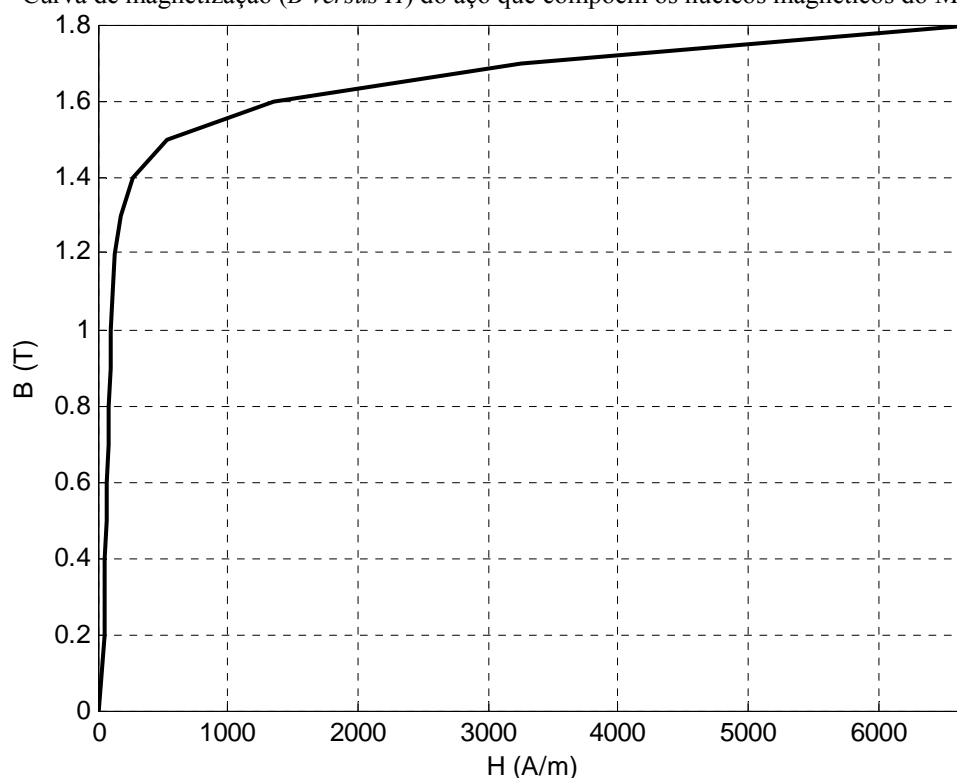
Antes mesmo de se apresentar os resultados oriundos da simulação computacional, é de suma importância abordar alguns conceitos desta ferramenta, embora a mesma já tenha sido apresentada no capítulo 3.

As simulações computacionais envolvendo campos eletromagnéticos com

predominância do efeito de saturação magnética, (que é o caso dos MRV) utilizando o MEF requerem o conhecimento dos valores das características construtivas do motor, dos valores nominais das variáveis elétricas envolvidas no funcionamento, propriedades dos materiais, condições de fronteiras espaciais do espaço computacional envolvido na análise da simulação. Neste trabalho as características construtivas do motor analisado (um MRRV 6/4 trifásico de 1 cv) são mostradas nas Tabelas A.1 e A.2, além de fotos do protótipo apresentadas nas Figuras A.1, A.2, A.3 e A.4, bem como, algumas dimensões mecânicas fundamentais representadas nas Figuras A.5 e A.6 (**ANEXO A** - Informações sobre a máquina estudada nesta dissertação).

A importância do domínio da nomenclatura de aços utilizados nos núcleos magnéticos dos MRV, bem como, de suas propriedades vai muito além das características magnéticas inerentes a cada tipo de aço (permeabilidade magnética, valor da saturação da densidade de fluxo magnético, etc.) (OLIVEIRA, 2008). O conhecimento da curva de magnetização B versus H destes aços é indispensável como variável de entrada no modelo computacional, de tal forma que, a falta desta variável como parâmetro de projeto comprometeria toda a análise. Na Figura 4.1 é mostrada uma curva B versus H , a mesma é referente ao material utilizado na confecção do núcleo magnético do motor estudado neste trabalho.

Figura 4.1 - Curva de magnetização (B versus H) do aço que compõem os núcleos magnéticos do MRRV.



Fonte: Autor (2012).

Essas curvas são obtidas através dos fabricantes do aço ou em literatura especializada (OLIVEIRA, 2008). O aço utilizado para a fabricação dos núcleos magnéticos do MRRV analisado neste trabalho foi o aço elétrico de nomenclatura E-230 de grão não-orientado de fabricação da empresa Acesita[®]S/A.

Os dados da curva (B versus H) mostrada na Figura 4.1, foram usados na simulação com o CST STUDIO SUITE TM 2010[®] para caracterizar o modelo simulado.

4.1.1 Método dos elementos finitos

A simulação das características eletromagnéticas estáticas do MRRV estudado neste trabalho foi realizada utilizando a análise por elementos finitos 3D (AEF-3D) com dois tipos de malhas, a malha com elementos tetraédricos e a malha com elementos hexaédricos utilizando o *software* CST STUDIO SUITE TM 2010[®].

Após realizada as duas simulações tanto com malha tetraédrica quanto com malha hexaédrica foram feitas as devidas comparações com os valores obtidos experimentalmente através dos três métodos citados anteriormente (capítulo 3). As referidas comparações são apresentadas nas Tabelas 4.1, 4.2 e 4.3.

Os resultados da malha tetraédrica foram os que mais se aproximaram dos resultados experimentais, definindo essa malha como a que melhor atende ao tipo de projeto proposto, confirmando assim a teoria sobre a malha tetraédrica apresentada e discutida no capítulo 3. Esse fato já era esperado, visto que, além da estrutura ser composta por arestas curvilíneas, o simples fato da mudança brusca de área entre os pólos, tanto do estator quanto do rotor, ocasionado pelas mínimas dimensões do entreferro tornam essa geometria complexa para uma boa adaptação da malha hexaédrica, aumentando sensivelmente a dispersão entre os resultados experimentais e os de simulação com este tipo de malha.

O *software* MatLab[®] foi utilizado posteriormente para tratar os dados oriundos da simulação com o CST e obtenção de gráficos e tabela. Os resultados da simulação realizada com a malha tetraédrica foram utilizados como referência no intuito de validar a metodologia de projeto através das medições experimentais, já os resultados da simulação realizada com a malha hexaédrica foram desconsiderados a partir de então visto a constatação da não aplicabilidade desta malha na proposta deste trabalho.

Tabela 4.1 – Diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e hexaédrica com o método de determinação da impedância com tensão CA para quatro posições do rotor do MRRV e cinco degraus de corrente.

CST versus MÉTODO DE DETERMINAÇÃO DA IMPEDÂNCIA COM TENSÃO CA								
I	(0°) alinhado		(10°) 2/3 alinhado		(20°) 1/3 alinhado		(30°) desalinhado	
(A)	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA
2	-7,51646	-40,6754	-2,41781	-36,5682	2,514796	-21,5522	4,623226	-74,9335
4	-16,8691	-44,9457	-6,98994	-43,164	-2,47922	-71,2078	2,706786	-16,8315
6	-25,4021	-37,8142	-19,4277	-41,6104	-11,1788	-42,7244	-4,09205	-20,6902
8	-23,8091	-29,9389	-20,4505	-38,3603	-16,2846	-47,8046	-9,01285	-24,0507
10	-20,2556	-26,3379	-23,7083	-36,7743	-22,2296	-37,862	-12,1323	-27,6088

Fonte: Autor (2012).

Tabela 4.2 – Diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e hexaédrica com o método de subida de corrente DC para quatro posições do rotor do MRRV e cinco degraus de corrente.

CST versus MÉTODO DE SUBIDA DE CORRENTE DC								
I	(0°) alinhado		(10°) 2/3 alinhado		(20°) 1/3 alinhado		(30°) desalinhado	
(A)	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA
2	6,484522	-22,3564	-6,04148	-41,4001	7,659672	-15,1372	6,44003	-71,6012
4	5,321752	-17,4237	-6,01631	-41,8612	6,286622	-56,563	3,053765	-16,4148
6	4,75671	-4,6703	-5,32886	-24,8928	4,733824	-22,2968	-0,74437	-16,8087
8	5,169721	0,474707	-5,65005	-21,3592	4,036553	-21,9753	1,943774	-11,5826
10	4,993427	0,188178	-4,8377	-15,9106	5,139277	-6,9928	-2,37398	-16,5037

Fonte: Autor (2012).

Tabela 4.3 – Diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e hexaédrica com o método de descida de corrente DC para quatro posições do rotor do MRRV e cinco degraus de corrente.

CST versus MÉTODO DE DESCIDA DE CORRENTE DC								
I	(0°) alinhado		(10°) 2/3 alinhado		(20°) 1/3 alinhado		(30°) desalinhado	
(A)	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA	TETRA	HEXA
2	4,215472	-25,3253	-3,51278	-38,0282	9,352383	-13,0265	9,038602	-66,8351
4	3,026141	-20,2709	-1,81431	-36,2385	8,081736	-53,564	5,653393	-13,2931
6	2,625374	-7,01259	-1,38836	-20,2204	6,22708	-20,3798	2,023723	-13,5992
8	3,074895	-1,72383	-1,54939	-16,6488	5,698364	-19,863	3,865892	-9,39538
10	2,967069	-1,94067	-0,00808	-10,5709	6,99002	-4,90536	1,944582	-11,589

Fonte: Autor (2012).

Conforme pode se verificar nas Tabelas 4.1, 4.2 e 4.3 a malha hexaédrica apresentou predominantemente diferenças percentuais acima de 20% chegando a diferenças percentuais maiores que 70%, tais fatores conduziram a pesquisa a considerar apenas os resultados da malha tetraédrica para efeito de caracterização de magnetização estática do MRRC. A análise da máquina foi feita apenas em uma fase, tendo em vista sua geometria circular, que garante um caminho fechado e simétrico para as linhas de fluxo magnético seja ela qual for à fase (OLIVEIRA, 2008).

A simulação foi realizada em um microcomputador com processador Intel® Core™ i7-920 e 8 Gbytes de memória RAM. A ferramenta de geração de malha adaptativa, que refina automaticamente alguns pontos da malha de acordo com a densidade de energia magnética armazenada nesses pontos obtidas através de simulações anteriores (interações anteriores), foi usada para a melhoria da precisão dos resultados.

O refinamento acontece até que haja uma convergência do valor de energia magnética armazenada ou até que seja atingido o limite de interações pré-estabelecidas, ou seja, após aumentar o número de elementos nos pontos escolhidos para refino, é feita uma nova simulação, e o novo valor de energia magnética armazenada é comparado com o valor da simulação anterior, caso a diferença esteja dentro do valor de tolerância (precisão) definido no momento do pré-processamento, o processo de refinamento é encerrado, caso contrário o processo continua até atingir o número de interações pré-estabelecidas também na etapa de pré-processamento.

Nesta pesquisa foram estabelecidos no mínimo dois e no máximo seis ciclos de interações, entretanto o programa refinou só até o quinto ciclo devido o mesmo ter atingido o seu *setpoint* de diferença, ou seja, logo no quinto ciclo de refinamento da malha, as diferenças de energia nos pontos críticos da mesma foram menores do que o valor pré-estabelecido antes do início da simulação, quando comparados com valores dos mesmos pontos críticos do ciclo anterior (quarto ciclo). A simulação foi realizada com uma precisão de 10^{-6} (*setpoint* de diferença entre interações), o número de elementos tetraédricos atingiu um valor de 806.881 elementos nas condições mais críticas dentre todas as posições do rotor analisadas (sete posições: de alinhado até desalinhado), demandando um tempo de 744 horas, 4 minutos e 28 segundos para a sua execução.

Na Tabela 4.4 são apresentados os dados da simulação com a malha tetraédrica apesar de alguns já terem sido citados anteriormente.

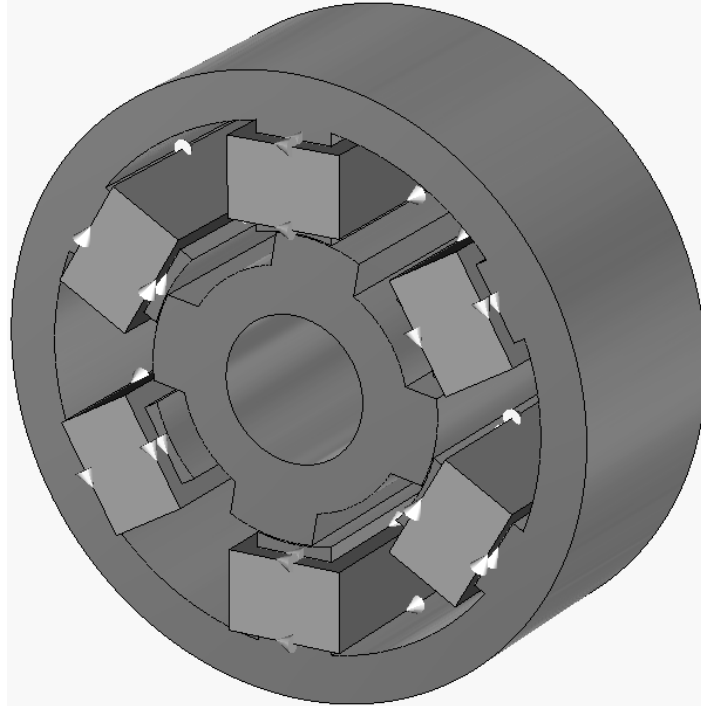
Tabela 4.4 – Dados da simulação com a malha tetraédrica.

