

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME HOMRICH

**MÉTODOS PARA DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DE
MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES**

Porto Alegre

2016

GUILHERME HOMRICH

**MÉTODOS PARA DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DE
MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Energia.

ORIENTADOR: Ály Ferreira Flores Filho

Porto Alegre

2016

GUILHERME HOMRICH

MÉTODOS PARA DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DE MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica em e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS

Doutor pela University of Wales College of Cardiff – Gales

Banca examinadora:

Prof. Dr. Carlos Guilherme da Costa Neves, UNIPAMPA

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Luís Alberto Pereira, UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern – Kaiserslautern, Alemanha

Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

Porto Alegre, Julho de 2016.

DEDICATÓRIA

Este trabalho é dedicado aos meus pais e irmãos.

AGRADECIMENTOS

À minha família.

À minha querida Gabriela, pela força, apoio e compreensão.

Ao meu orientador, pelo empenho em tornar este trabalho cada vez melhor, e aos Professores do LMEAE que sempre contribuíram com as ideias aqui presentes.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

Aos colegas LMEAE pelo auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o mestrado. Em especial, Paulo Roberto Eckert, Jefferson Oliveira, Valdirene Verdun, Igor Pasa, Felipe Treviso e Vellington Neuman.

Aos bolsistas de iniciação científica do LMEAE Christopher Andrews, Fabio Firmo e Gabriel Pavão.

À CAPES pela provisão da bolsa de mestrado

RESUMO

A teoria de duplo eixo é geralmente utilizada para modelar e caracterizar máquinas síncronas de polos salientes. O conhecimento das indutâncias de eixo direto e eixo em quadratura são fundamentais para o desenvolvimento destes modelos e para o projeto de controladores destas máquinas. No entanto, métodos tradicionais para determinação destas indutâncias através de ensaios tornam-se impraticáveis em máquinas síncronas de ímãs permanentes pela impossibilidade de controlar a corrente de campo. Recentemente, a IEEE publicou o Std. 1812, chamado *Trial-Use Guide for Testing Permanent Magnet Machines*, que pode servir de guia para obtenção da reatância de eixo direto X_d . Esta norma não sugere formas de determinar a reatância de eixo em quadratura X_q , mas existem diferentes métodos para calcular este parâmetro a partir de dados coletados em testes, geralmente envolvendo medição de ângulo de carga. O objetivo deste trabalho é propor e analisar dois métodos alternativos para determinar as reatâncias do modelo de duplo eixo através de ensaios aplicados a um gerador síncrono de ímãs permanentes (GSIP) de 1,5 kW. O primeiro é baseado em predição de ângulo de carga e o segundo é baseado em medição de ângulo de carga. O primeiro combina ensaios a vazio e de curto circuito com análise do diagrama fasorial para descrever o ângulo de carga como função de grandezas elétricas facilmente mensuráveis. O segundo propõe um método de medição de ângulo de carga com auxílio de um *encoder* incremental. Resultados comprovam que é possível determinar indutâncias do modelo de duplo eixo com as equações desenvolvidas desde que o conteúdo harmônico não seja elevado.

Palavras-chave: Máquina síncrona de ímãs permanentes, Reatância de eixo direto e Reatância de eixo em quadratura.

ABSTRACT

The two axis theory is generally used to model and analyse the permanent magnet machines performance. Motors and generators parameters such as d - and q -axis inductances are very important for the machine model development and control design. Nevertheless, traditional methods of determining parameters by testing become unfeasible by the impossibility of controlling the field current. Recently the IEEE published the Std. 1812, called *Trial-Use Guide for Testing Permanent Magnet Machines*, which can be used to help with X_d determination, however there are no procedures for X_q determination in this guide. In most cases, X_q is calculated processing test data and can be obtained from different kinds of techniques, usually involving load angle measurement. The goal of this study is to propose and analyze two alternative methods for determining the Permanent Magnet Generator (PMG) parameters using data from experimental tests applied to a 1.5 kW wind generator. The first one combines no-load and short-circuit tests with phase diagram analysis. The main idea of this method is describing load angle as a function of easily measurable quantities of generator operation. The second proposes a load angle measurement method with the aid of an incremental encoder. Results shows that it is possible to determine inductances of the dq model with the developed equations in this dissertation if the harmonic content is not high.

Keywords: Synchronous Machine. Permanent Magnet Generator and parameters extraction.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
2	TEORIA DE MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES	21
2.1	APLICAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES COMO GERADOR	21
2.2	O MODELO $D-Q$ APLICADO À MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES	24
3	NORMAS E MÉTODOS EXISTENTES PARA DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS ATRAVÉS DE ENSAIOS	33
3.1	A NBR 5052	33
3.1.1	ENSAIO DE SATURAÇÃO À VAZIO	35
3.1.2	ENSAIO DE CURTO-CIRCUITO TRIFÁSICO PERMANENTE	37
3.1.3	MÉTODOS DE DETERMINAÇÃO	38
3.2	O IEEE 115	42
3.2.1	MÉTODOS DE DETERMINAÇÃO	44
3.3	ALTERNATIVAS PARA MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES.....	45
3.4	O IEEE 1812	46
4	DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA.....	53
4.1	PREDIÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA	53
4.2	MÉTODO DESENVOLVIDO PARA MEDIÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA.....	57
5	MÉTODOS DESENVOLVIDOS	75
5.1	CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA SOB TESTE	75
5.1.1	Estator	75
5.1.2	Rotor	77
5.2	CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS	80
5.2.1	TEKTRONIX PA4000	80
5.2.2	HBM GENESIS	82
5.3	DETERMINAÇÃO DE L_D	84
5.3.1	ESTIMAÇÃO DA TEMPERATURA DOS ÍMÃS.....	86
5.4	DETERMINAÇÃO DE L_Q	92
6	ANÁLISE DOS RESULTADOS	97
6.1	APLICAÇÃO DOS MÉTODOS MAC E PAC EM MÁQUINA SÍNCRONA COM ENROLAMENTO DE CAMPO.....	98
6.2	COMPARATIVO: BAIXO ESCORREGAMENTO E MÉTODOS MAC E PAC.....	113

2.3	MÉTODOS MAC E PAC APLICADOS EM MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES	117
6.3	APLICAÇÃO DE MÉTODO ESTÁTICO.....	128
7	CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES	137
	REFERÊNCIAS	141
	APÊNDICE: DADOS ADQUIRIDOS PELO HBM GENESIS	144
	ANEXO: FÓRMULAS UTILIZADAS PELO INSTRUMENTO PA 4000	150

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Configurações de rotores típicos de máquinas síncronas de ímãs permanentes. Fonte: BIM, 2009.....	24
Figura 2	Identificação do ângulo espacial do rotor. Fonte: BIM, 2009.....	26
Figura 3	Variação da indutância em máquinas de polos salientes (a) Indutância máxima L_{max} quando $\theta_r = 0$; (b) Indutância mínima L_{min} quando $\theta_r = 90^\circ$; (c) L_{as} em função de θ_r . Fonte: BIM, 2009.....	26
Figura 4	Transformação do sistema trifásico para o sistema $d-q$. Fonte: BOLDEA, 2006.....	31
Figura 5	Característica à vazio e de curto-circuito trifásico permanente. Fonte: ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 1984.	36
Figura 6	Determinação de Xq pelo método de baixo escorregamento. Fonte: ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 1984.....	39
Figura 7	Referência para determinação da resistência de cada fase.	41
Figura 8	Configuração do teste de curto-circuito. Fonte: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2014.	49
Figura 9	Diagrama fasorial de uma máquina síncrona de polos salientes.....	54
Figura 10	Representação dos fasores observados para medir ângulo de carga.	59
Figura 11	Acoplamento mecânico do <i>encoder</i> incremental.	59
Figura 12	Partes constituintes e sinais de saída de um <i>encoder</i> incremental. Fonte: http://www.ebah.com.br/content/ABAAAAaVUAB/manual-encoder , acessado em 28/07/2016.	60
Figura 13	Fluxograma com os passos para executar a medição do ângulo de carga.	62
Figura 14	Aquisição simultânea da tensão de fase do gerador e da posição angular do rotor.	63
Figura 15	Passos do processo de medição do ângulo de carga.	64
Figura 16	Construção de bobina exploratória.....	65
Figura 17	Tensões de bobina exploratória, de fase e de fase filtrada a vazio com suas respectivas defasagens em relação à referência mecânica.....	67
Figura 18	Detalhamento da largura dos pulsos de defasagem a vazio.	67
Figura 19	Conteúdo harmônico da tensão de fase a vazio.	68
Figura 20	Detalhamento da largura dos pulsos de defasagem da tensão de linha e da tensão de fase filtrada a vazio.	68
Figura 21	Conteúdo harmônico da tensão de linha a vazio.....	69
Figura 22	Tensões de bobina exploratória, de fase e de fase filtrada no ponto de operação nominal e suas respectivas defasagens em relação à referência mecânica.	70
Figura 23	Detalhamento da largura dos pulsos de defasagem com carga resistiva nominal....	70
Figura 24	Conteúdo harmônico da tensão de fase com carga resistiva nominal.....	71
Figura 25	Detalhamento da largura dos pulsos de defasagem da tensão de linha e da tensão de fase filtrada com carga resistiva nominal.	71
Figura 26	Conteúdo harmônico da tensão de linha com carga resistiva nominal.	72
Figura 27	Esquema de bobinagem do GSIP testado. Fonte: EBERLE S.A., [s.d].....	76
Figura 28	Dimensões do estator do GSIP.....	76
Figura 29	Dimensões do rotor, dos ímãs e direções de magnetização.	78
Figura 30	Alinhamentos do eixo magnético de uma das fases do estator com os eixos magnéticos do rotor (a) Alinhamento do eixo direto; (b) Alinhamento do eixo em quadratura	78
Figura 31	Segundo quadrante da curva de histerese dos ímãs de NdFeB sinterizados utilizados na construção do rotor. Fonte: FLORES FILHO, A. F.; HOMRICH, R. P.; NOGUEIRA I., 2003.	79
Figura 32	Rotor da máquina testada.	79

Figura 33	Inserção dos ímãs na primeira fase de projeto. Fonte: FLORES FILHO, A. F.; HOMRICH, R. P.; NOGUEIRA I., 2003.	80
Figura 34	Sistema de aquisição de dados portátil HBM Genesis. Fonte: HBM, 2014.	82
Figura 35	Conjunto de 6 entradas analógicas presente em um dos cartões de aquisição. Fonte: HBM, 2014.	83
Figura 36	Caso ideal em condição de curto-circuito.	85
Figura 37	PT100 utilizado na medição da temperatura do rotor.	87
Figura 38	Fonte de corrente presente no condicionador de sinal do medidor de temperatura.	88
Figura 39	Circuito de ajuste de <i>offset</i> presente no condicionador de sinal.	88
Figura 40	Estágio de ganho do condicionador.	89
Figura 41	Circuito condicionador de sinal utilizado para medição de temperatura do rotor.	90
Figura 42	Fixação do PT100 ao rotor do gerador.	90
Figura 43	Conexão do PT100 ao condicionador de sinal, feita através de anéis coletores e escovas de grafite.	91
Figura 44	Bancada de testes do gerador síncrono.	99
Figura 45	Características a vazio, de curto-circuito e indutância de eixo direto da MSEC.	99
Figura 46	Forma de onda dos sinais adquiridos de tensão a vazio de linha e de fase.	100
Figura 47	Corrente de curto-circuito e tensão fase-neutro durante o ensaio de curto-circuito.	101
Figura 48	Corrente de excitação aplicada à MSEC.	102
Figura 49	Determinação da indutância de eixo direto saturada para MSEC.	104
Figura 50	Variação do ângulo de carga δ medido e calculado devido aumento de carga resistiva.	104
Figura 51	Indutância de eixo direto na MSEC (a) L_d dado pelo método MAC; (b) L_d dado pelo método PAC.	105
Figura 52	Indutância de eixo em quadratura na MSEC (a) L_q dado pelo método MAC; (b) L_q dado pelo método PAC.	105
Figura 53	Indutâncias L_d e L_q resultantes dos métodos MAC e PAC (a) L_d obtido com MAC; (b) L_d obtido com PAC; (c) L_q obtido com MAC; (d) L_q obtido com PAC.	106
Figura 54	Tensões de eixo direto e quadratura em função da corrente calculadas com indutâncias dos métodos MAC e PAC (a) V_d , med (b) V_d , calc (c) V_q , med; (d) V_q , calc	107
Figura 55	Tensões de eixo direto e quadratura em função da potência calculadas com indutâncias dos métodos MAC e PAC (a) V_d , med; (b) V_d , calc; (c) V_q , med; (d) V_q , calc	107
Figura 56	Correntes de eixo direto e quadratura em função da potência (a) I_d , med ; (b) I_d , calc; (c) I_q , med ; (d) I_q , calc	108
Figura 57	Tensão terminal e potência ativa por fase (a) Tensão medida; (b) Tensão prevista $V_{\delta calc}$; (c) Tensão prevista $V_{\delta med}$; (d) Potência medida; (e) Potência prevista $P_{\delta med}$; (f) Potência prevista $P_{\delta calc}$	109
Figura 58	Comparativo da variação da indutância de eixo direto com cargas indutivas e resistivas (a) L_d pelo método MAC e aplicação de carga resistiva; (b) L_d pelo método PAC e aplicação de carga resistiva; (c) L_d obtido pela variação de indutância externa; (d) L_d pelo método PAC e aplicação de carga indutiva.	110
Figura 59	Variação da impedância de curto-circuito e variação da reatância externa aplicada.	111
Figura 60	Comparativo da variação da indutância de eixo em quadratura com cargas indutivas e resistivas. (a) L_q pelo método MAC com carga resistiva aplicada; (b) L_q pelo	

método PAC e carga resistiva aplicada; (c) L_q pelo método PAC com carga indutiva aplicada.	112
Figura 61 Locais da impedância síncrona Z_s no plano complexo.	112
Figura 62 Valores instantâneos de tensão e corrente no ensaio de baixo escorregamento. ...	114
Figura 63 Variação da impedância e dos valores eficazes de tensão e corrente no ensaio de baixo escorregamento.	114
Figura 64 Resistência, Reatância e Indutância adquiridos no ensaio de baixo escorregamento.	115
Figura 65 Arranjo montado para medição de temperatura do rotor.	119
Figura 66 Determinação da indutância de eixo direto saturada para MSIP.	120
Figura 67 Variação da indutância de eixo direto da MSIP com a corrente de curto-circuito (aplicação de reatâncias externas).....	121
Figura 68 Ângulo de carga δ medido e calculado na MSIP para aplicação de carga resistiva.	121
Figura 69 Variação da indutância de eixo direto na MSIP sob aplicação de carga resistiva (a) L_d pelo método MAC; (b) L_d pelo método PAC.	122
Figura 70 Variação da indutância de eixo em quadratura na MSIP sob aplicação de carga resistiva (a) L_q pelo método MAC; (b) L_q pelo método PAC.	122
Figura 71 Indutâncias L_d e L_q obtidas com os métodos MAC e PAC como função do ângulo de carga δ ; (a) L_d pelo método MAC (b) L_d pelo método PAC; (c) L_q pelo método MAC; (d) L_q pelo método PAC.	123
Figura 72 Regulação de tensão para aplicação de carga indutiva e resistiva na MSIP.	124
Figura 73 Correntes de eixo direto e quadratura em função da potência (a) I_d , med; (b) I_d , calc; (c) I_q , med; (d) I_q , calc.	125
Figura 74 Tensões de eixo direto e quadratura na MSIP em função da corrente calculadas com indutâncias dos métodos MAC e PAC (a) V_d , med (b) V_d , calc (c) V_q , med; (d) V_q , calc.	126
Figura 75 Locais da impedância síncrona de uma MSIP.	127
Figura 76 Definição do ângulo γ onde I é a corrente.....	129
Figura 77 Bancada de testes para ensaio estático.	130
Figura 78 Conexão do ensaio estático.	131
Figura 79 Conjugado em função do ângulo elétrico para diferentes níveis de corrente.	131
Figura 80 Determinação da diferença L_q-L_d	132
Figura 81 Resultado para os cálculos do fluxo concatenado.	133

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Comparativo de defasagens	72
Tabela 2 Resultado descrito como ângulo de caga para as diferentes defasagens medidas	73
Tabela 3 Indutâncias obtidas para a Máquina Síncrona com Enrolamento de Campo	117
Tabela 4 Efeito do aquecimento da máquina na tensão gerada	118
Tabela 5 Ensaio com rotor removido – Determinação da indutância de dispersão.....	126
Tabela 6 Resultados para o método estático.....	133
Tabela 7 Comparação de resultados entre método estático e método proposto	134

LISTA DE SÍMBOLOS

θ_r	Posição angular do rotor (graus)
λ_{PM}	Fluxo magnético concatenado dos ímãs do rotor (Wb)
λ_d	Fluxo magnético concatenado resultante de eixo direto (Wb)
λ_q	Fluxo magnético concatenado resultante de eixo em quadratura (Wb)
k_p	Fator de passo de bobina
θ_m	Ângulo mecânico coberto pela bobina (graus)
ρ_p	Passo polar (graus)
E_p	Tensão obtida na linha do entreferro (V)
E_{pm}	Tensão induzida (V)
I	Corrente eficaz de fase do estator (A)
I_d	Corrente eficaz de fase de eixo direto (A)
i_{dq0}	Matriz de correntes no modelo dq (A)
$I_{m\acute{a}x}$	Corrente eficaz máxima no ensaio de baixo escorregamento (A)
I_{min}	Corrente eficaz mínima no ensaio de baixo escorregamento (A)
I_q	Corrente eficaz de fase de eixo em quadratura (A)
L_{aa}	Indutância própria da fase a
L_{af}	Amplitude da indutância mútua entre a fase a do estator e o enrolamento de campo (H)
L_{as}	Indutância de magnetização da fase a (H)
L_{bb}	Indutância própria da fase b (H)
L_{bs}	Indutância de magnetização da fase b (H)
L_{cc}	Indutância própria da fase c (H)
L_{cs}	Indutância de magnetização da fase c (H)
L_d	Indutância de eixo direto (H)
L_{g2}	Amplitude da parcela variante da indutância dependente de θ_r (H)
$L_{m\acute{a}x}$	Valor máximo da indutância devido variação de θ_r (H)
L_{min}	Valor mínimo da indutância devido variação de θ_r (H)
L_q	Indutância de eixo em quadratura (H)
L_{s0}	Valor médio da indutância de magnetização (H)
L_{sl}	Indutância de dispersão (H)
M_{ab}	Indutância mútua das fases a e b (H)
M_{ar}	Indutância mútua entre fase a e enrolamento de campo (H)
M_{bc}	Indutância mútua das fases b e c (H)

M_{ca}	Indutância mútua das fases c e a (H)
P	Número de polos
$P(\theta_r)$	Matriz de transformação de Park
R_{ext}	Resistência da carga (Ω)
R_s	Resistência de armadura por fase (Ω)
T_e	Conjugado eletromagnético (Nm)
V_d	Tensão eficaz de fase de eixo direto (V)
v_{dq0}	Matriz de tensão terminal no modelo dq (V)
V_{fo}	Tensão nos terminais do enrolamento de campo (V)
V_{int}	Soma dos fasores de tensão terminal de fase e tensão na resistência do estator (V)
$V_{m\acute{a}x}$	Tensão eficaz máxima no ensaio de baixo escorregamento (V)
$V_{m\acute{i}n}$	Tensão eficaz mínima no ensaio de baixo escorregamento (V)
V_{oc}	Tensão eficaz de linha a vazio (V)
V_{ph}	Tensão eficaz de fase (V)
V_q	Tensão eficaz de fase de eixo em quadratura (V)
V_{res}	Tensão residual (V)
X_a	Reatância com rotor removido (Ω)
X_d	Reatância de eixo direto (Ω)
X_l	Reatância de dispersão (Ω)
X_L	Reatância da carga (Ω)
X_p	Reatância de Potier (Ω)
X_q	Reatância de eixo em quadratura (Ω)
Z_{ext}	Impedância da carga (Ω)
δ	Ângulo de carga (graus)
λ_{dq0}	Matriz de fluxo concatenado no modelo dq (Wb)
φ	Ângulo do fator de potência (graus)
ρ	Passo de bobina (graus)

LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT: Associação Brasileira de Normas Técnicas

GSIP: Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes

GSEC: Gerador Síncrono de com Enrolamento de Campo

GUM: *Guide to the expression of uncertainty in measurement*

LMEAE: Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia

IEEE: *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

PPGEE: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

MAC: Medição de Ângulo de Carga

MSIP: Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes

MSEC: Máquina Síncrona com Enrolamento de Campo

PAC: Predição de Ângulo de Carga

RTD: *Resistance Temperature Detector*

1 INTRODUÇÃO

O constante desenvolvimento das Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes (MSIP), atualmente muito aplicadas tanto em motores (*brushless AC e DC*) quanto em geradores (principalmente eólicos), resultou em um aumento na demanda por máquinas desse tipo, principalmente daquelas que empregam ímãs permanentes de Neodímio-Ferro-Boro no rotor.

O principal objetivo deste trabalho é investigar diferentes formas de determinar reatâncias de eixo direto e eixo em quadratura desta categoria de máquina elétrica, especialmente quando opera como Gerador Síncrono. Tendo em vista a intermitência de sistemas de geração eólica baseado em Geradores Síncronos de Ímãs Permanentes (GSIP), conhecer formas adequadas de determinação de parâmetros do modelo do gerador é de suma importância para realizar o correto dimensionamento e parametrização dos conversores que o conectam à rede. Por mais que atualmente seja possível tirar proveito da alta eficiência e da robustez desse tipo de gerador, métodos tradicionais de determinação de parâmetros através de ensaios tornam-se inviáveis pela impossibilidade de controlar a corrente de campo ou desmagnetizar o rotor.

Assim como Máquinas Síncronas com Enrolamento de Campo (MSEC), a MSIP pode ser modelada como sendo de polos lisos ou polos salientes. Isto depende da distribuição dos ímãs no rotor da máquina. A inserção de ímãs dentro do rotor tem efeito semelhante ao de aumentar o entreferro equivalente na região da inclusão. O eixo direto é definido pela direção principal das linhas de fluxo, que pode ou não, ser a mesma direção de magnetização dos ímãs embutidos no rotor.