POSIÇÕES ANALISADAS (UNID.)	PERCURSO ANGULAR (°)	DEGRAU ANGULAR (°)	Nº MAXIMO DE ELEMENTOS (UNID.)	TIPO DE ELEMENTO	TEMPO DE SIMULAÇÃO (h:m:s)
7	30	5	806.881	TETRAÉDRICO	744:04:28
FAIXA DE CORRENTE (A)	DEGRAU DE CORRENTE (A)	PRECISÃO	FAIXA DE CICLO DE REFINO DA MALHA (CICLO)	NÚMERO DE FASES ANALISADAS (UNID.)	CICLOS DE REFINO EXECUTADOS
0.5 - 10	0.5	10^{-6}	2 - 6	1	5

Fonte: Autor (2012).

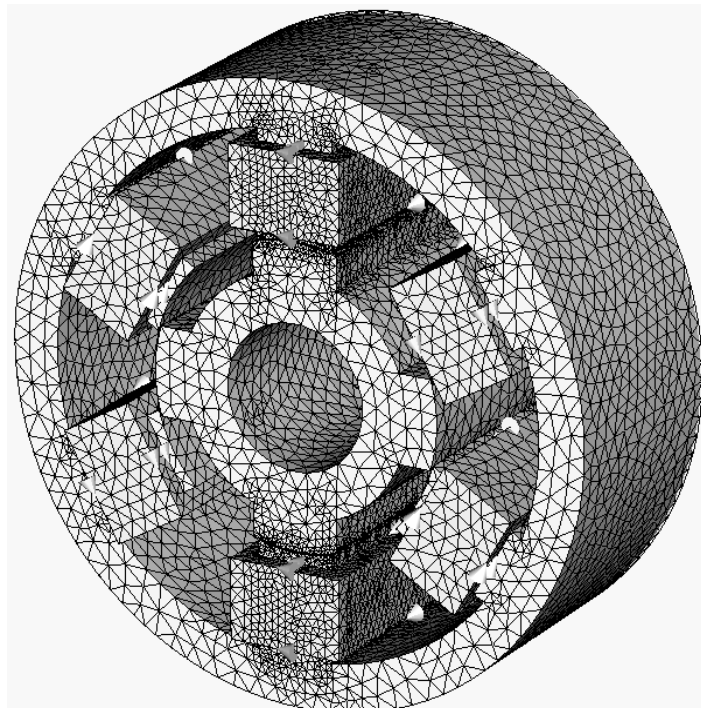
Na Figura 4.2 é mostrado o modelo 3D do motor utilizado na simulação, composto pelo o rotor, estator e as bobinas do MRRV 6/4, na Figura 4.3 é possível observar o referido modelo 3D utilizado na simulação após a geração da malha tetraédrica.

Figura 4.2 - Modelo 3D do motor rotativo de relutância variável 6/4 utilizado na simulação.



Fonte: Autor (2012).

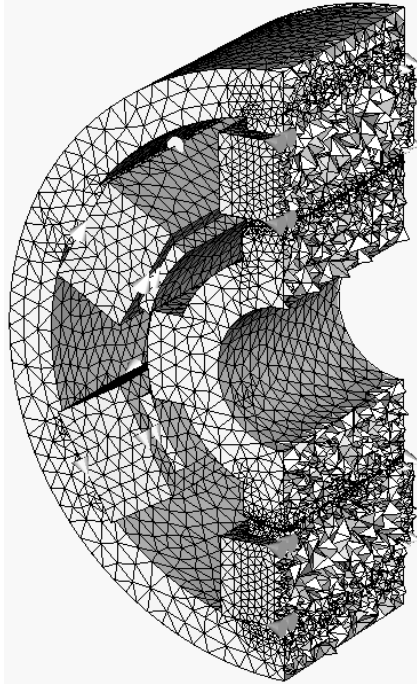
Figura 4.3 - Modelo 3D do motor rotativo de relutância variável 6/4 utilizado na simulação após a geração da malha tetraédrica.



Fonte: Autor (2012).

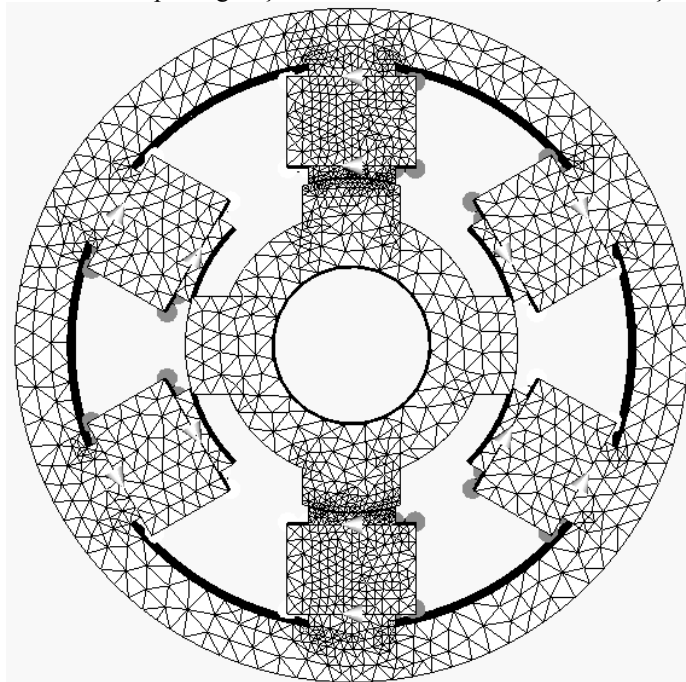
A Figura 4.4 mostra o modelo 3D do motor utilizado na simulação após a geração da malha tetraédrica (Figura 4.3) em corte, podendo ser observados aqui detalhes tridimensionais dos elementos, já a Figura 4.5 apresenta a vista frontal do modelo do motor utilizado na simulação, após a geração da malha tetraédrica evidenciando a diferença da largura das sapatas polares dos pólos do estator e rotor.

Figura 4.4 – Modelo 3D do MRRV 6/4 utilizado na simulação após a geração da malha tetraédrica em corte.



Fonte: Autor (2012).

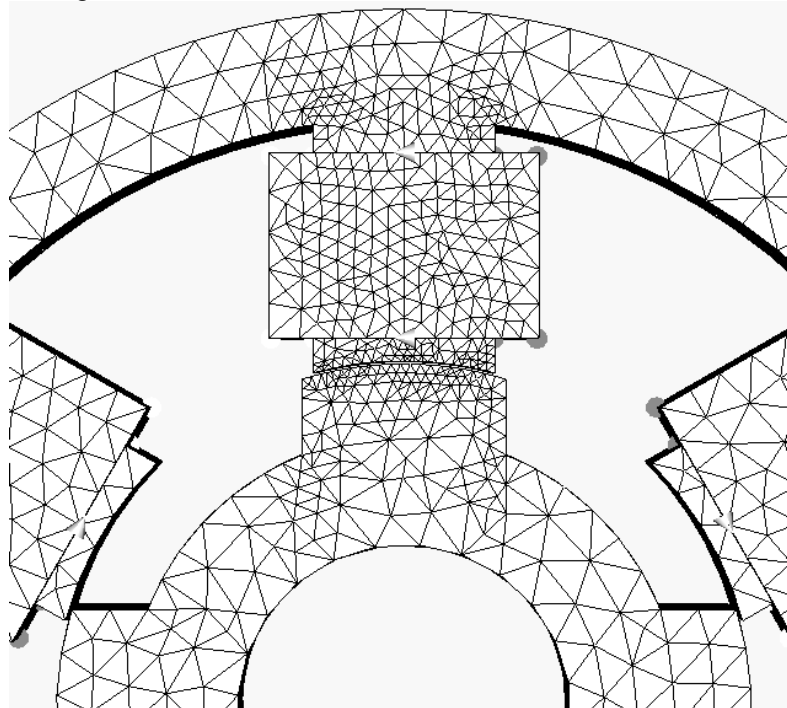
Figura 4.5 – Vista frontal do MRRV após a geração da malha evidenciando a diferença da largura das sapatas.



Fonte: Autor (2012).

Na sequência a Figura 4.6 destaca o detalhe da região de refino da malha do modelo analisado, evidenciando uma maior concentração de elementos.

Figura 4.6 – Detalhe da região de refino da malha do modelo analisado.



Fonte: Autor (2012).

4.1.1.1 Resultados das simulações por elementos finitos

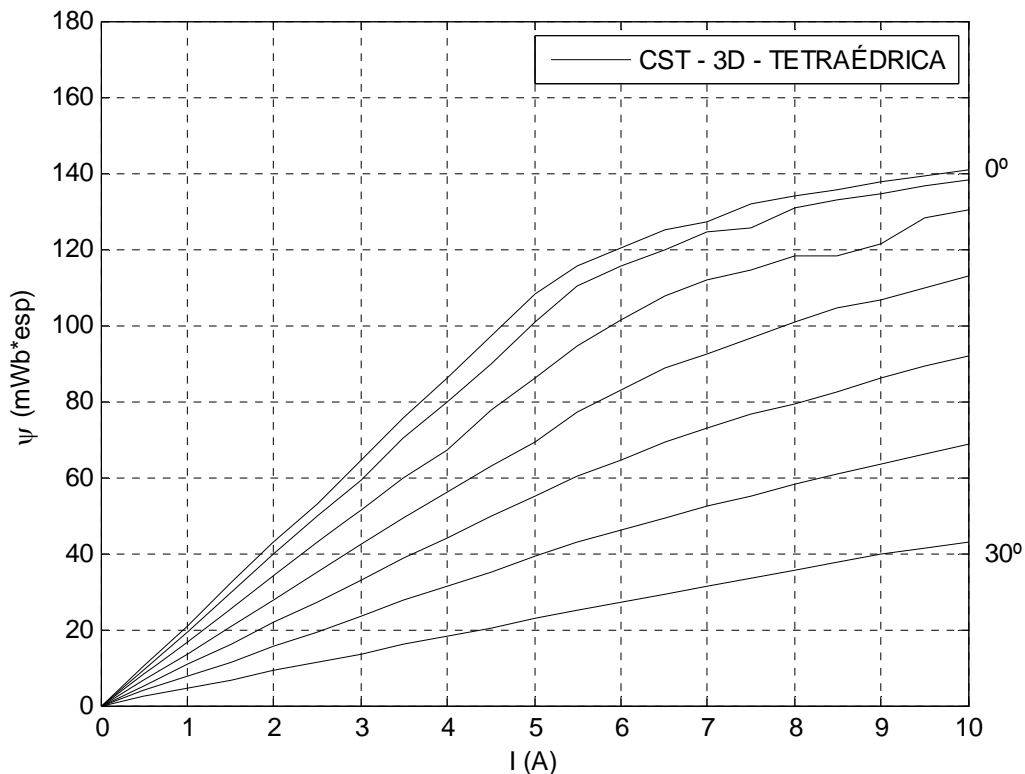
A seguir podemos observar os gráficos das curvas características Ψ versus I (Figura 4.7) e os perfis de indutância (Figura 4.8) obtidos através do MEF para setes posições no caso das curvas Ψ versus I e para os perfis de indutância são mostradas vinte curvas referentes aos degraus de corrente analisados, ou seja, de $0.5A - 10A$.

Nos gráficos das curvas de fluxo concatenado a posição 0° corresponde à posição totalmente alinhada, enquanto que a posição 30° corresponde à posição totalmente desalinhada, nos gráficos dos perfis de indutância as curvas com os menores valores de corrente correspondem as maiores indutâncias enquanto que as curvas com os maiores valores de corrente correspondem as menores indutâncias. Outro aspecto a ser observado é que os valores de indutância crescem da posição desalinhada (-30°) para a posição alinhada (0°) e decrescem da posição alinhada (0°) para a posição desalinhada (30°).

Como já relatado anteriormente, neste primeiro momento serão mostrados os resultados das simulações e experimentos separadamente por cada método, no intuito de possibilitar a investigação do comportamento individual dos métodos através das curvas

características obtidas, logo em seguida os resultados são confrontados dois a dois, tendo como referência os resultados obtidos através do método dos elementos finitos, neste momento objetiva-se comparar os resultados dos métodos experimentais com os resultados da simulação pontuando as aproximações e afastamentos dos valores das variáveis analisadas, com o objetivo de validar esta ferramenta computacional como ferramenta de projeto dos MRV's e identificar o desempenho, as potencialidades e limitações de cada método experimental.

Figura 4.7 – Curvas características $\Psi \times I$ do MRRV – AEF - CST 3D com malha tetraédrica.

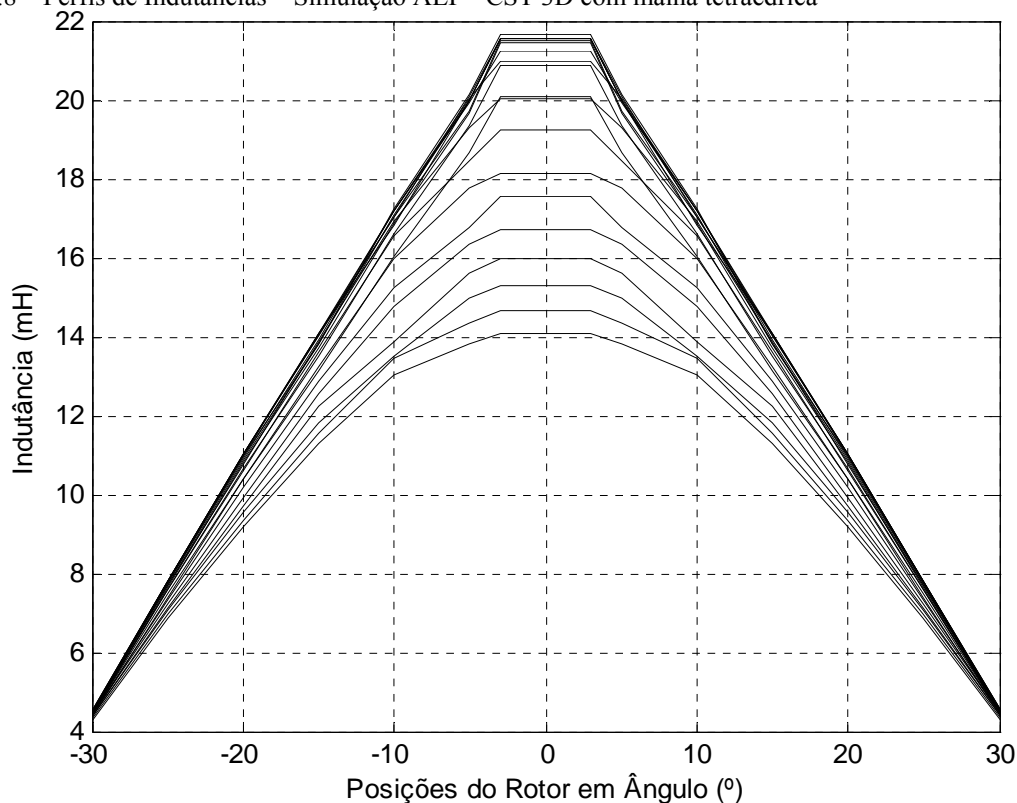


Fonte: Autor (2012).