O cômputo dos parâmetros de MSIP é um assunto que tem recebido atenção especial nas duas últimas décadas por pesquisadores da área, justamente pela falta de normatização. Normas conhecidas de ensaios em máquinas síncronas como a NBR 5052 (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 1984) e o padrão IEEE 115 (INSTITUTE OF

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2009) não abordam determinação de parâmetros para geradores de ímãs permanentes. Até o início de 2014, nenhum documento normativo especial sobre o tema havia sido divulgado, apesar de alguns procedimentos de teste já serem bastante difundidos. Por isso, em fevereiro de 2015, a IEEE disponibilizou um documento chamado *Trial-Use Guide for Testing Permanent Magnet Machines* (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2014), que ainda não deve ser tratado como uma norma definitiva para testes de MSIPs. Muitas vezes, o escasso conteúdo normativo a respeito de ensaios que possibilitem determinar estes parâmetros, principalmente para máquinas de ímãs permanentes de grande porte, faz com que projetos dependam basicamente de dados de simulação ou de projeto. Logo, desenvolver equações que fornecerão os parâmetros com dados de operação da máquina e mínimo esforço por parte de bancadas de teste faz parte do escopo desta dissertação. Tais metodologias serão empregadas em um aerogerador projetado no Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia (LMEAE) da UFRGS e servirão como base de apoio para testes em outras máquinas com o mesmo tipo de excitação. Para reforçar a aplicabilidade dos métodos, um Gerador Síncrono de Enrolamento de Campo (GSEC) excitado com corrente constante deve emular o comportamento de um GSIP, fazendo com que seja possível comparar os resultados do equacionamento apresentado com métodos tradicionais de determinação.

Data de 1985 um dos primeiros trabalhos a tratar sobre assunto (CHALMERS et al., 1985), onde o autor estudou a variação do parâmetro X_q em um motor de ímãs permanentes para uma ampla faixa de variação de ângulo de carga. Segundo Chalmers, é possível considerar X_d constante, porque o entreferro efetivo do caminho magnético associado ao eixo direto é maior e, por consequência, sofre menos efeitos de saturação. O oposto ocorre para o caminho magnético de eixo em quadratura, que tem entreferro efetivo menor, e, em geral, sua variação é apresentada como função da corrente de eixo em quadratura. No mesmo trabalho, considerou-

se tensão induzida E_{pm} e a resistência de armadura por fase R_s constantes. Além disso, a medição do ângulo de carga, necessário para o cálculo das indutâncias, se fez através de um estroboscópio. Em 1994, o mesmo autor (CHALMERS, 1994) publicou um trabalho onde demonstrou que para uma MSIP com X_q pelo menos duas vezes maior que X_d , ocorre regulação de tensão negativa se operar como alternador, para um determinado trecho da curva de regulação (V x I) .

Em 1991, (MELLOR; CHAABAN; BINNS, 1991) apresentaram um método estático para obtenção tanto de X_q quanto X_d em motores de ímãs permanentes. Segundo o autor, não considerar variação da indutância no eixo direto, mesmo que ele contenha um entreferro equivalente maior, pode levar a resultados errôneos. O método consiste em bloquear o rotor em diferentes posições e avaliar a resposta da descarga do indutor de cada uma das fases da máquina. Os resultados são comparados a testes com carga, semelhantes àqueles propostos por Chalmers, sendo o motor acionado no sentido horário e no sentido anti-horário. Desta forma, Mellor provou experimentalmente que, para o tipo de rotor em questão, a obtenção dos parâmetros pode gerar resultados diferentes através de métodos com carga, dependendo do sentido de giro do rotor.

No estudo proposto por (ŠTUMBERGER; KREČA; HRIBERNIK, 1999), procurou-se determinar o valor das reatâncias do modelo de duplo eixo como uma função do ângulo de carga, onde através de um método numérico se estimou a variação da tensão induzida durante o processo de aumento de carga. Štumberger verificou que, quando há reação da armadura, a tensão induzida não é exclusivamente função da velocidade e da densidade de fluxo dos ímãs permanentes, uma vez que as componentes de fluxo de eixo direto não são produzidas apenas por correntes e ímãs permanentes de eixo direto, mas também por correntes e ímãs permanentes de eixo em quadratura. Similarmente, as componentes de fluxo magnético de eixo em quadratura são também afetadas por correntes e ímãs permanentes de eixo direto.

Além disso, pesquisadores trataram do tema tentando estabelecer formas de criar circuitos equivalentes ou formas de determinação através de método de elementos finitos. Referências (GUO et al., 2007) e (PETKOVSKA et al., [s.d.]) apresentam métodos de determinação de parâmetros através de elementos finitos. Em (ASSEM et al., 2012), descreve-se L_d e L_q em função das correntes I_d e I_q , realizando medição do ângulo de carga. O estudo do desempenho do gerador de ímãs permanentes para diferentes tipos de carga (inclusive cargas não lineares) foi realizado por (OLORUNFEMI, O., 1996), buscando compreender os efeitos da “saliência invertida”. No entanto, a maior parte dos trabalhos envolvendo determinação de parâmetros em máquinas com ímãs permanentes são para motores, a exemplo de (GIERAS, 2010) e (NEE, 2000), que descrevem analiticamente como estimar parâmetros de motores síncronos de ímãs permanentes.

No presente estudo, o cálculo dos parâmetros é realizado utilizando tanto dados de testes com a máquina parada quanto dados de testes com a máquina operando como gerador isolado. Além disso, predições da performance do gerador com base nos parâmetros calculados, alimentando diferentes tipos de cargas, serão comparadas com resultados de medições realizadas em campo. É possível realizar ensaios que dão origem a valores constantes das reatâncias de eixo direto e em quadratura ou expressá-los como função da corrente exigida pela carga. Sabe-se que as mudanças que ocorrem nas indutâncias dos eixos d e q estão relacionadas com a saturação dos caminhos de fluxo em cada um destes eixos. Procurou-se fazer uma avaliação da relevância de considerar ou não a variação desses parâmetros com a carga e o impacto que haveria no modelo caso essa variação não fosse levada em conta.

De maneira geral, o cálculo destas reatâncias para os métodos não estáticos está relacionado com algum tipo de medição ou predição do ângulo de carga. Este trabalho apresenta uma metodologia para medição de ângulo de carga, onde, através de um *encoder* incremental de 1024 pulsos por revolução, buscou-se propor um método alternativo aos tradicionalmente

aplicados. A proposta para a medição deste ângulo se diferencia pela maneira como os sinais de tensão terminal do gerador e de saída do *encoder* (informação de posição angular) são processados. Ao longo da apresentação dos métodos empregados, percebe-se que, no caso da MSIP testada, a distorção harmônica de tensão e corrente aumenta com acréscimo de carga, e isso dificulta consideravelmente o processamento dos dados coletados.

A variação da temperatura de operação impacta o valor dos parâmetros, pois tem relação com tensões obtidas no ensaio a vazio. Isso ocorre porque a densidade de fluxo magnético dos ímãs é função da temperatura. Ao final da dissertação, pretende-se avaliar o impacto da variação de temperatura na determinação das indutâncias da máquina. Para isso, uma estimativa da temperatura dos ímãs é feita com base na inserção de um RTD no rotor do gerador.

2 TEORIA DE MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES

Em geral, geradores síncronos são construídos com uma armadura de enrolamento trifásico no estator (embora também se encontre arranjos com número diferenciado de fases) e um enrolamento de campo (ou de excitação) no rotor. Além disso, geradores síncronos incluem outros caminhos de condução de corrente que podem ser induzidas em regime transitório, que é o caso dos enrolamentos amortecedores. Em outros casos, eles são inerentes ao projeto da máquina, como no caso de correntes induzidas que surgem no corpo de rotores sólidos de turbo-geradores. Em regime permanente, o efeito das correntes induzidas nos enrolamentos amortecedores é praticamente nulo e o campo girante do rotor é estático em relação ao campo de reação da armadura. Para rotação constante, a relação entre o campo resultante e tensão nos terminais do gerador é linear, desde que a máquina não esteja operando saturada. Pretende-se a seguir caracterizar a máquina síncrona em regime permanente, atendo-se aquelas com excitação a ímãs permanentes, avaliando os efeitos dos polos salientes.

2.1 APLICAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES COMO GERADOR

Por gerador síncrono de ímãs permanentes (GSIP), entende-se uma máquina síncrona sem escovas, com ímãs posicionados na direção radial ou axial e com enrolamentos concentrados ou distribuídos. Os ímãs podem ser superficiais ou embutidos no rotor, existem inúmeras configurações.

A amplitude e a frequência da tensão gerada em um GSIP são proporcionais à velocidade do acionamento mecânico. Em aplicações com máquinas primárias de velocidade constante, este tipo de gerador pode ter auto-regulação para algumas configurações de ímãs embutidos no rotor. Acionamentos com pequena variação de velocidade ($\pm 10\%$ a 15%) podem ser aceitáveis para cargas alimentadas por pontes retificadoras com capacitores em série e auto-regulação de tensão. No entanto, a maioria das aplicações requerem operação sob velocidade

variante, e neste caso, ter tensão constante com variação de carga, independente se a saída for CA ou CC, requer conversores estáticos implementados com controle em malha fechada.

A versatilidade dos GSIPs aplicados em conjunto com conversores faz com que as aplicações sejam cada vez mais frequentes. Caracteristicamente, eles têm alta densidade de conjugado e baixas perdas. A alta eficiência e alto fator de potência, permite encontrar conversores de custo razoável que, em muitos casos, torna o investimento total mais em conta que em geradores de indução ou geradores de relutância chaveada na mesma faixa de velocidade (BOLDEA, 2006).

Para aplicações automotivas, e quando a motorização não é necessária, GSIPs podem fornecer saídas em tensão controladas através de diodos retificadores e conversores *boost* CC-CC para potências entre 2 e 3 kW.

Faz-se uso de GSIP com controle de potência ativa e reativa em quatro quadrantes em *flywheels* com alta relação potência por peso (kW/kg). Essa combinação já foi aplicada em sistemas de armazenamento de energia para sistemas de potência (eliminação de subtensão) e para veículos espaciais. Outra aplicação típica de GSIPs é em turbinas a gás de alta velocidade (3 MVA a 18.000 rpm e 150 kW a 80.000 rpm), que, em geral, possuem essas máquinas diretamente acopladas, tirando proveito de sua alta eficiência.

As aplicações citadas são compreendidas por máquinas de seguinte topologia:

- Rotor cilíndrico com ímãs superficiais ou embutidos com entreferro radial.
- Rotor em forma de disco com ímãs superficiais ou embutidos com entreferro axial.

Em ambos os casos é possível encontrar enrolamentos concentrados ou distribuídos, sendo possível aplicar controle de corrente retangular ou corrente senoidal. No que diz respeito às cargas, classifica-se como:

- Carga CA passiva.
- Carga CC.

- Com tensão e frequência controlada e velocidade variável.

Os GSIPs de alta velocidade são diferentes em termos de construção do rotor: é necessária uma carcaça contra força centrífuga e uma gaiola de cobre (amortecedor) para reduzir perdas. Além disso, para alta frequência fundamental (acima de 1 kHz), implica o desenvolvimento de soluções especiais para evitar grandes perdas nos conversores.

Nas aplicações que envolvem potências elevadas, o enrolamento do estator e a geometria das lâminas utilizadas no núcleo são semelhantes àqueles usados nas máquinas convencionais de corrente alternada. Se o nível de potência for baixo, o enrolamento poderá ser do tipo concentrado, em vez de distribuído, mas é na geometria do rotor que estão as maiores diferenças entre essas máquinas, (BIM, 2009).

Para máquinas que têm ímãs fixados na superfície do rotor, conforme Figura 1(a), encontra-se rotores sólidos ou laminados. A espessura desses ímãs é tal que exigem entreferros grandes, e como eles apresentam permeabilidade magnética praticamente igual à do entreferro, a relutância ao longo do entreferro é praticamente constante e, portanto, as indutâncias de magnetização têm valores baixos e aproximadamente iguais. Por esse motivo, a máquina é analisada como sendo de polos lisos. A magnetização do material usado no ímã, geralmente realizada antes de sua colagem, é feita na direção radial. Os diâmetros dos rotores são relativamente pequenos e de baixa inércia. Uma desvantagem que as configurações com ímãs de superfície possuem em relação as que têm ímãs embutidos é a baixa robustez, sendo utilizadas em baixas velocidades.