Pode-se observar na Figura 4.7 a coerência das curvas com o que estabelece a teórica sobre esta máquina, ou seja, aumento do fluxo concatenado em função do aumento do valor de corrente e da proximidade da posição alinhada. As posições mais próximas da condição de total alinhamento, apresentaram maiores valores de fluxo para um mesmo valor de corrente quando comparados com os valores de fluxo concatenado das posições mais distantes dessa condição.

Na Figura 4.7 também é possível observar a formação de uma região linear (aumento do fluxo concatenado diretamente proporcional ao aumento da corrente) e uma região não-linear (região de saturação) onde ocorre o processo de saturação do núcleo magnético da máquina e a proporcionalidade corrente *versus* fluxo magnético deixa de acontecer.

Figura 4.8 – Perfis de Indutâncias – Simulação AEF - CST 3D com malha tetraédrica



Fonte: Autor (2012).

4.2 Resultados experimentais

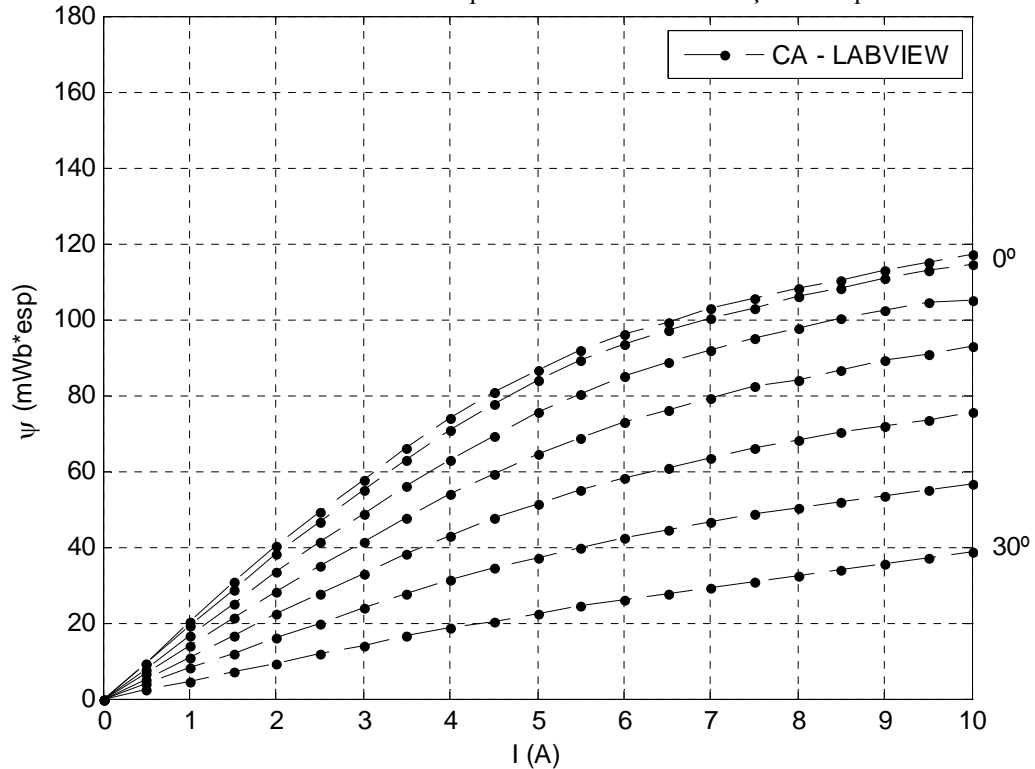
Neste tópico são apresentados os resultados dos métodos de medição (experimentais) utilizados neste trabalho para analisar as características eletromagnéticas estáticas do MRRV.

Para captura dos dados foram utilizados transdutores de grandezas elétricas (corrente e tensão) juntamente com uma placa de aquisição de dados (DAQ), um computador e interfaces desenvolvidas na plataforma LabView[®], o passo a passo de todos os métodos experimentais foram descritos no capítulo 3.

Para a medição das características eletromagnéticas estáticas do MRRV – curvas características Ψ versus I (Figuras 4.9, 4.10 e 4.11) e os perfis de indutâncias (Figuras 4.12, 4.13 e 4.14) foram utilizados três métodos:

- Método de determinação da impedância com tensão CA;
- Método do tempo de subida de corrente DC de fase;
- Método do tempo de descida de corrente DC de fase.

Figura 4.9 – Curvas características $\Psi \times I$ do MRRV pelo Método de determinação da impedância com tensão CA



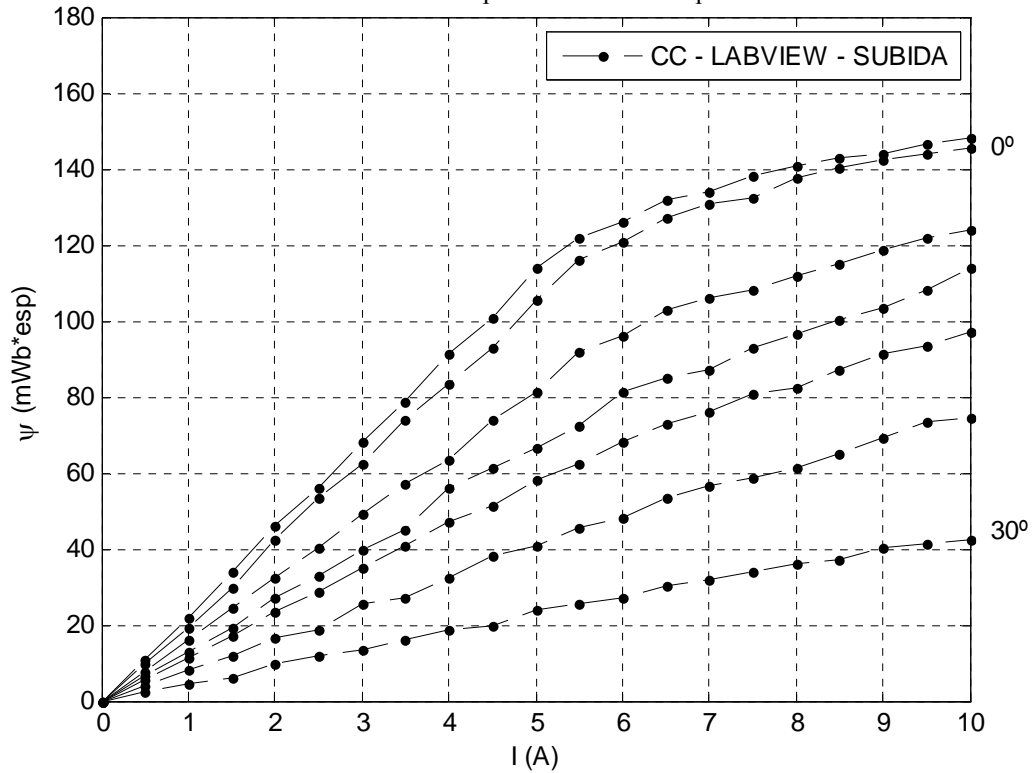
Fonte: Autor (2012).

Observa-se que na Figura 4.9, assim como no da Figura 4.7, que a coerência das curvas com a literatura especializada sobre este tipo de motor é evidenciada, ou seja, aumento do fluxo concatenado em função do aumento do valor de corrente e da proximidade da posição alinhada. As posições mais próximas da condição de total alinhamento, apresentaram maiores valores de fluxo concatenado para um mesmo valor de corrente quando comparados com os valores de fluxo concatenado das posições mais distantes dessa condição. A formação de uma região linear (aumento do fluxo concatenado diretamente proporcional ao aumento da corrente) e uma região não-linear (região de saturação) onde ocorre o processo de saturação do núcleo magnético da máquina e a proporcionalidade corrente *versus* fluxo magnético deixa de acontecer também são observadas nesta figura.

Este comportamento também é apresentado nos gráficos das Figuras 4.10 e 4.11. Entretanto, embora comprovadas as semelhanças de comportamento dos gráficos das curvas características $\Psi \times I$ supracitadas em relação a todos os métodos (simulação e experimentos) algumas diferenças também são identificadas.

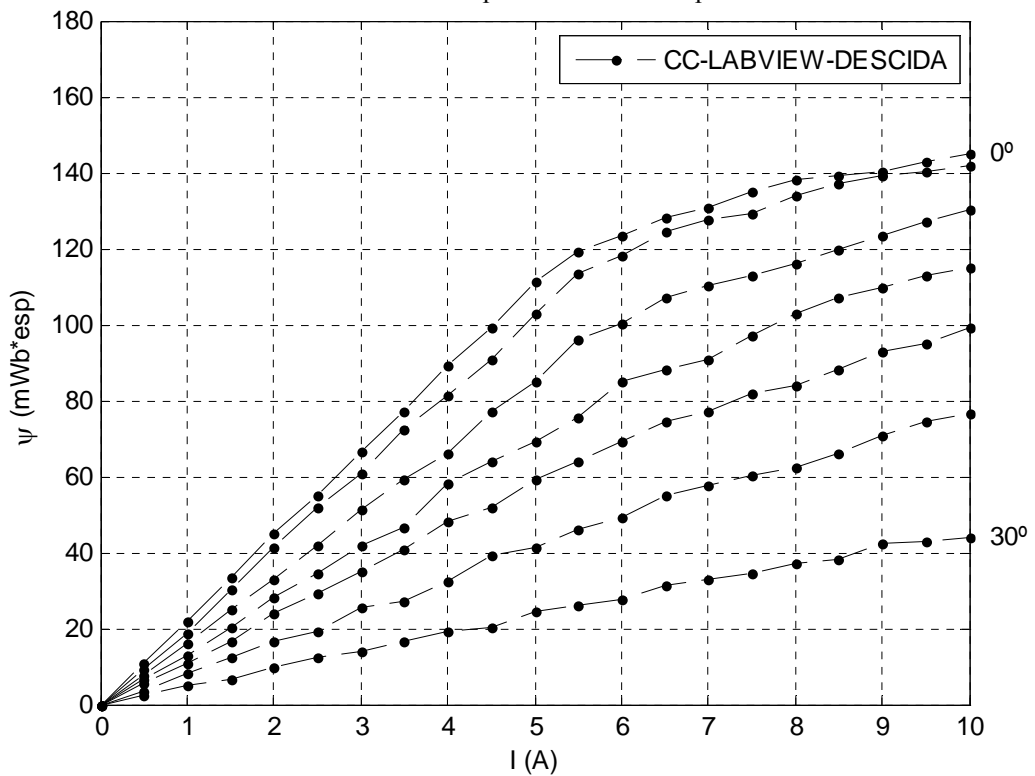
Na Figura 4.9 percebe-se uma redução dos valores de fluxo concatenado principalmente na região não-linear e nas curvas mais próximas da posição totalmente alinhada (quando um par de pólos do rotor está alinhado com um par de pólos do estator) quando comparados com os dados da simulação.

Figura 4.10 – Curvas características $\Psi \times I$ do MRRV pelo método do tempo de subida de corrente DC de fase.



Fonte: Autor (2012).

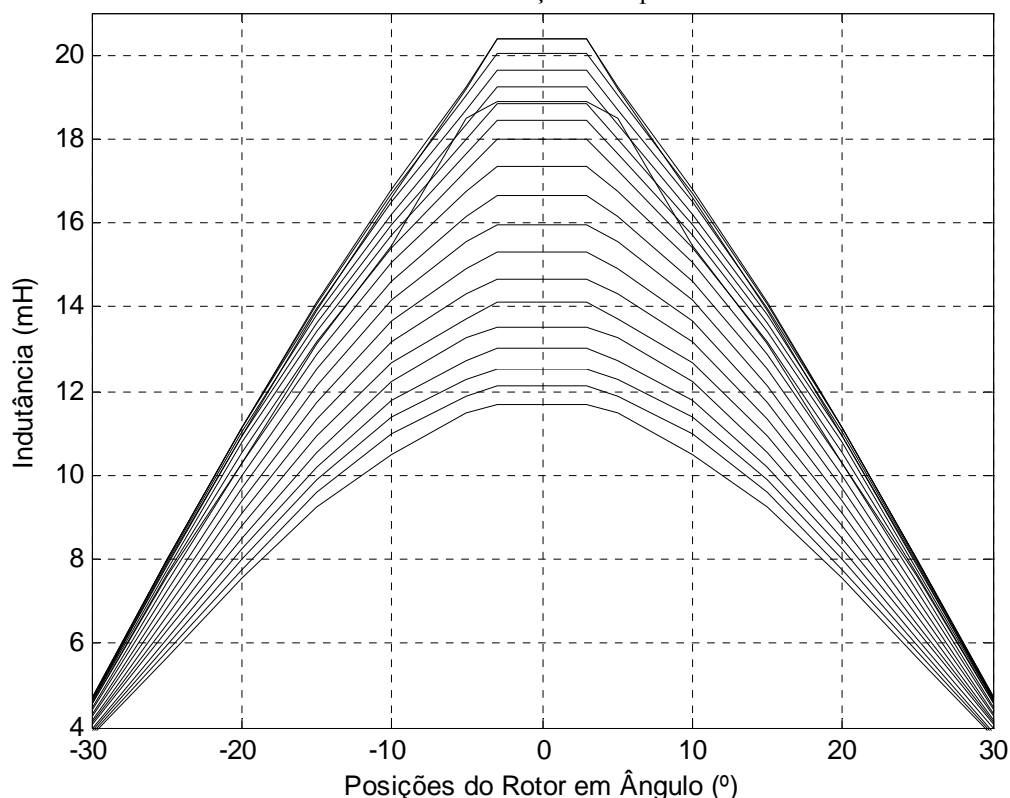
Figura 4.11 – Curvas características $\Psi \times I$ do MRRV pelo método do tempo de descida de corrente DC de fase.