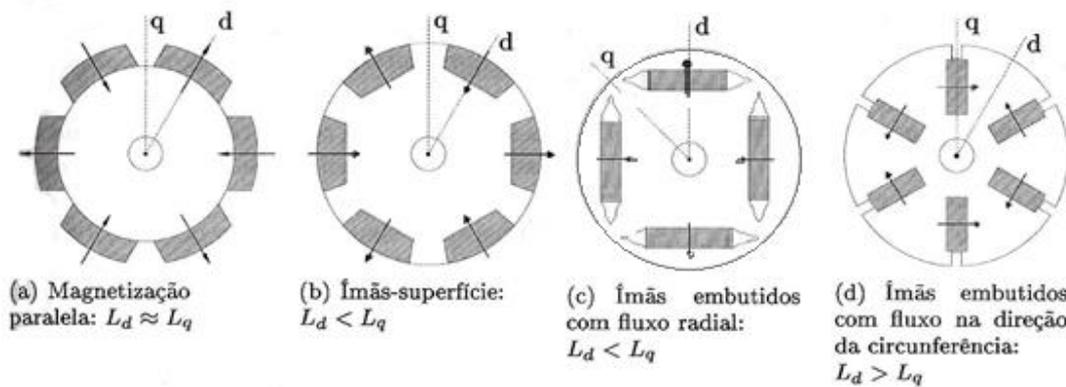


Figura 1 Configurações de rotores típicos de máquinas síncronas de ímãs permanentes. Fonte: BIM, 2009

Quando os ímãs são fixados na parte interna do rotor, deve-se distinguir aqueles que são parcialmente fixados na parte interna do rotor daqueles que estão totalmente embutidos no rotor. No primeiro caso, como é mostrado na Figura 1(b), os ímãs são encaixados em canais do rotor, com uma face voltada para o entreferro e não sendo envolta por nenhum material magnético. Como o entreferro na linha do ímã (eixo direto) é maior que aquele da região interpolar (eixo em quadratura), tem-se a indutância de eixo direto L_d menor que a indutância de eixo em quadratura L_q . No segundo caso, como os ímãs estão totalmente localizados no interior do rotor, têm-se dois tipos de magnetização: a radial, conforme Figura 1(c), e aquela em que a direção é a da circunferência, conforme Figura 1(d). No caso da magnetização radial e com os ímãs embutidos no rotor, a relutância de eixo direto é maior que a do eixo em quadratura, porque os ímãs têm permeabilidade magnética bem menor que a do ferro e, por consequência, nessas máquinas tem-se $L_q > L_d$. Quando a magnetização é na direção da circunferência, o eixo direto possui menor relutância e, portanto, $L_d > L_q$.

2.2 O MODELO d - q APLICADO À MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES

No início do processo de desenvolvimento de técnicas para a análise de máquinas síncronas, reconheceu-se que as análises podem ser muito simplificadas se forem realizadas num referencial em rotação com o rotor. Para tais análises, as correntes e tensões da armadura

são transformadas em dois conjuntos ortogonais de variáveis, um conjunto alinhado com o eixo magnético do enrolamento de campo, conhecido como eixo direto, e o outro alinhado a 90° elétricos do eixo magnético do rotor, conhecido como eixo em quadratura.

No entreferro de um GSIP existem duas fontes de campo, os ímãs permanentes do rotor e o campo de reação de armadura do estator. A presença de saturação magnética e a abertura das ranhuras (que torna o entreferro não uniforme), além da geometria do rotor, fazem com que a computação dos fluxos no entreferro de um GSIP seja um problema complexo, factíveis através de simulações 2D ou 3D em softwares que aplicam método numéricos. No entanto, para máquinas com ímãs na superfície do rotor, a influência da saturação magnética pode ser negligenciada, exceto se elevados níveis de corrente de carga sejam permitidos, caso possível em projetos com alta densidade de conjugado.

Antes de iniciar o estudo do modelo $d-q$, trata-se das matrizes indutância de máquinas síncronas, fundamentais para este tipo de análise. Sabe-se que as máquinas síncronas de polos salientes têm entreferro variável e o enrolamento do rotor é concentrado. O entreferro é máximo na linha média da região interpolar e mínimo na linha central dos polos do rotor. Portanto, a mesma fmm (força magnetomotriz) do estator produz fluxos magnéticos de valores desiguais (dado que o fluxo magnético é igual ao quociente da fmm pela relutância do caminho magnético), dependendo da sua posição espacial. Se o eixo do rotor estiver alinhado com o eixo magnético da fmm, a relutância do caminho é mínima, e a fmm estabelece um fluxo maior que aquele correspondente à posição interpolar. Consequentemente, as indutâncias próprias do estator se tornam dependentes da posição angular do rotor θ_r , como ilustrado na Figura 2 para uma máquina de dois polos, onde estão representados os eixos magnéticos do rotor e de uma das fases do estator.

Pela análise das Figura 3(a) e Figura 3(b), vê-se que o movimento do rotor altera periodicamente a relutância da trajetória do fluxo proveniente das fases e, conseqüentemente, a indutância própria de cada uma delas.

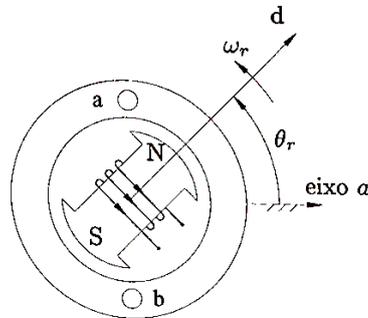


Figura 2 Identificação do ângulo espacial do rotor. Fonte: BIM, 2009.

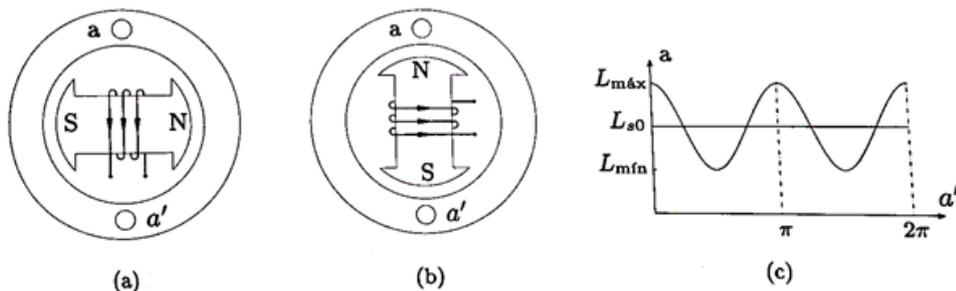


Figura 3 Variação da indutância em máquinas de polos salientes (a) Indutância máxima L_{max} quando $\theta_r = 0$; (b) Indutância mínima L_{min} quando $\theta_r = 90^\circ$; (c) L_{as} em função de θ_r . Fonte: BIM, 2009.

Observa-se na Figura 3(c) que a indutância do enrolamento em questão é o resultado da soma de um termo constante diferente de zero com outro dependente da posição do rotor θ_r que se supõe senoidal, uma vez que se admite distribuição senoidal dos campos magnéticos no entreferro. O valor máximo deste termo variante ocorre quando o eixo do campo está alinhado com o eixo da fase a do estator. Por esse alinhamento dar-se duas vezes por revolução do rotor, esse termo é uma componente harmônica espacial de segunda ordem e as equações das componentes de entreferro das indutâncias próprias de magnetização do estator para as fases a , b e c são respectivamente:

$$L_{as} = L_{s0} + L_{g2} \cos(2\theta_r) \quad (1)$$

$$L_{bs} = L_{s0} + L_{g2} \cos 2(\theta_r - 120^\circ) = L_{s0} + L_{g2} \cos(2\theta_r + 120^\circ) \quad (2)$$

$$L_{cs} = L_{s0} + L_{g2} \cos 2(\theta_r + 120^\circ) = L_{s0} + L_{g2} \cos(2\theta_r - 120^\circ) \quad (3)$$

onde L_{as} , L_{bs} e L_{cs} são as indutâncias próprias de magnetização em cada uma das fases do estator. O valor médio L_{s0} destas indutâncias e a amplitude L_{g2} da parcela variante dependente de θ_r são dados por

$$L_{s0} = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2}; \quad L_{g2} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \quad (4)$$

As indutâncias máximas L_{\max} e mínimas L_{\min} que compõem L_{s0} e L_{g2} podem ser determinadas de forma aproximada também por características construtivas (dados de projeto) da máquina (BIM, 2009), (LANGSDORF, 1955).

Para obter as indutâncias próprias totais de cada fase, soma-se a indutância de dispersão L_{sl} com a correspondente indutância de entreferro (relacionada ao fluxo não disperso). Logo:

$$L_{aa}(\theta_r) = L_{sl} + L_{as}(\theta_r) \quad (5)$$

onde L_{aa} é a indutância própria da fase a . Analogamente, se obtém as indutâncias próprias das fases restantes, dadas por L_{bb} e L_{cc} .

O fasor do fluxo concatenado com as fases b e c , quando apenas a fase a é excitada, pode ser interpretado como a projeção nestas fases do fluxo produzido pelo enrolamento da fase a que atravessa o entreferro. Em uma máquina trifásica, os eixos magnéticos das fases são 120° deslocados espacialmente entre si, então a projeção do fluxo médio da fase a sobre a fase b , resulta em uma indutância de valor $-L_{s0}/2$. O fluxo concatenado com o enrolamento da fase b é máximo quando o eixo direto do rotor estiver na linha simétrica entre os eixos de a e b , ou seja, quando $\theta_r = 60^\circ$. A indutância mútua M_{ab} entre as fases a e b do estator é dada por:

$$M_{ab} = M_{ba} = -\frac{L_{s0}}{2} + L_{g2} \cos 2(\theta_r - 60^\circ) = -\frac{L_{s0}}{2} + L_{g2} \cos(2\theta_r - 120^\circ) \quad (6)$$

De forma análoga, obtém-se as outras indutâncias mútuas dos enrolamentos de fase do estator, dadas por M_{bc} e M_{ca} . A indutância mútua M_{ar} entre estator e rotor são determinadas

apenas com o enrolamento do rotor excitado, e o eixo magnético do rotor está definido pela posição de menor entreferro.

$$M_{ar} = M_{ra} = L_{af} \cos(\theta_r) \quad (7)$$

onde L_{af} é a amplitude da indutância mútua entre a fase a do estator e o enrolamento de campo, a qual também pode ser calculada com dados de projeto da máquina. As indutâncias mútuas entre o rotor e as outras fases têm a mesma forma que a expressão (7), mas recebem um deslocamento angular conforme o eixo magnético da fase.

Uma vez conhecidas as indutâncias em função da posição do rotor, pode-se descrevê-las na forma matricial. Com o objetivo de se destacar a saliência dos polos nas expressões dessas indutâncias, a matriz indutância do estator pode ser escrita como a soma de duas parcelas.

$$[\mathbf{L}_s] = [\mathbf{L}_{s0}] + [\mathbf{L}_{g2}] \quad (8)$$

$[\mathbf{L}_s]$ é a matriz indutância própria da máquina, que é composta por uma matriz de elementos constantes $[\mathbf{L}_{s0}]$ e uma matriz com elementos dependentes da posição do rotor $[\mathbf{L}_{g2}]$.

Expandindo as duas parcelas, tem-se:

$$[\mathbf{L}_s] = \begin{bmatrix} L_{sl} + L_{s0} & -\frac{L_{s0}}{2} & -\frac{L_{s0}}{2} \\ -\frac{L_{s0}}{2} & L_{sl} + L_{s0} & -\frac{L_{s0}}{2} \\ -\frac{L_{s0}}{2} & -\frac{L_{s0}}{2} & L_{sl} + L_{s0} \end{bmatrix} + L_{g2} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r & \cos(2\theta_r - 120^\circ) & \cos(2\theta_r + 120^\circ) \\ \cos(2\theta_r - 120^\circ) & \cos(2\theta_r + 120^\circ) & \cos 2\theta_r \\ \cos(2\theta_r + 120^\circ) & \cos 2\theta_r & \cos(2\theta_r - 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Por analogia, a matriz indutância mútua estator-rotor é:

$$[\mathbf{L}_{sr}] = L_{af} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{ar} \\ M_{br} \\ M_{cr} \end{bmatrix} \quad (10)$$

A partir das matrizes indutância obtidas, é possível descrever a expressão matricial do fluxo concatenado para cada fase do estator, dados por λ_a , λ_b , e λ_c . Obtém-se isto multiplicando

a matriz de correntes trifásicas (i_a , i_b e i_c) pela matriz de indutância própria e somando-se ao produto da matriz indutância mútua estator-rotor pela corrente de campo i_f .

$$\begin{bmatrix} \lambda_a(t) \\ \lambda_b(t) \\ \lambda_c(t) \end{bmatrix} = [\mathbf{L}_{s0}] \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + [\mathbf{L}_{g2}] \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + [\mathbf{L}_{sr}] i_f \quad (11)$$

Nota-se que os dois primeiros termos estão relacionados com a indutância própria dos enrolamentos do estator e o terceiro termo com a indutância mútua estator-rotor. No caso de uma MSIP, não há enrolamentos de campo, então deve-se descrever a equação matricial como função da matriz de fluxos proveniente dos ímãs permanentes, dados por λ_{PMa} , λ_{PMb} , e λ_{PMc} :

$$\begin{bmatrix} \lambda_a(t) \\ \lambda_b(t) \\ \lambda_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ca}(\theta_r) \\ M_{ab}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{PMa}(\theta_r) \\ \lambda_{PMb}(\theta_r) \\ \lambda_{PMc}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (12)$$

As indutâncias mútuas e próprias do estator dependem de forma aproximadamente senoidal da posição θ_r somente para máquinas com ímãs embutidos, quando os enrolamentos estator são distribuídos. Quando os ímãs estão na superfície do rotor, as indutâncias do estator são independentes da posição angular, ou seja, os elementos da matriz indutância da equação (12) são constantes. Uma série de Fourier pode descrever a distribuição do fluxo no entreferro por parte dos ímãs, caso essa distribuição for trapezoidal.

$$\lambda_{PMa}(\theta_r) = \lambda_{PM1}(\theta_r) + \lambda_{PM2}(2\theta_r - \gamma_2) + \lambda_{PM3}(3\theta_r - \gamma_3) + \dots + \lambda_{PMn}(n\theta_r - \gamma_n) \quad (13)$$

γ_n é a fase associada à harmônica espacial de ordem n . As harmônicas pares ocorrem somente quando há inclinação dos polos no rotor, geralmente utilizado para reduzir o conjugado de relutância. Eventualmente sub-harmônicas espaciais também podem existir. Em forma matricial, a equação (13) no sistema de referência do rotor é:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{PMa}(\theta_r) \\ \lambda_{PMb}(\theta_r) \\ \lambda_{PMc}(\theta_r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{PM1} \cos(\theta_r) + \dots \\ \lambda_{PM1} \cos(\theta_r - 120^\circ) + \dots \\ \lambda_{PM1} \cos(\theta_r + 120^\circ) + \dots \end{bmatrix} \quad (14)$$

Assume-se no modelo de duplo eixo que as indutâncias mútuas e próprias do estator são constantes ou variam senoidalmente em função de $2\theta_r$. Em geral, o fluxo concatenado dos ímãs $\lambda_{PMa,b,c}$ nas fases do estator também variam senoidalmente. Eventuais harmônicas presentes na distribuição espacial de densidade de fluxo magnético dos ímãs podem ser inseridas na modelagem. Espera-se que o conteúdo harmônico do fluxo provoque pulsações no conjugado com correntes senoidais na velocidade síncrona, por isso, considerá-las na modelagem pode ser importante.

Para MSIPs, quando $L_q > L_d$, a saliência é invertida, e L_{g2} passa a ser negativo, exatamente o oposto de uma máquina síncrona de polos salientes convencional. Esse fato não significa que o modelo $d-q$ será menos eficiente para uma MSIP. A forma matricial do modelo para o caso de gerador, utilizando o sistema trifásico, que descreve as tensões de fase ($v_{pha,b,c}$) como função das correntes ($i_{a,b,c}$) e do fluxo concatenado resultante, é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{pha}(t) \\ v_{phb}(t) \\ v_{phc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d\lambda_a}{dt} \\ \frac{d\lambda_b}{dt} \\ \frac{d\lambda_c}{dt} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{sa} i_a(t) \\ R_{sb} i_b(t) \\ R_{sc} i_c(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_a(t) \\ \lambda_b(t) \\ \lambda_c(t) \end{bmatrix} = [\mathbf{Ls}] \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{PMa}(\theta_r) \\ \lambda_{PMb}(\theta_r) \\ \lambda_{PMc}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (16)$$

A conversão do sistema de referência é feita através da transformada de Park $[\mathbf{P}(\theta_r)]$, dada pela equação (17). Basicamente, esta matriz de transformação projeta as grandezas de um sistema trifásico em um sistema bifásico fictício, tendo como referencial o eixo direto e o eixo em quadratura do rotor. Esse conceito fica mais claro com a ilustração da Figura 4. A grande

vantagem dessa transformação é eliminar a dependência que as indutâncias possuem da posição angular do rotor.

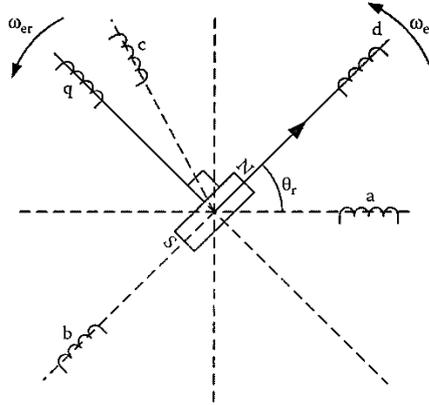


Figura 4 Transformação do sistema trifásico para o sistema d - q . Fonte: BOLDEA, 2006.

A transformada de Park muda o sistema de referência do estator para o rotor. Para que a transformada exista, é necessário introduzir grandezas de sequência zero na modelagem, que, no caso das correntes trifásicas, é igual à $(i_a + i_b + i_c)/3$.

$$[\mathbf{P}(\theta_r)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(-\theta_r) & \cos\left(-\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(-\theta_r) & \sin\left(-\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

A título de exemplo, a transformação das correntes trifásicas do estator para o sistema de coordenadas d - q é descrita como:

$$\begin{bmatrix} i_{dq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = [\mathbf{P}(\theta_r)] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (18)$$

Sendo o mesmo válido para as matrizes de tensões $[v_{dq0}]$ e fluxos $[\lambda_{dq0}]$ no sistema de coordenadas dq . Considerando distribuição senoidal do fluxo dos ímãs no entreferro e procedendo com as outras transformações relevantes, as equações que relacionam tensões e correntes no eixo direto (v_d e i_d) e no eixo em quadratura (v_q e i_q), respectivamente, são:

$$v_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q - i_d R_s \quad (19)$$

$$v_q = L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \lambda_{PM1}) - i_q R_s \quad (20)$$

Onde L_d e L_q as indutâncias de eixo direto e quadratura, ω_r é a velocidade angular do rotor, R_s é a resistência do enrolamento de fase do estator, λ_{PM1} é a amplitude da harmônica fundamental espacial do fluxo concatenado.

As equações (19) e (20) são a base para obtenção das indutâncias da máquina a partir da metodologia que será apresentada neste trabalho. Procurou-se neste capítulo, demonstrar a forma de obtê-las a partir da matriz indutância da máquina síncrona e da transformada de Park. Como as medidas dos testes serão tomadas em regime permanente, os termos dependentes da derivada das correntes serão nulos, possibilitando uma análise simplificada através de diagramas fasoriais.

3 NORMAS E MÉTODOS EXISTENTES PARA DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS ATRAVÉS DE ENSAIOS

Neste capítulo, pretende-se apresentar de maneira breve os aspectos mais relevantes de normas existentes para determinar parâmetros de geradores síncronos relacionados a esta dissertação. Outro objetivo é apresentar alternativas, provenientes de trabalhos de pesquisa, que tratam do mesmo tema, mas em MSIP.

3.1 A NBR 5052

A norma brasileira 5052, chamada *Máquina Síncrona – Ensaio*, publicada em 1984, tem como objetivo estabelecer padrões para os ensaios realizados em Máquinas Síncronas (MS) responsáveis por caracterizar máquinas síncronas. Essa caracterização envolve determinação de parâmetros e especificação de desempenho de motores e geradores síncronos. Se tratando de grandezas de máquinas síncronas (vide item 3.17 da referida norma), não se exige a execução de um ou todos os ensaios descritos. A execução deles deve ser feita mediante acordo entre fabricante e comprador. Os métodos experimentais de determinação descritos nesta norma correspondem à teoria dos dois eixos das máquinas síncronas. A representação é aproximada de todos os circuitos adicionais ao enrolamento de excitação e aos circuitos estacionários relacionados a este por meio de dois circuitos equivalentes: um ao longo do eixo direto e outro ao longo do eixo em quadratura, desprezando-se a resistência de armadura ou a levando em conta somente de maneira aproximada. Embora a NBR 5052 estabeleça ensaios para determinação de reatâncias transitórias e subtransitórias, trata-se aqui apenas dos métodos experimentais para determinação de reatâncias de eixo direto, eixo em quadratura e de dispersão, uma vez que as MSIP não possuem enrolamentos de campo ou amortecedores, salvo casos especiais de máquinas mistas.

As grandezas de MS variam com a saturação dos circuitos magnéticos. Na prática utilizam-se tanto valores saturados como os valores não saturados. Para a NBR 5052, salvo quando informado, considera-se como “valor saturado” de uma grandeza o seu valor sob tensão nominal (da armadura) e como “valor não saturado” o seu valor sob corrente nominal (da armadura), para todas as grandezas, exceto a reatância síncrona que não é definida como valor saturado.

Assim como o IEEE 115 que será tratado item 3.2, a NBR 5052 também apresenta vários tipos de testes de conformidade, determinação de perdas e rendimento, determinação da corrente de campo nominal e de conjugado máximo. Trata-se aqui dos testes relevantes para atingir o objetivo do trabalho, que é a determinação das grandezas para o modelo de duplo eixo da máquina síncrona.

3.1.1 ENSAIO DE SATURAÇÃO À VAZIO

O ensaio de saturação à vazio pode ser executado das seguintes formas:

- Acionando-se a máquina sob teste como gerador por meio de motor apropriado.
- Operando-se a máquina sob teste como motor a vazio por meio de uma fonte de tensão trifásica simétrica.
- Durante o retardamento da máquina em teste.

Durante este ensaio, a corrente de excitação, a tensão de linha e a frequência devem ser medidas simultaneamente. A corrente de campo deve ser modificada gradualmente, em degraus das tensões mais levadas às mais baixas, com pontos distribuídos uniformemente. Se possível, deve-se partir do valor da tensão correspondente à excitação com carga nominal, mas não com menos de 1,3 vezes a tensão nominal da máquina em teste, prosseguindo-se até 0,2 vezes esta tensão nominal, a não ser que a tensão residual seja maior. Deve-se medir a tensão residual do gerador quando a corrente de campo é reduzida a zero. Se o ensaio de saturação a vazio for realizado com a MS operando como motor, torna-se necessário medir a corrente de armadura adicionalmente às grandezas antes mencionadas. A cada degrau de tensão devem ser feitas várias leituras, a fim de determinar o menor valor de corrente que corresponde a um fator de potência unitário.