Fonte: Autor (2012).

Nas Figuras 4.10 e 4.11, embora apresentem curvas $\Psi \times I$ com valores mais próximos dos valores das curvas $\Psi \times I$ mostrados na Figura 4.7 quando comparados com os dados da Figura 4.9 constatam-se pequenas oscilações nos decursos das curvas dos fluxos concatenados.

Figura 4.12 – Perfis de Indutâncias – Método de Determinação da Impedância Com Tensão CA.



Fonte: Autor (2012).

As Figuras 4.12, 4.13 e 4.14 mostram os perfis de indutâncias obtidos através dos três métodos experimentais citados anteriormente. Nestes gráficos (perfis de indutâncias) vale reafirmar que, as curvas com os menores valores de corrente correspondem as maiores indutâncias enquanto que as curvas com os maiores valores de corrente correspondem as menores indutâncias, outro aspecto a ser observado é que os valores de indutância crescem da posição desalinhada (-30°) para a posição alinhada (0°) e decrescem da posição alinhada (0°) para a posição desalinhada (30°).

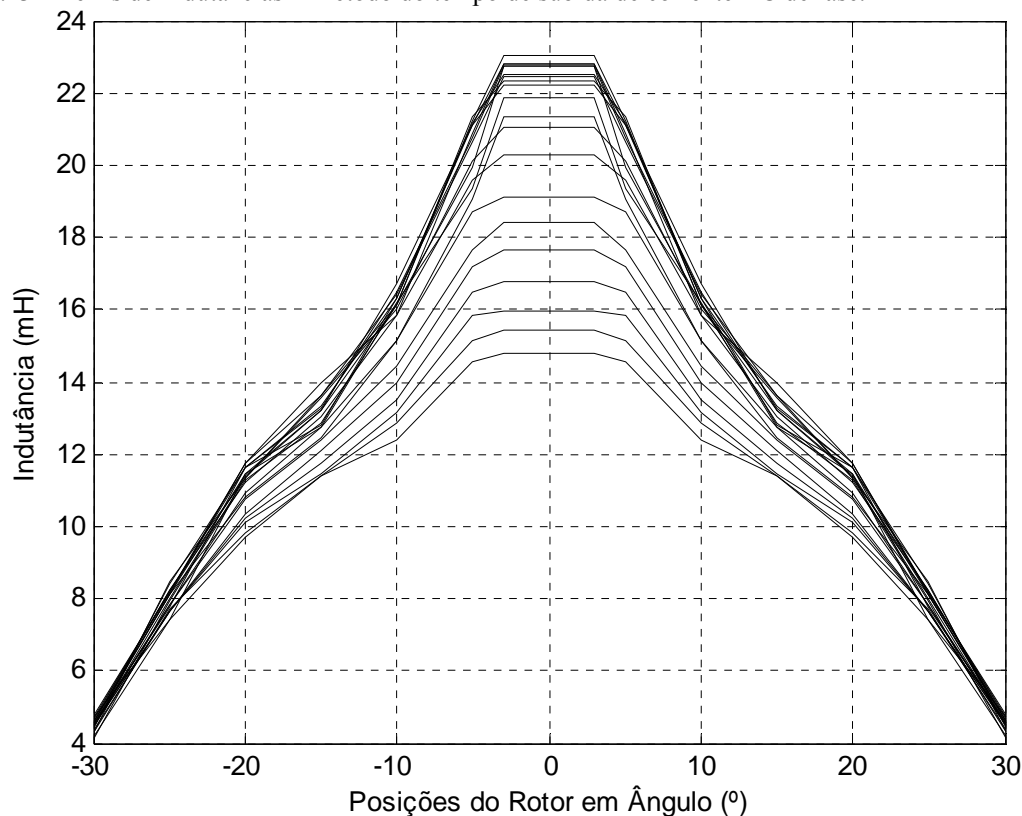
Tal como nos gráficos das curvas $\Psi \times I$, nos gráficos dos perfis de indutâncias também são evidenciados semelhanças e discordâncias. Na Figura 4.12 podem ser vistas as diferenças dos valores de indutância quando comparada com a Figura 4.8 em função da influencia das diferenças dos fluxos concatenados apresentados nas Figuras 4.7 e 4.9, porém os perfis das curvas das Figuras 4.8 e 4.12 se assemelham no que diz respeito ao

comportamento evolutivo dos fluxos concatenado para toda a escala de corrente utilizada no ensaio, embora apresentando valores diferentes, esta ultima afirmação também é valida para as Figuras 4.13 e 4.14. Outro comportamento identificado nas Figuras 4.13 e 4.14 é o reflexo das pequenas oscilações nos decursos das curvas dos fluxos concatenados das Figuras 4.10 e 4.11.

Nos gráficos das Figuras 4.13 e 4.14 as oscilações percebidas nos gráficos das Figuras 4.10 e 4.11 foram sensivelmente acentuadas, esse fato é atribuído a influência das relações matemáticas envolvidas na correlação entre as variáveis fluxo concatenado e indutância, dada pela equação (2.3). Neste caso, no estudo do fluxo concatenado a multiplicação da indutância pelos degraus de corrente atenua o processo deformativo das curvas, tendo em vista as relações de grandeza entre as variáveis, já que a corrente é dada em (A), a indutância em (mH) e o fluxo concatenado em (mWb*espira).

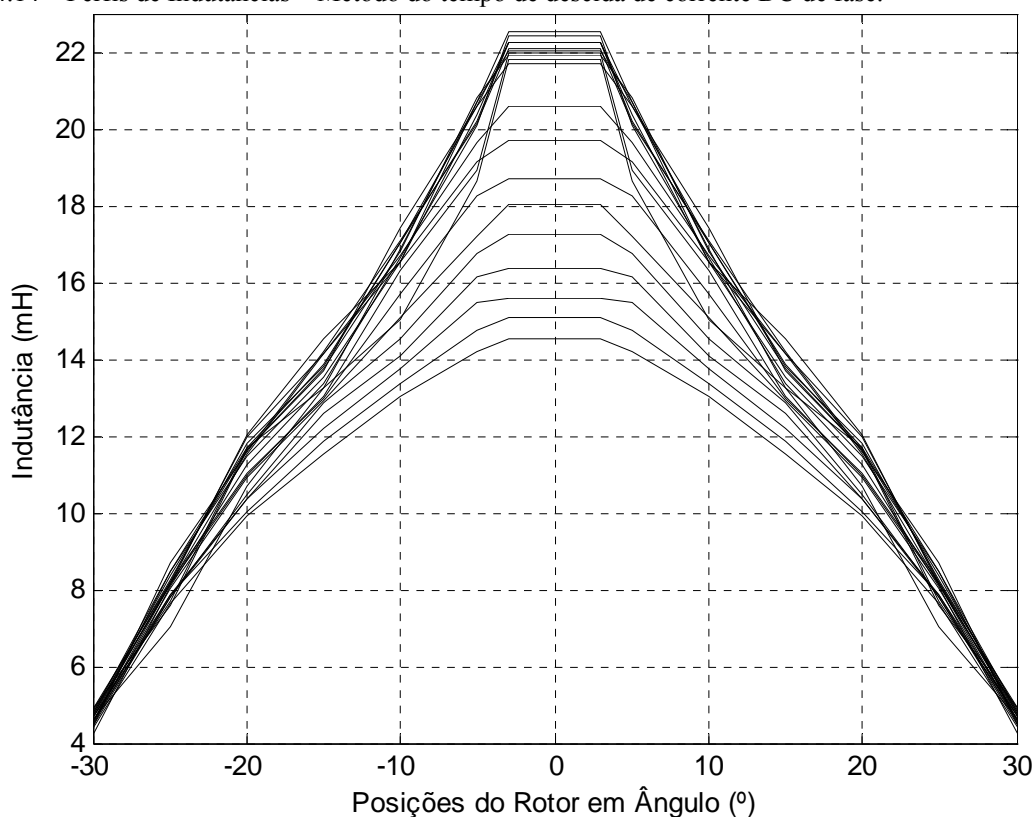
Esse comportamento é melhor percebido e compreendido nas figuras (gráficos) apresentadas no subitem 4.3 deste capítulo, onde os métodos são confrontados, e tratando-se dos perfis de indutância são apresentados com um número de curvas de perfis reduzidos (quatro curvas por método).

Figura 4.13 – Perfis de Indutâncias – Método do tempo de subida de corrente DC de fase.



Fonte: Autor (2012).

Figura 4.14 – Perfis de Indutâncias – Método do tempo de descida de corrente DC de fase.



Fonte: Autor (2012).

4.3 Comparando os resultados – simulação *versus* experimentos

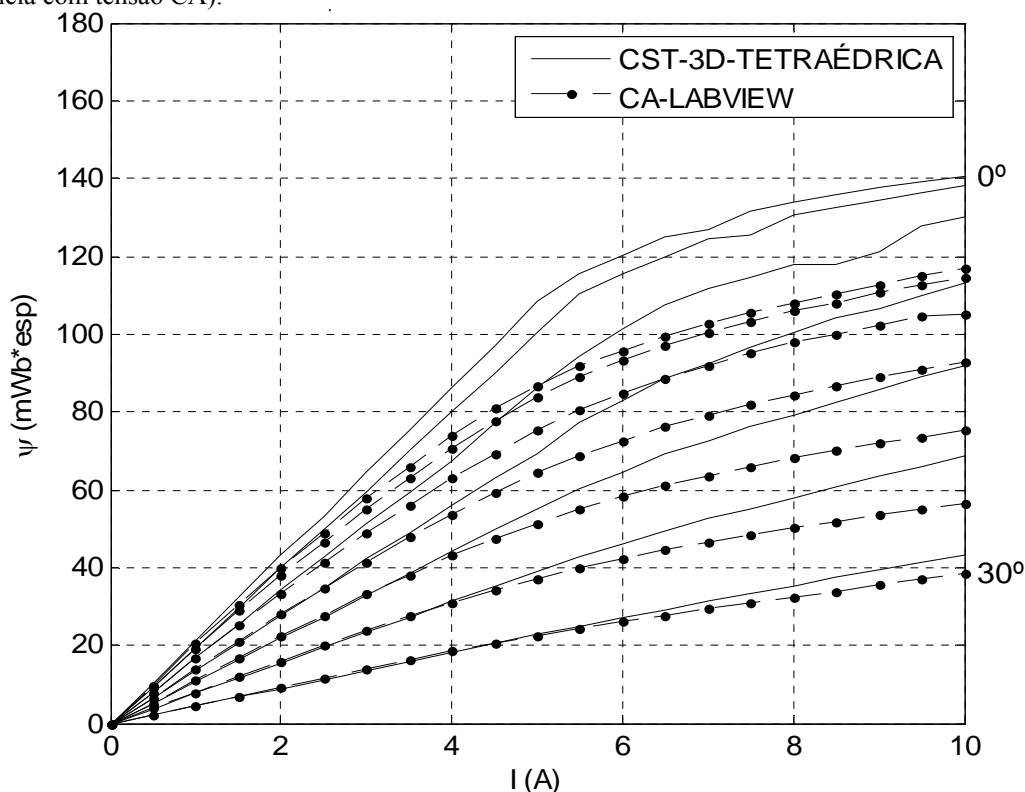
Neste item, é apresentada comparações dos resultados das características eletromagnéticas estáticas e dos perfis de indutância do MRRV, obtidas através do método de simulação e dos três métodos experimentais, os quais foram mostrados nos itens 4.1 e 4.2 deste capítulo. Resaltando que todas as comparações são feitas tomando como referencia de comparação os resultados obtidos através do MEF apresentados no item 4.1.

As curvas das características eletromagnéticas estáticas do MRRV são mostradas nas Figuras 4.15, 4.16 e 4.17. Nas Tabelas 4.5, 4.6 e 4.7 são comparadas e mostradas as diferenças em percentuais dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e os métodos experimentais utilizados.

Para cada uma das sete curvas apresentadas nos gráficos (posições de totalmente desalinhado até a posição totalmente alinhado) foram analisados quatro valores de corrente, um aproximadamente no meio da região linear (2.5A), o próximo na região onde iniciar-se o processo de saturação, ou seja, no joelho das curvas que sofreram saturação (5.0A), outro aproximadamente no meio da região de saturação (7.5A) e ultimo no final da escala de

corrente (ponto máximo de saturação do gráfico) correspondendo a corrente nominal da máquina (10A).

Figura 4.15 – Curvas características $\Psi \times I$ do MRRV – (AEF - CST 3D *versus* método de determinação da impedância com tensão CA).



Fonte: Autor (2012).

Na Figura 4.15 percebe-se que, nas quatro curvas correspondentes aos ângulos de 30°, 25°, 20° e 15° da corrente de 0A a 4.5A aproximadamente, os valores de fluxo concatenado entre experimento e simulação são praticamente iguais (pequena variação), a partir destas curvas e destes valores de corrente as diferenças entre os valores de fluxo concatenado começam a aumentar. Praticamente não se percebe oscilações nas curvas dentro desta região do gráfico (ângulos de 30°, 25°, 20° e 15° com correntes de 0A a 4.5A) da Figura 4.15.

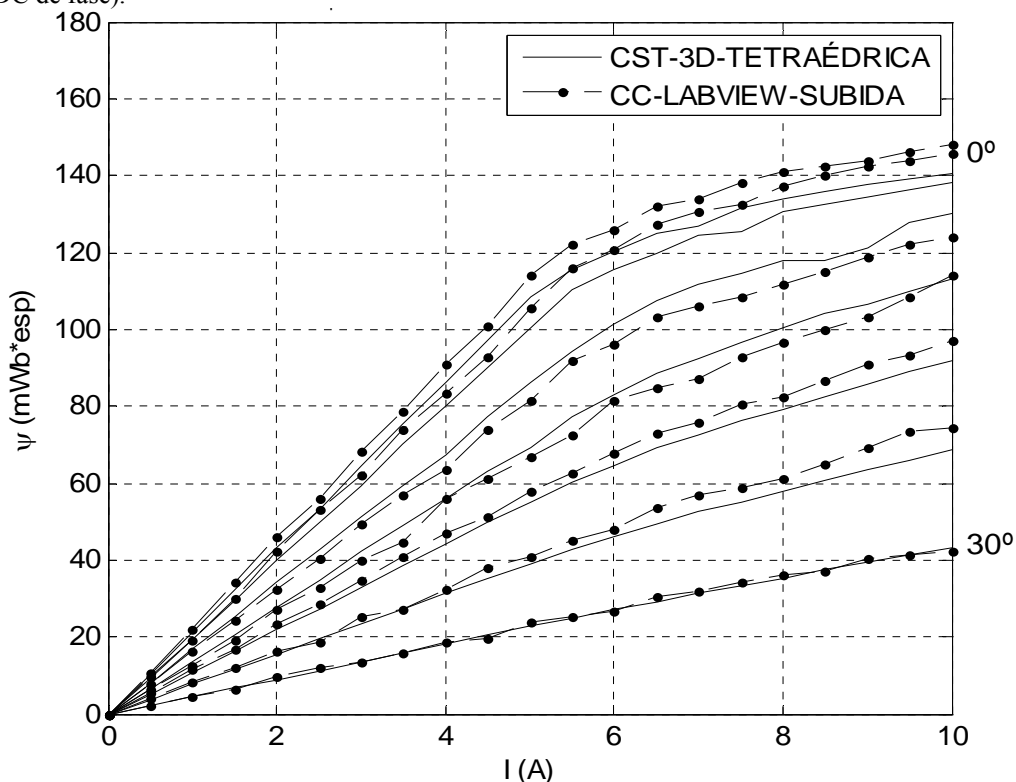
Na região a partir de 5A da Figura 4.15, identifica-se oscilações nas curvas do método de AEF principalmente nas curvas referentes aos ângulos 0°, 5°, e 10°, percebe-se também um acentuado crescimento das diferenças entre os valores de fluxo concatenado das curvas dos dois métodos analisados (Figura 4.15). Essas diferenças tendem a crescer com o aumento do valor de corrente e na medida em que as curvas se aproximam da posição de total alinhamento.

Nas Figuras 4.16 e 4.17 são constatadas oscilações em todo o decorrer das curvas referentes aos métodos experimentais, embora na região linear ($\sim 0A$ a $5A$) essas oscilações sejam menores do que na região que compreende o restante do gráfico, ou seja, na região de saturação.

Diferentemente do comportamento apresentado na Figura 4.15, as regiões linear e de saturação desses gráficos (Figuras 4.16 e 4.17) não apresentam aumento das diferenças entre os métodos em função do acréscimo de corrente nem tão pouco em função da proximidade do rotor da condição de totalmente alinhado (Tabelas 4.6 e 4.7), embora seja observado um distanciamento entre as curvas dos respectivos gráficos na região de saturação, devido ao aumento dos valores das grandezas envolvidas (corrente e fluxo concatenado). Conforme mostra as Figuras 4.16 e 4.17.

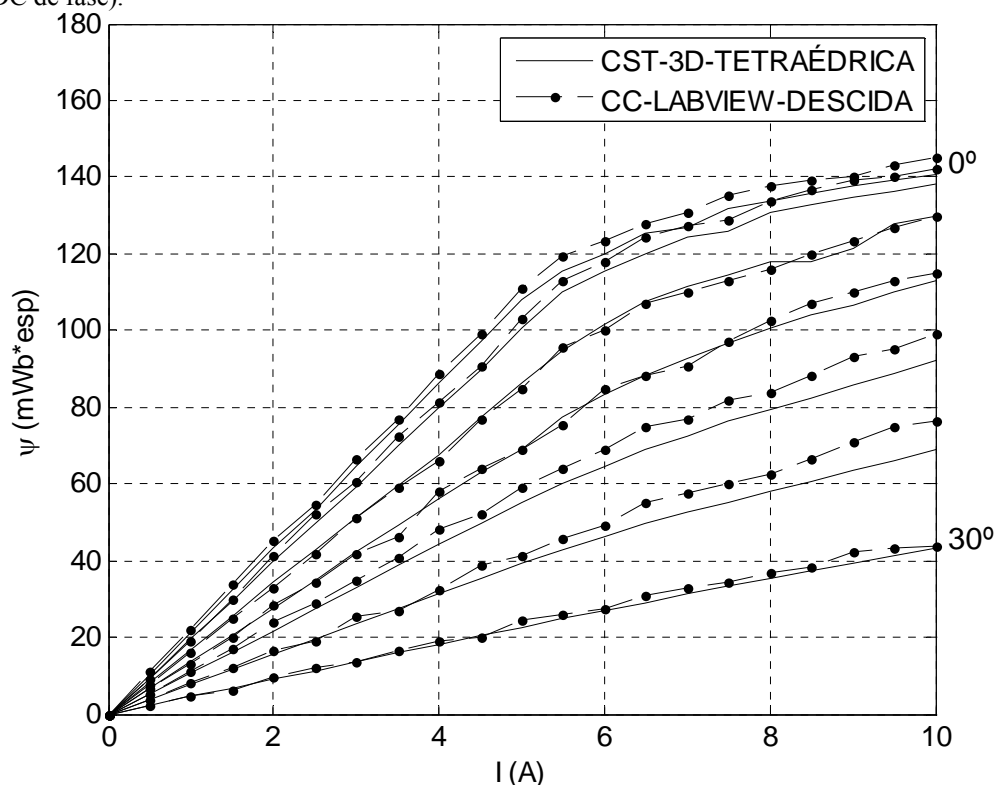
Dentre os métodos experimentais utilizados neste trabalho, os resultados dos métodos apresentados nas Figuras 4.16 e 4.17 foram os que mais se aproximaram dos resultados do método dos elementos finitos, nas regiões linear e de saturação, com algumas exceções na região linear especificamente nas curvas referente aos ângulos de 30° , 25° , 20° e 15° , onde as diferenças entre os métodos da Figura 4.15 foram menores do que as diferenças entre os métodos das Figuras 4.16 e 4.17.

Figura 4.16 – Curvas características $\Psi \times I$ do MRRV – (AEF - CST 3D *versus* método do tempo de subida de corrente DC de fase).



Fonte: Autor (2012).

Figura 4.17 – Curvas características $\Psi \times I$ do MRRV – (AEF - CST 3D versus método do tempo de descida de corrente DC de fase).



Fonte: Autor (2012).

As diferenças entre os valores de fluxo concatenado nas regiões, linear e de saturação mostradas nas Figuras 4.16 e 4.17, ainda evidenciam uma característica se serem predominantemente positivas, ou seja, os valores de fluxo concatenado dos métodos experimentais são preponderantemente maiores do que os valores de fluxo concatenado da simulação, ao contrário do comportamento do gráfico mostrado na Figura 4.15. Essas características podem ser observadas nas Tabelas 4.5, 4.6 e 4.7.

Na Tabela 4.5 são apresentados valores de fluxo concatenados entre os métodos de simulação pela análise dos elementos finitos e o método experimental de determinação da impedância com tensão CA, em um universo de setes posições estudadas e para quatro valores de corrente. Esses dados possibilitam a comparação entre os métodos para além do aspecto gráfico (comparação quantitativa) afora a possibilidade de expressa diferenças percentuais entre eles, sobretudo no que diz respeito ao comportamento destas diferenças em função dos valores de corrente e posições estudadas.

Ainda em relação a Tabela 4.5, de uma forma geral é possível verifica-se pequenas diferenças entre os métodos quando se trata da região linear (2.5A e 5.0A) e das posições mais próximas da condição de total desalinhamento, entretanto a partir destas correntes citadas percebe-se um maior distanciamento entre os valores, e na medida em que o

rotor se aproxima da condição de total alinhamento essas diferenças vão se acentuando inclusive na região linear. Os dados da Tabela 4.5 apresentaram diferenças entre os métodos, com valores predominantemente inferiores a 20%, embora apresente diferenças com valores pouco superiores a 20%, principalmente nas condições que foram apresentadas como de maior distanciamento entre os resultados.

Tabela 4.5 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método de determinação da impedância com tensão CA para sete posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.

Posição (GRAUS)	Corrente (A)	Fluxo concatenado (mWb*esp)		Diferença (%)
		Método dos Elementos Finitos – 3D	Determinação da Impedância com Tensão CA	
0° totalmente alinhado	2.5	53,11	49,12	-8,13
	5.0	108,26	86,77	-24,77
	7.5	131,63	105,73	-24,49
	10.0	140,71	117,01	-20,26
5°	2.5	49,75	46,71	-6,51
	5.0	100,63	83,84	-20,03
	7.5	125,66	103,06	-21,93
	10.0	138,04	114,69	-20,36
10°	2.5	42,99	41,21	-4,32
	5.0	86,16	75,36	-14,33
	7.5	114,36	95,13	-20,21
	10.0	130,03	105,11	-23,71
15°	2.5	34,75	34,89	0,39
	5.0	68,99	64,35	-7,21
	7.5	96,63	82,12	-17,66
	10.0	113,15	92,68	-22,09
20°	2.5	27,32	27,77	1,62
	5.0	54,99	51,46	-6,85
	7.5	76,44	65,96	-15,88
	10.0	92,07	75,33	-22,23
25°	2.5	19,39	19,97	2,89
	5.0	39,07	37,31	-4,72
	7.5	55,11	48,56	-13,49
	10.0	68,75	56,65	-21,37
30° desalinhado	2.5	11,27	11,74	4,02
	5.0	22,68	22,43	-1,12
	7.5	33,36	30,92	-7,89
	10.0	43,12	38,46	-12,13

Fonte: Autor (2012).

A Tabela 4.6 apresenta valores de fluxo concatenados entre os métodos de simulação pela análise dos elementos finitos e o método experimental do tempo de subida de corrente DC de fase, em um mesmo universo citado para a Tabela 4.5. Esses dados também

possibilitam a comparação entre os métodos para além do aspecto gráfico (comparação quantitativa) afora a possibilidade de expressa diferenças percentuais entre eles, sobretudo no que diz respeito ao comportamento destas diferenças em função dos valores de corrente e posições estudadas. Essa mesma lógica também é válida para explicar a importância da Tabela 4.7 na compreensão dos resultados deste trabalho.

Tabela 4.6 – Comparação e diferenças em percentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método do tempo de subida de corrente DC de fase para sete posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.

Posição (GRAUS)	Corrente (A)	Fluxo concatenado (mWb*esp)		Diferença (%)
		Método dos Elementos Finitos – 3D	Método do tempo de subida de corrente DC de fase	
0° totalmente alinhado	2.5	53,11	55,81	4,84
	5.0	108,26	113,98	5,02
	7.5	131,63	137,97	4,59
	10.0	140,71	148,10	4,99
5°	2.5	49,75	53,36	6,76
	5.0	100,63	105,63	4,73
	7.5	125,66	132,37	5,07
	10.0	138,04	145,54	5,15
10°	2.5	42,99	40,36	-6,53
	5.0	86,16	81,49	-5,74
	7.5	114,36	108,38	-5,51
	10.0	130,03	124,03	-4,84
15°	2.5	34,75	33,01	-5,27
	5.0	68,99	66,68	-3,46
	7.5	96,63	92,86	-4,05
	10.0	113,15	114,07	0,81
20°	2.5	27,32	28,59	4,44
	5.0	54,99	58,07	5,31
	7.5	76,44	80,65	5,23
	10.0	92,07	97,06	5,14
25°	2.5	19,39	18,58	-4,39
	5.0	39,07	40,99	4,68
	7.5	55,11	58,90	6,43
	10.0	68,75	74,32	7,50
30° desalinhado	2.5	11,27	11,88	5,09
	5.0	22,68	23,75	4,51
	7.5	33,36	34,17	2,35
	10.0	43,12	42,12	-2,37

Fonte: Autor (2012).

Na Tabela 4.6 verificam-se pequenas diferenças entre os métodos em ambas as regiões, linear e de saturação (2.5A, 5.0A, 7.0A e 10.0A) e para todas as sete posições.