Quando se faz este teste durante o retardamento da máquina, a taxa de desaceleração não pode ser superior a 4% da velocidade de rotação nominal por segundo para que se alcance a precisão necessária. Se a taxa de desaceleração for superior a 2% da velocidade de rotação nominal por segundo, é preferível excitação independente, a fim de tornar esta mais estável durante a desaceleração. Antes de desligar a máquina da rede, ela deve ser excitada até a tensão mais elevada considerada necessária, ou seja, a que corresponde à excitação com carga nominal, mas não inferior 1,3 vezes a tensão nominal da máquina. Em seguida a corrente de campo é reduzida em degraus, e em cada degrau se faz leituras simultâneas de tensão da armadura e da

velocidade de rotação, mantendo-se a corrente de campo inalterada. O ensaio de retardamento pode ser repetido, para que todos os degraus sejam obtidos.

Se a característica em vazio começar acima da origem, devido à existência de campo remanente, torna-se necessário aplicar uma correção. Para este fim, deve-se prolongar a parte reta da curva, conhecida como “linha de entreferro”, até sua intersecção com o eixo das abcissas. O comprimento do eixo das abcissas, limitado por esta intersecção com o prolongamento da curva, representa o valor da correção a ser somado com todos os valores medidos da corrente de campo, Figura 5. Caso a frequência durante o ensaio tenha de ser diferente da nominal, todos os valores medidos devem ser referidos à frequência nominal.

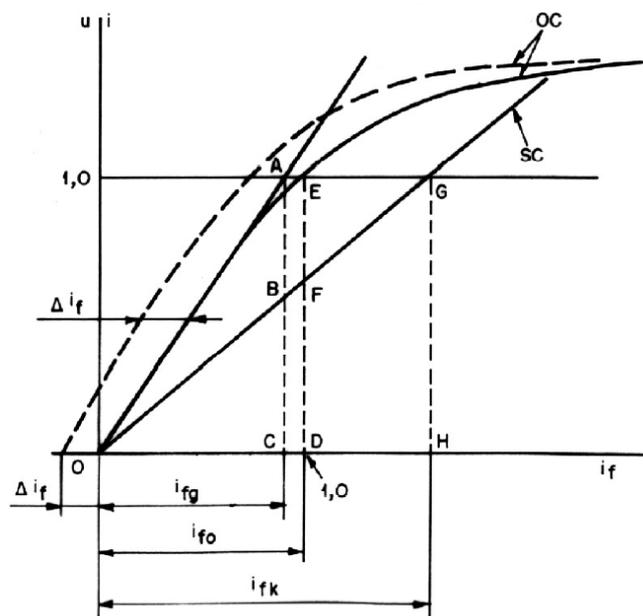


Figura 5 Característica à vazio e de curto-circuito trifásico permanente. Fonte: ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 1984.

3.1.2 ENSAIO DE CURTO-CIRCUITO TRIFÁSICO PERMANENTE

Este ensaio pode ser realizado:

- Acionando-se a máquina como gerador, por meio de motor apropriado.
- Durante o retardamento da máquina sob ensaio.

O curto-circuito deve ser realizado o mais perto possível dos terminais da máquina, aplicando-se corrente de excitação depois do fechamento do curto. Durante o teste de curto-circuito trifásico permanente, a corrente de excitação e a corrente de linha de armadura devem ser medidas simultaneamente. Uma das leituras é feita próxima da corrente nominal da armadura. A velocidade de rotação pode diferir do valor nominal, mas não deve ser inferior a 20% dela. O mesmo teste pode ser efetuado com precisão adequada durante o retardamento da máquina, desde que sua desaceleração não seja superior a 0,1 vezes a velocidade de rotação nominal por segundo. Uma máquina sob teste, cuja taxa de desaceleração seja superior a 4% da velocidade de rotação nominal por segundo, deve ter excitação independente, para manter a excitação mais estável durante a desaceleração.

3.1.3 MÉTODOS DE DETERMINAÇÃO

a) *Reatância síncrona de eixo direto X_d através de características a vazio e de curto circuito*

A reatância síncrona de eixo direto X_d correspondente ao estado não saturado. É determinada a partir da característica à vazio e da característica em curto-circuito trifásico permanente como o quociente da tensão que, sobre a parte prolongada da característica em vazio, corresponde a uma corrente de excitação determinada, e do valor da corrente de curto-circuito, que corresponde a esta mesma corrente de excitação sobre a característica em curto trifásico permanente. Conforme representação na Figura 5, tem-se:

$$X_d = \frac{V_{nom}}{I_{BC} \sqrt{3}}; \text{ ou } X_d = \frac{AC}{BC} = \frac{OH}{OC} = \frac{i_{fk}}{i_{fg}} \quad (21)$$

b) *Reatância síncrona de eixo em quadratura X_q através do método de baixo escorregamento*

Determina-se X_q pelos ensaios de excitação negativa, baixo escorregamento ou ensaio de carga com medição de ângulo de carga. Dá-se ênfase aqui ao método de baixo escorregamento e com medição de ângulo de carga, pois no capítulo 5 eles serviram como métodos de referência para determinar a reatância de eixo em quadratura de um GSEC.

A norma afirma que, no ensaio de baixo escorregamento, se aplica aos terminais da armadura da máquina uma tensão trifásica simétrica muito baixa (de 1% a 20% da tensão nominal). A tensão deve ser tal que não haja risco de a máquina entrar em sincronismo. O enrolamento de campo é colocado em circuito aberto e o rotor é acionado por um motor, de modo a girar com escorregamento inferior a 1%, a fim de tornar desprezível a influência, sobre os valores medidos, da corrente induzida nos circuitos de amortecimento durante operação síncrona. Para evitar danos no enrolamento de campo, este deve ser curto-circuitado, diretamente ou por meio de uma resistência de descarga, durante a ligação e o desligamento da

fonte de alimentação. Se a tensão residual medida antes do ensaio for superior a 30% da tensão de alimentação usada no mesmo, o rotor deve ser desmagnetizado.

Através da observação da figura Figura 6, para determinar o valor da reatância, a tensão e a corrente de armadura devem ser medidas no momento em que a tensão nos terminais do enrolamento de campo V_{fo} é máxima. A reatância de eixo em quadratura é calculada de acordo com

$$X_q = \frac{V_{\min}}{\sqrt{3}I_{\max}} \quad (22)$$

Se a corrente eficaz máxima de linha I_{\max} não coincidir com a tensão eficaz mínima de linha V_{\min} , convém tomar como base para cálculo I_{\max} , bem como a respectiva tensão no instante de tempo desta corrente. Além disso, se a tensão residual (ou tensão a vazio sem corrente de campo) V_{res} estiver acima de 10% da tensão de alimentação utilizada no ensaio, o valor da corrente deve ser dado por

$$I_{\max} = \sqrt{I_{av}^2 - \left(\frac{V_{res}}{3X_d}\right)^2} \quad (23)$$

onde I_{av} é a semi-soma de dois máximos consecutivos da envolvente conforme Figura 6.

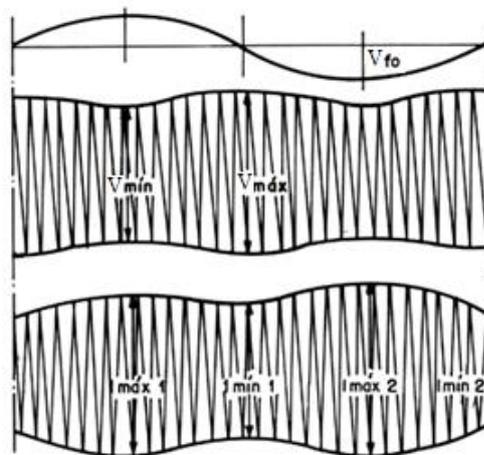


Figura 6 Determinação de X_q pelo método de baixo escorregamento. Fonte: ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 1984.

A maior vantagem deste teste é que as reatâncias dos dois eixos são obtidas de uma única vez. Porém, X_d é calculada no ponto onde a tensão de campo em circuito aberto é nula.

$$X_d = \frac{V_{\text{máx}}}{\sqrt{3}I_{\text{min}}} \quad (24)$$

Os resultados de medição de X_q obtidos através do ensaio de baixo escorregamento somente estarão corretos se o valor de X_d obtido no mesmo teste coincidir com aquele obtido pela equação (21). Caso contrário, o ensaio deve ser recommençado com valores cada vez mais baixos de escorregamento e os valores sucessivos de X_q devem ser extrapolados até escorregamento nulo. O valor da reatância síncrona no eixo em quadratura determinada com este procedimento corresponde praticamente ao valor não saturado.

c) Determinação de X_q pela medição do ângulo de carga no ensaio em carga

A NBR 5052 estabelece que o ensaio deve ser executado com a máquina em paralelo com a rede sob uma carga no mínimo igual à metade da potência nominal, sob fator de potência nominal. Durante o ensaio, deve-se medir a corrente de armadura (I), a tensão nos terminais da armadura (V_{ph}), o ângulo φ entre tensão e corrente e o ângulo de carga δ . A norma não estabelece a forma como o ângulo δ deve ser medido, todavia a fórmula de determinação é dada por:

$$X_q = \frac{V_{ph} \tan \delta}{\sqrt{3}I(\cos \varphi - \sin \varphi \tan \delta)} \quad (25)$$

d) Resistência da armadura R_s

Determina-se pelos ensaios de ponte simples ou ponte dupla ou pelo ensaio de tensão e corrente. Discute-se aqui o método de tensão e corrente, pois foi o aplicado nas máquinas dessa dissertação.

A norma recomenda fazer de três a cinco leituras, com vários valores estáveis de corrente. Adota-se a média das resistências obtidas. Porém, não se deve incluir no cálculo dessa

resistência média valores que difiram mais de 1% do valor médio. Tomando como referência a Figura 7, as medições de tensão e corrente devem ser feitas sucessivamente entre cada par de terminais de linha, onde R_{12} , R_{23} e R_{31} designam, respectivamente, as resistências medidas entre os terminais 1-2, 2-3 e 3-1. A fórmula a ser aplicada para obter o valor da resistência da fase 1 é:

$$R_1 = \frac{1}{2}(R_{12} - R_{23} + R_{31}) \quad (26)$$

Por analogia, usa-se a mesma fórmula para as fases 2 e 3. No caso de ligação em triângulo, deve-se aplicar

$$R_1 = \frac{2R_{12}R_{23}}{R_{12} - R_{23} + R_{31}} - \frac{R_{12} - R_{23} + R_{31}}{2} \quad (27)$$

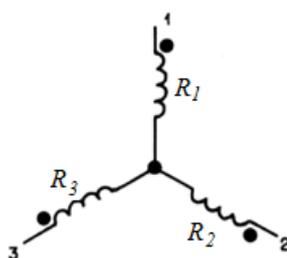


Figura 7 Referência para determinação da resistência de cada fase.

A norma não adverte que essa técnica não é exata, porque a resistência CA será ligeiramente superior à resistência CC. Isso é resultado do efeito pelicular em altas frequências.

e) Determinação da reatância de dispersão

Não há nenhum item da norma exatamente com esse título, mas como há um dedicado à determinação da reatância de Potier, entende-se que são equivalentes, pois a literatura introduz a reatância de Potier como reatância de dispersão. A reatância de Potier X_p é obtida através de método gráfico e, caso não seja possível traçá-lo, pode ser substituída por “ aX_a ”, na qual “ X_a ” designa a reatância da armadura medida com o rotor removido e onde se admite o fator “ a ” igual a 1 salvo se valores mais precisos puderem ser obtidos como resultados de experiência anterior em máquina de construção semelhante.