Diferentemente dos dados da Tabela 4.5, nos dados da Tabela 4.6 não se constata aumento das diferenças entre os métodos em função do aumento de corrente nem tão pouco em função da proximidade do rotor da condição de totalmente alinhado (Tabelas 4.6), embora graficamente seja perceptivo um distanciamento entre as curvas do gráfico mostrado na Figura 4.16, devido ao aumento dos valores das grandezas envolvidas (corrente e fluxo concatenado). Desta forma a Tabela 4.6 denota uma maior proximidade entre os dados dos dois métodos apresentados, visto que, suas diferenças além de apresentarem valores inferiores a 8% predominantemente são inferiores a 6%.

Tabela 4.7 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores de fluxo concatenado entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método do tempo de descida de corrente DC de fase para sete posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.

Posição (GRAUS)	Corrente (A)	Fluxo concatenado (mWb*esp)		Diferença (%)
		Método dos Elementos Finitos – 3D	Método do tempo de descida de corrente DC de fase	
0° totalmente alinhado	2.5	53,11	54,86	3,19
	5.0	108,26	111,16	2,61
	7.5	131,63	135,06	2,54
	10.0	140,71	145,01	2,97
5°	2.5	49,75	51,96	4,25
	5.0	100,63	102,99	2,29
	7.5	125,66	129,04	2,62
	10.0	138,04	142,02	2,80
10°	2.5	42,99	41,99	-2,39
	5.0	86,16	85,01	-1,36
	7.5	114,36	112,97	-1,23
	10.0	130,03	130,02	-0,01
15°	2.5	34,75	34,32	-1,27
	5.0	68,99	69,10	0,16
	7.5	96,63	96,94	0,32
	10.0	113,15	115,03	1,63
20°	2.5	27,32	29,10	6,13
	5.0	54,99	59,00	6,80
	7.5	76,44	81,99	6,77
	10.0	92,07	98,99	6,99
25°	2.5	19,39	19,01	-2,00
	5.0	39,07	41,39	5,59
	7.5	55,11	60,05	8,23
	10.0	68,75	76,39	10,00
30° desalinhado	2.5	11,27	12,25	7,97
	5.0	22,68	24,41	7,07
	7.5	33,36	34,39	2,97
	10.0	43,12	43,98	1,94

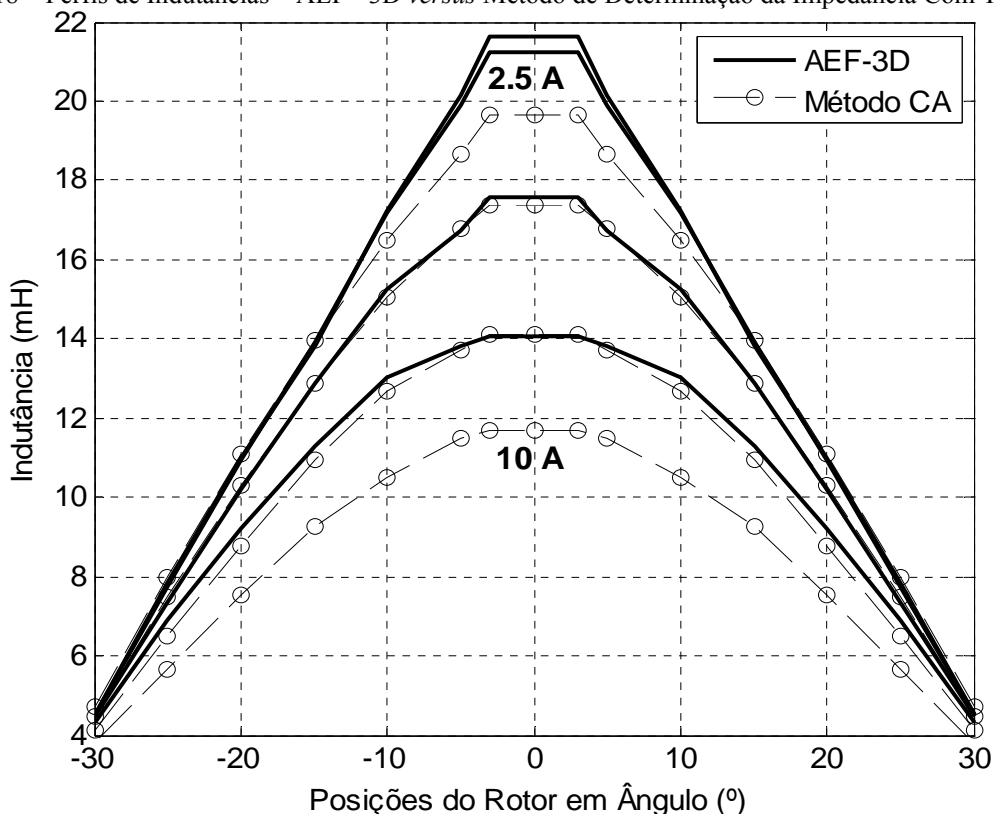
Fonte: Autor (2012).

A Tabela 4.7 apresenta valores de fluxo concatenados entre os métodos de simulação pela análise dos elementos finitos e o método experimental do tempo de descida de corrente DC de fase, nas mesmas condições das Tabelas 4.5 e 4.6.

Assim como na Tabela 4.6 verificam-se pequenas diferenças entre os métodos em ambas as regiões, linear e de saturação (2.5A, 5.0A, 7.0A e 10.0A) e para todas as sete posições. Os dados da Tabela 4.7 apresentam comportamentos semelhantes aos da Tabela 4.6. Desta forma a Tabela 4.7 também denota uma maior proximidade entre os dados dos dois métodos apresentados, visto que, suas diferenças além de apresentarem valores predominantemente inferiores a 5% só apresentam dois valores superiores a 8%. Nesta ótica, os dados da Tabela 4.7, que diferem dos dados da Tabela 4.6 por pequenas diferenças, comprovam que o método do tempo de descida de corrente DC neste trabalho de uma forma geral foi o método que mais se aproximou dos resultados da simulação por AEF.

Os perfis de indutância do MRRV são apresentados nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20. Nas Tabelas 4.8, 4.9 e 4.10 são comparadas e mostradas às diferenças em percentuais dos valores dos perfis de indutância entre a AEF - 3D malha tetraédrica e os métodos experimentais utilizados.

Figura 4.18 – Perfis de Indutâncias – AEF - 3D *versus* Método de Determinação da Impedância Com Tensão CA



Fonte: Autor (2012).

Os gráficos referentes aos perfis de indutância (Figuras 4.18, 4.19 e 4.20) foram gerados com dados da simulação e experimentos realizados para sete posições (da posição totalmente desalinhada, -30° , até a posição totalmente alinhada, 0°). Devido a natureza de simetria eletromagnética desta máquina as parcelas dos gráficos compreendidas entre 0° e 30° foram espelhadas.

Três posições foram escolhidas (totalmente alinhada 0° , uma intermediária -15° e posição totalmente desalinhada -30°) para representar os valores de indutância nas Tabelas 4.8, 4.9 e 4.10 no intuito de simplificar a análise sobre os perfis de indutância.

Tabela 4.8 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores dos perfis de indutância entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método de determinação da impedância com tensão CA para três posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.

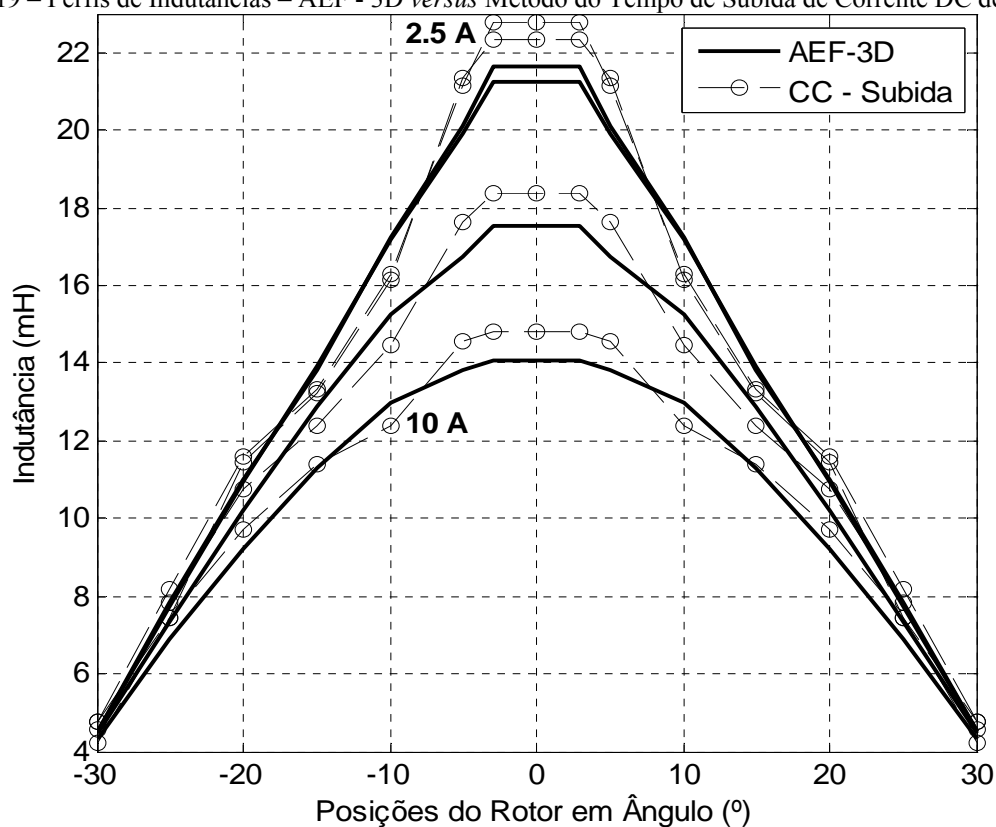
Posição (GRAUS)	Corrente (A)	Indutância (mH)		Diferença (%)
		Método dos Elementos Finitos – 3D	Determinação da Impedância com Tensão CA	
0°	2.5A	21.2426	19.6463	-8,125
	5.0A	21.6523	17.3540	-24,768
	7.5A	17.5505	14.0975	-24,494
	10.0A	14.0709	11.7008	-20,256
-15°	2.5A	13.9012	13.9558	0,391
	5.0A	13.7986	12.8703	-7,213
	7.5A	12.8834	10.9497	-17,660
	10.0A	11.3146	9.2677	-22,086
-30°	2.5A	4.5086	4.6972	4,015
	5.0A	4.5363	4.4859	-1,124
	7.5A	4.4484	4.1230	-7,892
	10.0A	4.3123	3.8458	-12,130

Fonte: Autor (2012).

Nas Figuras 4.12, 4.13 e 4.14 foram apresentados vinte perfis de indutância, correspondendo aos degraus de corrente analisados. Como as referidas figuras não tinha o caráter de comparar e sim mostra os resultados dos métodos para todos os valores de corrente analisados, foi possível representar todas as curvas, entretanto nesta etapa de apresentação de resultados que tem como propósito comparar os métodos dois a dois foram utilizados apenas quatro valores de corrente para possibilitar um melhor entendimento e compreensão dos valores.

As Tabelas 4.8, 4.9 e 4.10 apresentam apenas valores referentes as posições de totalmente desalinhado -30° , até a totalmente alinhado 0° , não contemplando as parcelas dos gráficos das quais os valores foram espelhados nos gráficos das Figuras 4.18, 4.19 e 4.20.

Figura 4.19 – Perfis de Indutâncias – AEF - 3D versus Método do Tempo de Subida de Corrente DC de Fase.



Fonte: Autor (2012).

Tabela 4.9 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores dos perfis de indutância entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método do tempo de subida de corrente DC de fase para três posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.

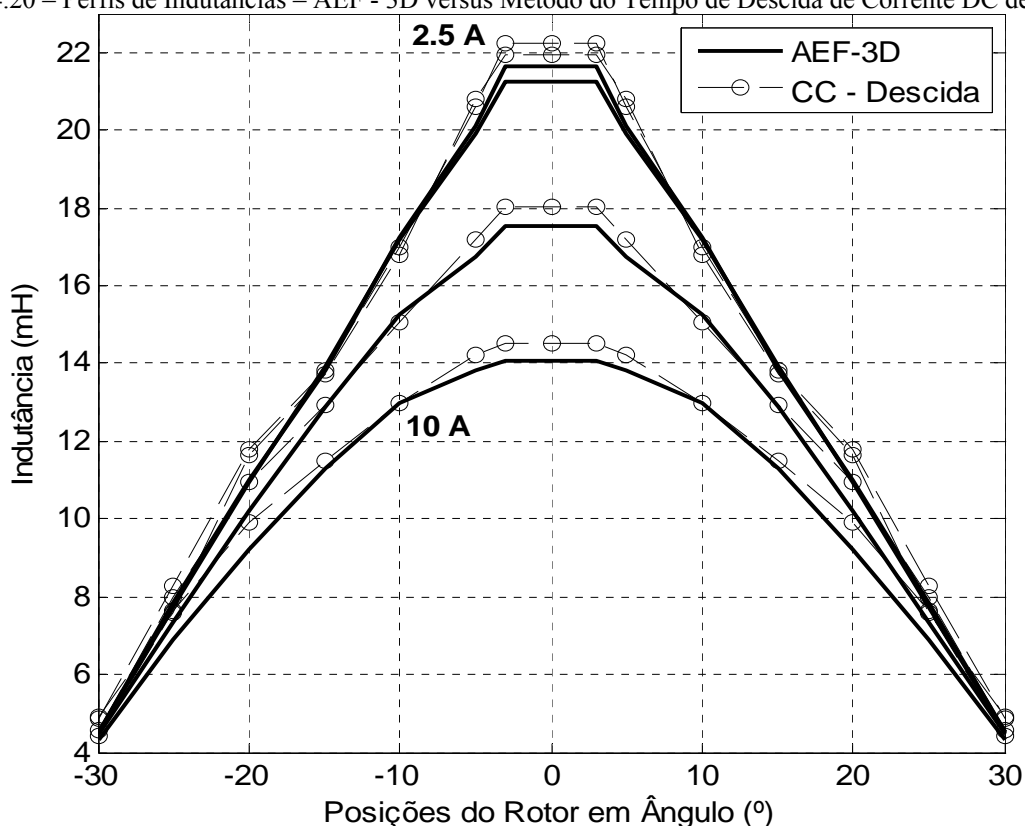
Posição (GRAUS)	Corrente (A)	Indutância (mH)		Diferença (%)
		Método dos Elementos Finitos – 3D	Método do tempo de subida de corrente DC de fase	
0°	2.5A	21.2426	22.3226	4,838
	5.0A	21.6523	22.7957	5,016
	7.5A	17.5505	18.3957	4,595
	10.0A	14.0709	14.8105	4,994
-15°	2.5A	13.9012	13.2054	-5,269
	5.0A	13.7986	13.3367	-3,463
	7.5A	12.8834	12.3818	-4,051
	10.0A	11.3146	11.4074	0,814
-30°	2.5A	4.5086	4.7506	5,094
	5.0A	4.5363	4.7506	4,511
	7.5A	4.4484	4.5553	2,347
	10.0A	4.3123	4.2123	-2,374

Fonte: Autor (2012).

O comportamento dos gráficos dos perfis de indutâncias explicados anteriormente quando da apresentação individual de cada método são validos também para as Figuras 4.18, 4.19 e 4.20, assim como a importância das Tabelas 4.5, 4.6 e 4.7 são validas para as Tabelas 4.8, 4.9 e 4.10.

As diferenças entre os métodos de simulação e experimentais tanto no diz respeito a valores quanto no diz respeito a comportamentos apresentados e relatados nos gráficos e tabelas sobre fluxo concatenado, são refletidos nos gráficos e tabelas sobre perfis de indutâncias.

Figura 4.20 – Perfis de Indutâncias – AEF - 3D versus Método do Tempo de Descida de Corrente DC de Fase.



Fonte: Autor (2012).

As oscilações percebidas nos gráficos das Figuras 4.10 e 4.11 e que foram acentuadas nas Figuras 4.13 e 4.14 devido a influência das relações matemáticas envolvidas na correlação entre as variáveis fluxo concatenado, indutância e corrente, estabelecidas pela equação (2.3), conforme relatado no subitem 4.2 deste capítulo, são apresentadas de forma mais clara nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20, possibilitando uma melhor análise sobre este comportamento das curvas dos perfis de indutância.

Tabela 4.10 – Comparação e diferenças em porcentagem dos valores dos perfis de indutância entre a AEF - 3D malha tetraédrica e o método do tempo de descida de corrente DC de fase para três posições do rotor do MRRV e quatro degraus de corrente.

Posição (GRAUS)	Corrente (A)	Indutância (mH)		Diferença (%)
		Método dos Elementos Finitos – 3D	Método do tempo de descida de corrente DC de fase	
0°	2.5A	21.2426	21.9432	3,193
	5.0A	21.6523	22.2327	2,611
	7.5A	17.5505	18.0076	2,538
	10.0A	14.0709	14.5012	2,967
-15°	2.5A	13.9012	13.7263	-1,274
	5.0A	13.7986	13.8207	0,160
	7.5A	12.8834	12.9248	0,320
	10.0A	11.3146	11.5025	1,634
-30°	2.5A	4.5086	4.8990	7,969
	5.0A	4.5363	4.8813	7,068
	7.5A	4.4484	4.5847	2,973
	10.0A	4.3123	4.3979	1,946

Fonte: Autor (2012).

5 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, foi possível verificar a aproximação e coerência dos resultados obtidos a partir da simulação estática do modelo do MRRV pelo MEF, que é um método de análise com bastante eficácia e flexibilidade para análise de problemas que envolvam campos eletromagnéticos com predominância do efeito de saturação magnética (que é o caso do MRRV).

Verificou-se que dentre as malhas analisadas a tetraédrica apresentou resultados mais próximos dos resultados experimentais, portanto foi escolhida como ferramenta para a validação do projeto do MRRV. A geometria da máquina com formas curvilíneas, com pólos salientes, entreferro pequeno e varias posições para análise, contribuíram para o distanciamento dos resultados da malha hexaédrica em relação os dados dos métodos experimentais. A forma como os elementos são gerados, em camadas paralelas e orientadas no plano cartesiano, diferentemente dos tetraédricos que se adaptam as formas dos objetos, foram determinantes para o distanciamento dos seus resultados quando comparados com os dados experimentais.

Os três métodos experimentais apresentaram resultados muito próximos entre si, entretanto verificou-se que, dos métodos utilizados, os que apresentaram resultados mais próximos da análise pela AEF nas regiões lineares e de saturação das curvas de magnetização, foram os métodos do tempo de subida e de descida da corrente de fase.

O método de determinação da impedância com tensão CA apresentou bons resultados na região linear das curvas de magnetização com diferenças predominantemente menores que 10%, porém, na proporção em que se aproximou da região de saturação seu índice de erro cresceu significativamente principalmente nas curvas mais próximas da posição alinhada chegando a valores de diferenças entre os métodos maiores que 20%. Este método apresentou deformações nas formas de onda de corrente e tensão de fase, aproximadamente a partir de 5A. As referidas deformações foram se acentuando na proporção em que se aproximava da posição totalmente alinhada, esse fenômeno é atribuído ao processo de saturação magnética do núcleo da máquina. O mesmo dificultou as medições nessas regiões e curvas, inserindo erros na ferramenta de medição.

Apesar dos métodos do tempo de subida e do tempo de descida (extinção) da corrente de fase terem apresentado os resultados mais próximos dos resultados oriundos da análise pelo MEF, foram observados oscilações nos valores de indutância nesses métodos, ocasionados pela dificuldade de medição exata do tempo de subida e descida da corrente

devido aos pequenos valores de tempo (ms) e limitações das escalas das interfaces utilizadas, além das falhas humanas envolvidas devido ao processo manual de análise e coleta desse tempo.

As diferenças entre a AEF e o método de determinação da impedância com tensão CA sugerem a necessidade ou de um aprimoramento na forma de implementação dos sistemas de medição, buscando minimizar os efeitos do fenômeno de saturação, ou uma fragilidade da ferramenta computacional no estudo da região de saturação (não linear). Nos métodos de tempo de subida e de descida da corrente de fase as diferenças entre eles não ultrapassaram 10%, mostrando que esses métodos foram os que apresentaram menores distanciamentos entre os valores de fluxo concatenado quando comparados com os resultados AEF, porém o fato da medida das rampas de tempo de subida e descida serem obtidas visualmente e manualmente ocasionou algumas oscilações nos resultados, denotando a necessidade de implementação de um sistema de medição e captura totalmente automatizado para esses métodos.

O controle de temperatura e a manutenção do valor de resistência são indispensáveis para a realização de uma medição coerente. Neste trabalho constatou-se que, variações de temperaturas alteram os valores nominais das resistências, tanto da fase da máquina, quanto da externa que é ligada em serie. Neste sentido pequenas variações de temperatura podem acarretar grandes erros de medição principalmente se tratando dos métodos de subida e descida de corrente DC de fase, por usarem um modelo matemático com função logarítmica.

No método experimental de determinação da impedância com tensão CA observou-se uma tendência de redução do erro (diferenças) na região linear das curvas de magnetização, e, um aumento deste mesmo erro na região de saturação das respectivas curvas. Entretanto, os métodos do tempo de subida e do tempo de descida (extinção) da corrente de fase não apresentam aumento das diferenças entre esses métodos e o método de AEF em função do acréscimo da corrente de fase, nem tão pouco em função da proximidade do rotor da condição de totalmente alinhado (Tabelas 4.6 e 4.7). Embora seja observado um distanciamento entre as curvas dos respectivos gráficos na região de saturação devido ao aumento dos valores das grandezas envolvidas (corrente e fluxo concatenado). Conforme mostram as Figuras 4.16 e 4.17.

Para o estudo de eletromagnetismo com Elementos Finitos 3D faz-se necessário a utilização microcomputadores de alto desempenho, tendo em vista que, o tempo de simulação depende diretamente desse desempenho, e não é interessante passar muito tempo fazendo

simulação. Enquanto maior for o tempo, maior será o risco de perder dados caso aconteça uma pane no microcomputador. Uma análise entre tempo de simulação e valor agregado com a simulação 3D quando comparada com a simulação 2D é imprescindível.

Desta forma, aprofundar os estudos e contribuições oriundos deste trabalho, com vistas a consolidar e aclarar os conhecimentos e técnicas envolvidas em todas as etapas de projeto e concepção das máquinas de relutância, bem como, seus sistemas de acionamento e controle é de suma importância para desenvolvimento e avanço das máquinas elétricas.

Com base no exposto acima serão apresentadas algumas propostas de trabalhos futuros:

- Utilização de microcomputadores de alto desempenho para efetuar simulações utilizando o método dos elementos finitos na caracterização eletromagnética estática dos MRRV;
- Utilização de sensores de corrente e tensão mais sensíveis e precisos para trabalhar com correntes baixas (abaixo de 2A);
- Desenvolvimento de uma ferramenta computacional para detecção e captura automática dos tempos de subida e descida de corrente DC de fase, dos métodos experimentais utilizados na validação do método dos elementos finitos;
- Melhoramento do *layout* da bancada de ensaio, para minimizar interferências e ruídos;
- Aplicação de *software* de simulação que permita efetuar simulações 2D e 3D no mesmo *software* para comparar desempenho;
- Estudo sobre análise térmica, acústica e vibracional dos MRV's, através dos elementos finitos como forma de ampliar a caracterização dos MRV's para além dos parâmetros eletromagnéticos estáticos;
- Implementação do método "sensorless" para acionamento da máquina a partir dos dados oriundos deste trabalho de caracterização eletromagnética estática;
- Ampliação do mecanismo de medição angular do rotor para degraus angulares menores que 5°;
- Desenvolvimento de protótipos com outras topologias, para estudo comparativo entre elas.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, R. N. C., “Estratégias de controle de corrente para uma máquina à relutância variável”, dissertação de mestrado, UFC, 2007.

ANDRADE, D.A., KRISHNAN, R., “Characterization of Switched Reluctance Machines Using Fourier Series Approach”, IEEE Industry Applications Conference. Thirty-sixth IAS annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, September 2001.

BERNADELLI, V. R., *et al.*, “Proposta de estratégia para melhoria do perfil de conjugado de motores a relutância variável”, Congresso Brasileiro de Automática, (CBA – 2008), Juiz de Fora 2008.

BERNARDELI, V. R., “Controle de conjugado em motores a relutância variável multifásicos”, dissertação de mestrado, Universidade Federal de Uberlândia – UFU, 2008.

BORGES, T. T., “Motor a relutância chaveado com controle fuzzy e detecção indireta de posição”. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia – UFU, 2002.

COSTA, R. S., *et al.*, “Motor a relutância chaveado monofásico”, XV Congresso Brasileiro de Automática, (CBA – 2004), Gramado 2004.

FISH, J., BELYTSCHKO, T., “A First Course in Finite Elements”, England, John Wiley & Sons, Ltd, 2007.

FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, C. JR., UMANS, S. D., “Electric Machinery”, 6th edition, McGraw-Hill, 2003.

GOBBI, R., SAHOO, N. C., RAJANDRAN, R. V., “Rising and falling current methods for measurement of flux-linkage characteristics of switched reluctance motors: a comparative study”, Proceedings of the First International Power and Energy Conference (PECon), Putrajaya Malaysia, November 2006.

KRISHNAN, R., “Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications”, CRC Press, 2001.

LE-HUY, H., BRUNELLE, P., “A versatile nonlinear switched reluctance motor model in Simulink using realistic and analytical magnetization characteristics”, Industrial Electronics Society – IECON 2005, 31st annual Conference of IEEE, 2005.

LIMA, R. S. G., “Autosintonia de controladores PI para malha de corrente de uma máquina à relutância variável”, dissertação de mestrado, UFC, 2006.

MAMEDE J. F., “Instalações elétricas industriais”, 7ª Edição, Rio de Janeiro, LTC, 2007.

MAŠIĆ, Š., *et al.*, “The effects of magnetic circuit geometry on characteristics of switched reluctance motors”, IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC) 2011.

MILLER, T. J. E., “Electronic control of switched reluctance machines”, Newnes Power Engineering Series, 2001.

MILLER, T.J.E., “Optimal Design of Switched Reluctance Motors”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO. 1, FEBRUARY 2002.

MILLER, T.J.E., MCGILP, M.I., OLARU M., “Finite elements applied to synchronous and switched reluctance motors”, IEE Seminar: Current trends in the use of finite elements (FE) in electromechanical analysis and design, January 2000, London.

OLIVEIRA, D. N., “Proposta e implementação de sistema para caracterização eletromecânica estática e dinâmica de motores rotativo e linear de relutância chaveada”, dissertação de mestrado, UFC, 2008.

OLIVEIRA, D. N., PONTES, R. S. T., “Comparison of simulation and measurement methods of the static magnetization characteristics of a low power LSRM”, Proceedings of the XVIII International Conference on Electrical Machines, Vilamoura Portugal, September 2008a.

OLIVEIRA, D. N., PONTES, R. S. T., “Comparison of simulation and measurement methods of the static magnetization characteristics of a 1 hp RSRM”, Proceedings of the XVIII International Conference on Electrical Machines, Vilamoura Portugal, September 2008b.

PERRIARD, Y., “Reluctance motor and actuator design: Finite-Element model versus analytical model”, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 40, NO. 4, JULY 2004.

PETRUS, V., *et al.*, “Design and comparison of different switched reluctance machine topologies for electric vehicle propulsion”, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, 2010 Rome.