O ensaio com rotor removido é efetuado aplicando-se uma tensão trifásica de frequência nominal aos terminais do enrolamento de armadura. A tensão aplicada deve ser escolhida de tal maneira que a corrente na armadura seja próxima da nominal. A reatância de armadura com rotor removido X_a é calculada medindo-se a tensão terminal de linha (V), a corrente de linha (I) e a potência fornecida (P).

$$X_a = \sqrt{Z^2 - R^2} \quad (28)$$

onde $Z = V / \sqrt{3I}$ e $R = P / 3I^2$.

3.2 O IEEE 115

Este padrão trata sobre instruções de como conduzir testes para caracterizar uma máquina síncrona, assim como a NBR 5052. No entanto, o IEEE 115 é um guia que compreende um número maior de testes, principalmente porque é muito mais atual (2009 foi a última atualização para a referência deste texto). Ele se compromete em apresentar apenas procedimentos de testes largamente aceitos e já consolidados, reconhecendo que muitos outros podem existir, principalmente vinculados à pesquisa, que é o caso desta dissertação.

O IEEE 115 é dividido em duas partes. A primeira é destinada a testes de conformidade e desempenho, entre eles:

- Testes diversos; dentre muitos, pode-se destacar ensaios de resistência de isolamento, dielétrico, resistência ôhmica dos enrolamentos de armadura e excitação, espiras curto-circuitadas de enrolamento de campo, polaridade para bobinas de campo, sequência de fases, irregularidades da forma de onda (fator de interferência telefônica) e de vibração.
- Curvas de saturação, segregação de perdas e rendimento.
- Determinação da corrente de campo de acordo com as condições de carga (conformidade com dados de projeto).
- Testes de temperatura, conjugado e curto circuito.

A segunda parte contém:

- Testes para determinação de parâmetros em regime permanente.
- Testes para determinação de parâmetros em regime transitório.

A respeito de obtenção da curva de saturação a vazio, não há diferenças relevantes ao comparar com a norma brasileira. A peculiaridade é que o IEEE 115 especifica o número mínimo de pontos por faixa de tensão:

- Deve-se realizar ao menos seis leituras abaixo de 60% da tensão nominal (sendo uma sem corrente de campo).
- De 60% a 110%, leituras devem ser realizadas pelo menos a cada incremento de 5% na tensão terminal (ao menos 10 pontos neste trecho). Deve-se coletar um número de pontos compatível com a resolução do controle da corrente de campo;
- Acima de 110%, as leituras devem ser feitas em pelo menos dois pontos, incluindo um em 120% (ou no máximo permitido pelo fabricante);

Sobre o teste de curto circuito, recomenda-se realizá-lo com corrente de excitação decrescente. Iniciando, se possível, pelo valor que produz 125% da corrente nominal de linha. Deve-se, pelo menos, realizar leituras a 125%, 100%, 75%, 50% e 25% da corrente nominal de linha.

Deve-se ressaltar que mesmo o IEEE 115 tem seções dedicadas a medição de temperatura na máquina. Mas a referência deste trabalho para este fim é a IEEE 1812.

3.2.1 MÉTODOS DE DETERMINAÇÃO

a) *Reatância síncrona de eixo direto X_d*

O parâmetro X_d é calculado da mesma forma como se apresenta na NBR 5052. Na verdade, é a impedância de eixo direto que se obtém como é proposto pela norma brasileira, e a IEEE afirma que para máquinas convencionais ela pode ser considerada numericamente igual à reatância de eixo direto. Este parâmetro é composto pela soma da reatância de dispersão e pela reatância mútua entre rotor e estator. A norma atribui efeitos de saturação somente a reatância mútua, sendo a reatância de dispersão tratada como uma parcela constante.

b) *Reatância síncrona de eixo em quadratura X_q*

Segundo o IEEE 115, não existe definição clara das diferenças entre valor saturado e não saturado deste parâmetro, mas usualmente se utiliza o mesmo conceito aplicado à X_d , ou seja, $X_q = X_l + X_{aq}$. Entende-se que X_{aq} é a parcela de X_q sujeita à saturação e X_l é a reatância de dispersão.

Além dos três métodos presentes também na norma brasileira, apresenta-se uma alternativa através de funções empíricas. A razão de X_q por X_d , para uma máquina convencional, pode ser determinada por funções empíricas dependentes de dimensões significativas da máquina, portanto, pode ser dada pelo fabricante. Se a reatância de eixo direto não saturada for conhecida (através das características de curto e à vazio), deve-se multiplicá-la pela razão proveniente das funções empíricas. Ressalta-se que este método não gera resultados exatos e que, quando não se trata de um projeto convencional, outros métodos devem ser utilizados.

O método de determinação através de medição de ângulo de carga apresenta a mesma fórmula da NBR, (25), mas é descrita em função de grandezas de fase.

c) *Reatância de dispersão X_l*

Afirma-se que não existe um teste específico para determinação direta dessa reatância e é recomendado o uso do método gráfico de Potier. Teoricamente, as reatâncias de Potier e de dispersão devem ter o mesmo valor. No entanto, por causa da saturação, elas frequentemente diferem. O Anexo C da referida norma fornece algumas informações básicas sobre a precisão do uso da reatância de dispersão ou de Potier no cálculo da corrente de excitação em qualquer condição de carga. A indutância de dispersão é considerada dispersões de fluxo nas cabeceiras de bobina, nas ranhuras e no próprio entreferro. No entanto, a reatância de dispersão não é constante para toda a faixa de correntes de armadura, em especial para correntes de curto-circuito. Pelo fato de a reatância de dispersão poder ser determinada a partir de detalhes geométricos e físicos normalmente só disponíveis para o fabricante, geralmente ele é o único que pode fornecer o valor reatância de dispersão e discriminar entre os diferentes tipos caso seja necessário.

Alternativamente, o valor total da reatância de Potier X_p pode ser calculado com base em valores medidos em qualquer ponto de operação da máquina, conforme a seguinte expressão

$$X_p = \frac{|E_p - V_{ph}|}{|I|} = \frac{\sqrt{E_p^2 - (V_{ph} \cos \varphi \pm IR_s)^2} - V_{ph} \sin \varphi}{|I|} \quad (29)$$

onde E_p é a tensão obtida na linha do entreferro para a corrente de campo no ponto de operação onde se quer determinar X_p . V_{ph} é a tensão de fase nos terminais da máquina, φ é o ângulo entre tensão e corrente, R_s e I são, respectivamente, a resistência e a corrente de fase.

3.3 ALTERNATIVAS PARA MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES

Os GSIPs representam uma tecnologia razoavelmente nova e, portanto, normas especiais para testá-los ainda não estão consolidadas. No entanto, eles podem ser integrados às normas atualmente existentes como em futuras versões do padrão IEEE 115 ou através da

criação de novos padrões. Por outro lado, métodos para testes de MSIPs têm sido explorados nas últimas duas décadas, (NEE, 2000).

Os diferentes métodos de teste podem ser classificados pela forma de operação:

- Métodos estáticos.
- Testes a vazio e de curto-circuito.
- Testes com carga.

Ou pelo propósito:

- Para avaliação de perdas e eficiência.
- Para estimação de parâmetros.

Em geral, métodos estáticos são utilizados somente para extração de parâmetros, enquanto os outros podem servir tanto para determinação de parâmetros quanto para avaliação de perdas. Os tipos de testes requeridos para extrair as indutâncias L_d e L_q dependem da presença (ou ausência) de elementos amortecedores (barras de cobre) no rotor e se o rotor possui ímãs embutidos ou na sua superfície. Isso ajuda a determinar se a saturação magnética deve ou não ser considerada.

3.4 O IEEE 1812

O IEEE 1812 se divide em duas partes. A primeira parte, que vai do capítulo 3 ao 5, descreve procedimentos para os testes de regime permanente e transitório. No terceiro capítulo descreve-se testes de conformidade, sendo que alguns deles devem preceder testes de desempenho presentes nos capítulos 5 e 6. Estes testes devem ser realizados para averiguar o estado geral de saúde da máquina. Uma vez que a excitação por ímãs é localizada no rotor em boa parte dos casos, a construção do estator não difere muito das máquinas síncronas convencionais. Portanto, a maioria dos testes de conformidade relativos ao estator são idênticos aos do IEEE 115.

O capítulo 6 constitui a segunda parte e descreve as formas de determinar as características de operação da máquina, tais como perdas, eficiência, capacidade térmica, características velocidade/conjugado e *ripple* de conjugado. Em uma versão inicial deste padrão IEEE, um capítulo dedicado foi incluído para estabelecer procedimentos de determinação de parâmetros do modelo da máquina. O grupo responsável pela criação do padrão decidiu não incluir este capítulo porque há muitas questões para determinadas configurações de rotor que não foram bem resolvidas até o momento, impedindo estabelecer um padrão de determinação. A publicação do IEEE 1812 deve estimular usuários a contribuir com futuras revisões para solucionar problemas de determinação de parâmetros em diferentes configurações de rotor.

Uma das motivações deste trabalho é contribuir com este padrão no que diz respeito aos parâmetros do modelo. Logo, a partir deste ponto, discute-se procedimentos sugeridos que foram aplicados ao trabalho e quais são as restrições da aplicação. No IEEE 1812, sempre é explicitado caso for aplicável metodologia de teste do IEEE 115, por isso recomenda-se conhecimento do mesmo.

a) Ensaio a vazio

Tratando-se de ensaio a vazio, além da impossibilidade de controlar o campo, destaca-se a dependência que algumas propriedades magnéticas têm da temperatura. Por exemplo, tanto fluxo residual quanto a coercividade de um ímã de terras raras diminuem com o aumento da temperatura. Por outro lado, um acréscimo de temperatura diminui o fluxo residual e aumenta a coercividade dos ímãs de ferrite.

Os autores reconhecem que normalmente não é trivial realizar medições de temperatura nos ímãs dentro da máquina durante operação. Porém, medidas significativas de tensão a vazio podem ser feitas garantindo operação em regime permanente térmico, avaliando a temperatura do estator. Além disto, baseando-se na relação entre temperatura e fluxo residual dos ímãs, ao realizar medições de tensão com a máquina a vazio, é possível inferir a temperatura do rotor.

Deve-se conectar carga ao gerador com velocidade de acionamento constante por meio de contatora ou chave seccionadora e, após atingir equilíbrio térmico, realizar leituras de tensão imediatamente após abertura da chave. A velocidade de rotação ou a frequência elétrica deve ser medida simultaneamente. Uma vez que a velocidade pode sofrer variações, este teste é melhor conduzido com uso de um sistema de aquisição de dados ou osciloscópio que permita cálculo do valor eficaz ciclo a ciclo. A fim de levar em consideração essas variações de velocidade, deve-se:

- Medir a tensão terminal como função do tempo.
- Se a variação na velocidade (ou frequência) for notável, a tensão em cada instante de tempo deve ser associada à sua respectiva frequência.
- A tensão a vazio pode ser corrigida para a velocidade nominal multiplicando a tensão medida em qualquer velocidade por um fator que é a razão da velocidade nominal pela velocidade no instante de medida.

b) Ensaio de curto-circuito

Assim como no caso a vazio as maiores particularidades são relacionadas à temperatura dos ímãs. Recomenda-se ao menos monitorar a temperatura do estator em um teste de curto-circuito permanente, se não for possível medição de temperatura dos ímãs. Por causa da excitação fixa, não é possível controlar o valor da corrente de curto. Em muitos casos, o valor desta corrente ultrapassará significativamente o valor da corrente nominal, acarretando elevação rápida da temperatura da máquina. Em função disto, pode ser necessária a inclusão de impedâncias externas à máquina em série com cada uma das fases, como indicado na Figura 8. Estas impedâncias devem ser indutivas, uma vez que, para cargas com fator de potência diferente de zero, se descaracterizará a condição de curto-circuito. Nestas condições, o fluxo resultante de entreferro é relativamente baixo e a perda no núcleo também é baixa, fazendo com

que as perdas estejam relacionadas quase que exclusivamente a resistência de armadura e, se for o caso, a resistência dos indutores. O acréscimo destas indutâncias eleva o fluxo resultante do entreferro e, conseqüentemente, a um aumento das perdas no núcleo.