RAVICHANDRAN, M.H., *et al.*, “A simplified design methodology for switched reluctance motor using analytical and Finite Element method”, International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems – PEDES 2006, December 2006.

REIS, L. L. N., *et al.*, “ZCS and ZVS Power Converters Topologies for Switched Reluctance Machine Drivers”, Brazilian Power Electronics Conference, SOBRAEP/UFSC, dezembro 1999.

SERAFIM, E. S., “Influência dos parâmetros geométricos no comportamento vibracional e acústico de um motor de relutância chaveado”, tese de doutorado, UFSC, 2002.

SILVA, W. A., “Sistema de acionamento com motor de relutância variável e controle de corrente e velocidade”, Monografia de graduação, UFC, 2010.

SILVEIRA, A. W. F. V., “Controle de tensão na carga para motor/gerador a relutância variável de três fases”, tese de doutorado, Universidade Federal de Uberlândia – UFU, 2011.

SOARES, F., COSTA BRANCO P. J., “Simulation of a 6/4 switched reluctance motor based on Matlab/Simulink environment”, IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, VOL. 37, NO. 3 JULY 2001.

SOBREIRA, F. B., “Controle de velocidade aplicado a um sistema de acionamento com motor de relutância variável”, dissertação de mestrado, UFC, 2008.

SOUZA, M., “inclusão do meio UPML no método dos elementos finitos no domínio do tempo aplicado ao eletromagnetismo”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Paraná – UFPR, 2008.

SUNDARAM, M., NAVANEETHAN, P., VASANTHAKUMAR, M., “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, June 2009.

TEIXEIRA, V. S. C., “Projeto de motores a relutância variável e ferramenta computacional para determinação das características estáticas da máquina”, dissertação de mestrado, UFC, 2008.

WEI WU, *et al.*, “Design optimization of a switched reluctance motor by electromagnetic and thermal Finite-Element analysis”, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 39, NO. 5, SEPTEMBER 2003.

WEILI, L., MAN S., FEI H., “Optimal design and Finite Element analysis of switched reluctance motor for electric vehicles”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September, 2008, China.

WOLFF, J., NOVENDER W. -R., “Magnetic design of a switched reluctance motor for electric power tools”, Compatibility in Power Electronics – CPE 2007 – Conference, June 2007.

ANEXO(S)

ANEXO A - Informações sobre a máquina estudada nesta dissertação

Nesta dissertação foi utilizada uma MRRV de 1 cv, cujo o projeto foi totalmente desenvolvido no Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica (GPAR) do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC) (TEIXEIRA, 2008; OLIVEIRA, 2008). As características de projeto desta máquina são mostradas a seguir.

O motor rotativo de relutância variável (MRRV) foi projetado em (TEIXEIRA, 2008) e têm suas principais características mecânicas e elétricas descritas nas Tabelas A.1 e A.2, além de fotos do protótipo nas Figuras A.1, A.2, A.3 e A.4, bem como, algumas dimensões mecânicas fundamentais representadas nas Figuras A.5 e A.6.

Tabela A.1 – Principais características mecânicas do MRRV.

Parâmetro	Valor	Unidade
Velocidade nominal ($\omega_{M(NOM)}$)	2.000	rpm
Número de pólos do estator (N_{PE})	6	pólos
Número de pólos do rotor (N_{PR})	4	pólos
Comprimento da pilha do núcleo magnético (L_N)	45	mm
Diâmetro externo (D_{EXT})	120	mm
Espessura da culatra do estator (h_{CE})	9,3	mm
Altura do pólo do estator (h_{PE})	20,7	mm
Comprimento angular da sapata polar do estator (β_{PE})	30	°
Comprimento angular da ranhura do estator (β_{RE})	30	°
Comprimento do entreferro de ar (l_g)	0,25	mm
Comprimento angular da sapata polar do rotor (β_{PR})	34	°
Comprimento angular da ranhura do rotor (β_{RR})	56	°
Altura do pólo do rotor (h_{PR})	6,2	mm
Espessura da culatra do rotor (h_{CR})	9,3	mm
Diâmetro do eixo (D_{EIXO})	28,5	mm
Número de espiras por fase (N_{ESP})	110	espiras

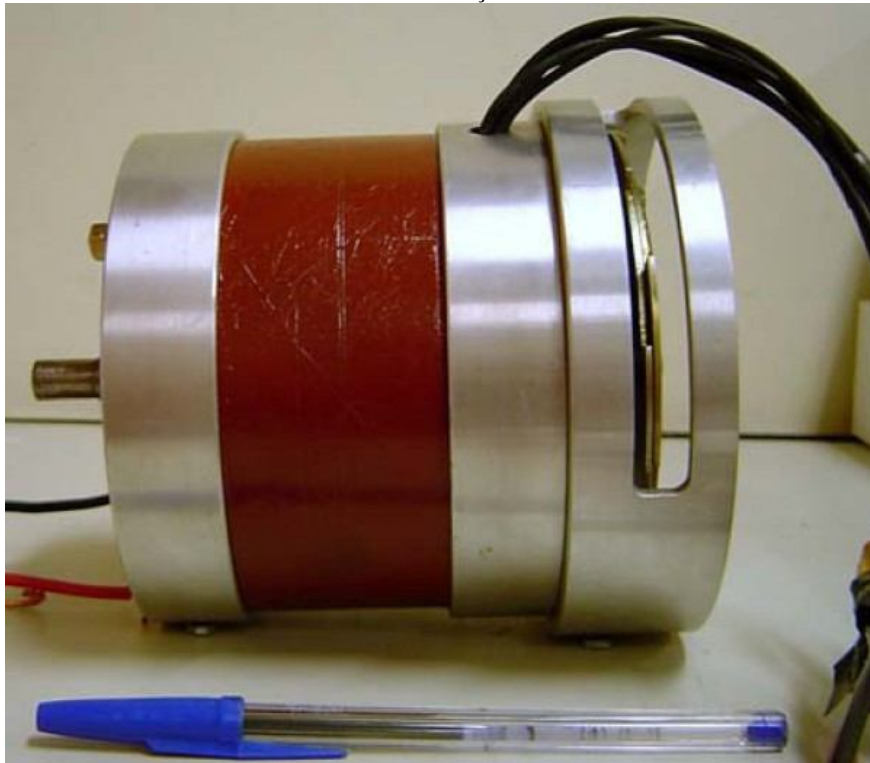
FONTE: Oliveira (2008).

Tabela A.2 – Principais características elétricas do MRRV.

Parâmetro	Valor	Unidade
Número de fases (q)	3	fases
Potência nominal de saída ($P_{(NOM)}$)	1	cv
Tensão de fase – valor nominal ($V_{(NOM)}$)	120	Vcc
Corrente de fase – valor nominal ($I_{(NOM)}$)	10	Acc
Resistência de fase – valor medido - médio ($R_{(MEDIDO)}$)	0,45	Ω
Material do núcleo magnético	E-230	-

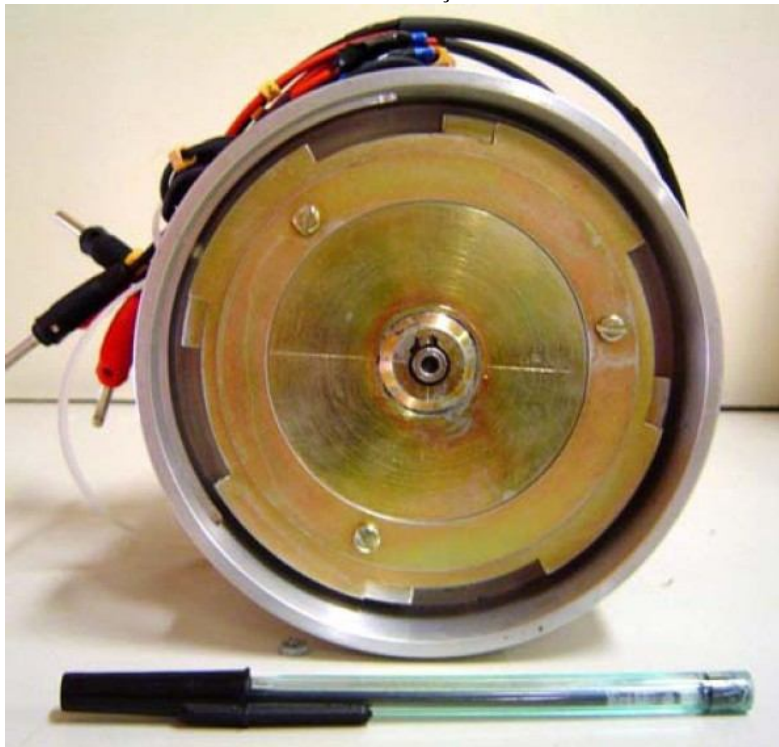
FONTE: Oliveira (2008).

Figura A.1 – Vista lateral do MRRV utilizado nesta dissertação.



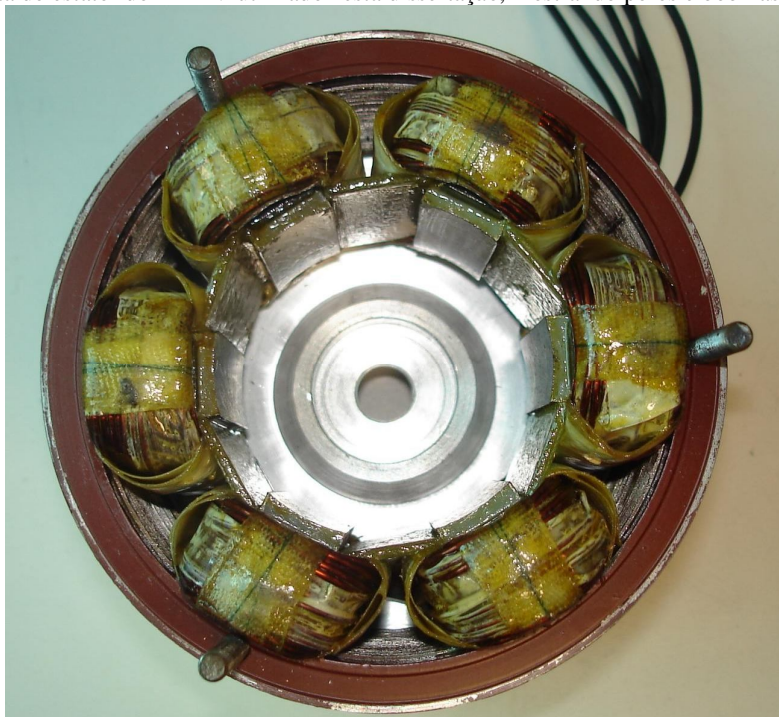
FONTE: Oliveira (2008).

Figura A.2 – Vista traseira do MRRV utilizado nesta dissertação.



FONTE: Oliveira (2008).

Figura A.3 – Vista do estator do MRRV utilizado nesta dissertação, mostrando pólos e bobinas.



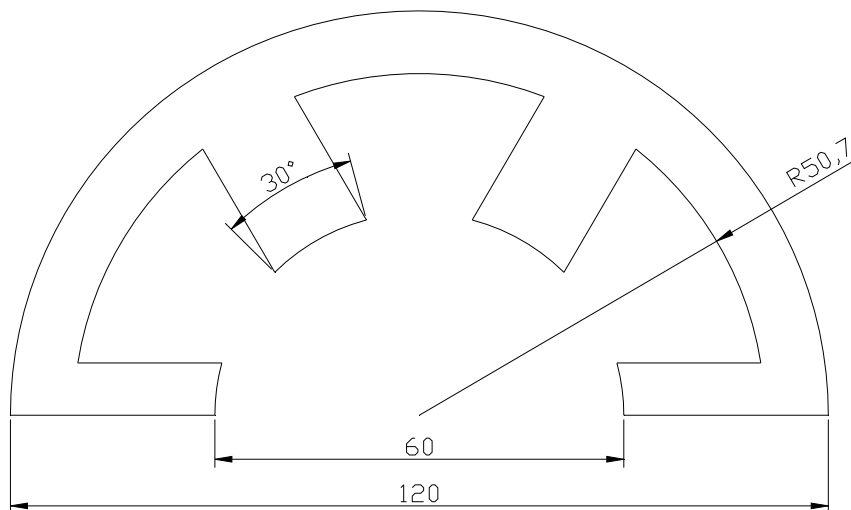
FONTE: Oliveira (2008).

Figura A.4 – Vista do rotor do MRRV utilizado nesta dissertação, mostrando pólos e eixo.



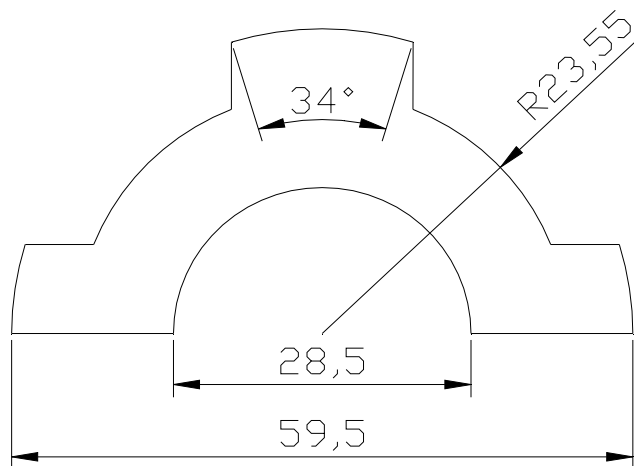
FONTE: Oliveira (2008).

Figura A.5 – Algumas dimensões mecânicas fundamentais (em milímetros e graus) do estator do MRRV.



FONTE: Autor (2012).

Figura A.6 – Algumas dimensões mecânicas fundamentais (em milímetros e graus) do rotor do MRRV.



FONTE: Autor (2012).