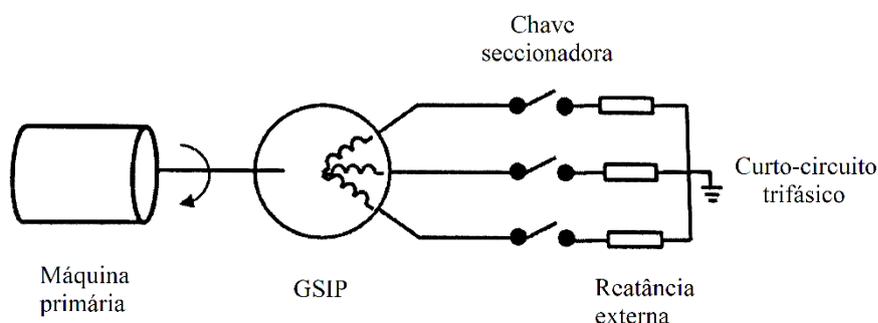


Figura 8 Configuração do teste de curto-circuito. Fonte: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2014.

A determinação da reatância de eixo direto não é diferente das outras normas, mas com a inclusão das indutâncias externas. Para a situação da Figura 8, a corrente de curto-circuito I_{sc} é dada por

$$I_{sc} = \frac{V_{oc}}{\sqrt{3}(|jX_d + R_s + Z_{ext}|)} = \frac{V_{oc}}{\sqrt{3}\left(\left(X_d + X_{ext}\right)^2 + \left(R_s + R_{ext}\right)^2\right)} \quad (30)$$

onde V_{oc} é a tensão eficaz de linha a vazio, R_s é a resistência de armadura e Z_{ext} é a impedância externa. Ao isolar X_d em (30), tem-se a reatância de eixo direto.

Nas máquinas convencionais, pode-se partir a máquina em curto-circuito na ausência de excitação. O mesmo não se aplica diretamente ao GSIP: se o curto for feito antes da partida, deve-se assegurar que a máquina primária terá condições de aplicar o conjugado necessário para acelerar o gerador. Caso não tenha, é possível variar as indutâncias externas ou aplicá-las na partida e, se possível, remover através de chaves quando a velocidade de teste for alcançada. Estas indutâncias devem ser devidamente calculadas antes do ensaio para evitar danos à máquina. Alternativamente, é possível aplicar o curto-circuito após atingir a velocidade de teste por meio de uma chave seccionadora, porém as correntes transitórias podem gerar efeitos

desmagnetizantes irreversíveis aos ímãs permanentes, se as indutâncias externas não forem corretamente dimensionadas.

Recomenda-se a medição de corrente em todas as fases. Isto também servirá para verificar o balanço das fases e indicará possíveis problemas de enrolamento. O instrumento utilizado pode ser desde um amperímetro capaz de medir valores eficazes até sofisticados sistemas de aquisição de dados, capaz de gravar detalhes da forma de onda da corrente, possibilitando análise de conteúdo harmônico. Infelizmente, não há considerações sobre os efeitos do conteúdo harmônico em (30).

A velocidade de rotação ou a frequência devem ser adquiridas com a máquina em velocidade constante. Manter uma velocidade constante é especialmente importante em casos onde um dos objetivos do teste é verificar as características térmicas e o sistema de refrigeração.

Se medições diretas de temperatura dos ímãs forem realizadas, recomenda-se o uso de termistor ou termopar em conjunto com anéis coletores, sistema de transmissão sem fio, ou um gravador de dados montado no eixo da máquina.

O procedimento de ensaio pode variar dependendo do objetivo. Se o objetivo for determinação da indutância de eixo direto, o ensaio pode ser conduzido rapidamente com objetivo de minimizar efeitos de temperatura. Primeiramente, deve-se conhecer a tensão a vazio na temperatura inicial do ensaio de curto-circuito. Aplica-se o curto circuito que, como já discutido, pode ser feito a priori ou a posteriori do acionamento, dependendo das características da máquina primária. Quando a máquina atinge a velocidade de teste, caso necessário, a chave de curto circuito deve ser fechada e as correntes de curto, passado o transitório, devem ser rapidamente medidas. Dependendo da qualidade do controle de velocidade da máquina primária, a frequência pode variar após o fechamento da chave. Na maioria dos casos, isso não acarretará em mudanças consideráveis na magnitude das correntes medidas e, se a medida for

feita rápida o bastante, não haverá variação significativa da temperatura antes do curto-circuito. Através da aplicação deste procedimento, (30) pode ser utilizada.

c) Medições de temperatura

O regime permanente térmico é alcançado utilizando os critérios presentes no IEEE Std. 112, o qual estabelece que variações menores que 1° C devem ocorrer em um intervalo de 30 minutos em relação à temperatura ambiente.

Sensores embutidos no rotor permitem medição direta de temperatura dos ímãs em qualquer condição de carga. Fazer o mesmo via medição de tensão a vazio, além de exigir conhecimento da relação que o fluxo magnético residual estabelece com a temperatura, exige que a carga seja removida. Realizar medição através de termômetro ou medição de resistência do estator exige que a máquina esteja parada. Ao utilizar termômetro, ele deve ser aplicado no componente mais quente da máquina e ela deve permitir acesso interno para que a medida possa ser feita de maneira rápida.

A utilização de RTDs aliada a anéis coletores ou sistema de transmissão sem fio pode ser inviável em alguns casos. Alternativamente, pode-se aplicar tintas térmicas que mudam de cor com base na temperatura máxima, mas há os inconvenientes de remover o rotor para inspeção e a falta de precisão e de exatidão desse método.

No caso das máquinas com rotor compostos por ímãs de terras raras, a tensão induzida cai com o aumento da temperatura. Essa relação é tipicamente linear na faixa de variação de temperatura da máquina.

4 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA

Também chamado de ângulo interno, o ângulo de carga é a defasagem entre a tensão terminal da máquina e a força eletromotriz induzida. A seguir, aborda-se métodos para calcular este ângulo a partir de grandezas elétricas e para medir este ângulo com auxílio de *encoder* incremental.

A correta medição desta defasagem é de fundamental importância para a determinação das indutâncias da máquina. O ângulo de carga possibilita decompor fasores de tensão e corrente nos eixos direto e em quadratura. Tal decomposição permitirá o cálculo das indutâncias em ambos os eixos.

4.1 PREDIÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA

Procura-se agora desenvolver equações que auxiliem na previsão do valor do ângulo de carga para qualquer ângulo de fator de potência. Alguns trabalhos, (MELLOR; CHAABAN; BINNS, 1991), já desenvolveram métodos de estimação de parâmetros evitando medidas de ângulo de carga, porém sempre avaliando a máquina operando como motor, (NEE, 2000). Diferentemente, as equações deduzidas nos itens a seguir supõem que a tensão terminal está em atraso em relação à tensão induzida, considerando uma máquina síncrona de polos salientes.

Sob a ótica dos geradores síncronos de polos salientes, o diagrama fasorial que leva em conta a queda de tensão nos diferentes eixos é o da Figura 9. Há duas limitações associadas ao equacionamento baseado neste diagrama:

- O diagrama fasorial na Figura 9 desconsidera a existência de distorção harmônica.
- A reação da armadura altera a condição de magnetização dos ímãs (reta de carga) e reduz o valor da tensão induzida.

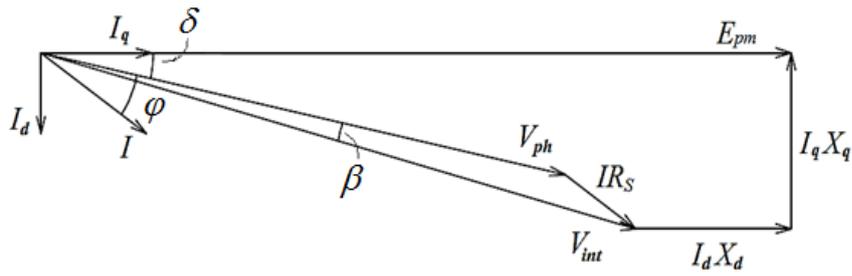


Figura 9 Diagrama fasorial de uma máquina síncrona de polos salientes.

A corrente de fase I projetada sobre o eixo direto e sobre o eixo em quadratura resulta em,

$$I_d = I \sin(\delta + \varphi) \quad (31)$$

$$I_q = I \cos(\delta + \varphi) \quad (32)$$

Nota-se a dependência que estas projeções possuem da soma do ângulo do fator de potência φ com o ângulo de carga δ . Observando as projeções da tensão de fase V_{ph} , da queda na resistência $I_q R_S$ e da queda na reatância $I_d X_d$ sobre o eixo em quadratura é possível descrever a tensão induzida como

$$E_{pm} = V_{ph} \cos \delta + R_S I \cos(\delta + \varphi) + X_d I \sin(\delta + \varphi) \quad (33)$$

A equação (33) pode ser reescrita como

$$E_{pm} = (V_{ph} + R_S I \cos \varphi + X_d I \sin \varphi) \cos \delta + (X_d I \cos \varphi - R_S I \sin \varphi) \sin \delta \quad (34)$$

O objetivo das equações apresentadas na sequência é encontrar uma solução para δ na equação (34). Para isso, inicia-se tratando os termos entre parênteses da última equação como coeficientes,

$$B = V_{ph} + R_S I \cos \varphi + X_d I \sin \varphi$$

$$C = X_d I \cos \varphi - R_S I \sin \varphi$$

reescreve-se a conhecida igualdade trigonométrica como função do $\cos \delta$,

$$\sin^2 \delta + \cos^2 \delta = 1$$

$$\cos \delta = \pm \sqrt{1 - \sin^2 \delta} \quad (35)$$

e se isola $\cos \delta$ na equação (34), substituindo o resultado na equação (35), para então obter

$$\left(\frac{E_{pm} - C \operatorname{sen} \delta}{B} \right)^2 = 1 - \operatorname{sen}^2 \delta \quad (36)$$

Expandindo a equação (36), tem-se

$$(C^2 + B^2) \operatorname{sen}^2 \delta - 2E_{pm} C \operatorname{sen} \delta + E_{pm}^2 - B^2 = 0 \quad (37)$$

A equação (37) tem sua solução dada por

$$\operatorname{sen} \delta = \frac{CE_{pm} \pm B\sqrt{B^2 + C^2 - E_{pm}^2}}{(B^2 + C^2)} \quad (38)$$

Do ponto de vista físico, sabe-se que só há um ângulo de carga para cada ponto de operação e que ele é positivo, dada a convenção adotada para gerador. Verificou-se experimentalmente neste trabalho que, se L_q for maior que L_d , o sinal positivo gera melhores resultados quando comparados às medições. O oposto ocorre caso L_d seja maior que L_q , ou seja, o sinal negativo gerou melhores predições.

Para que a equação (38) tenha apenas uma solução, o termo dentro do radical deve ser igual a zero. A consideração de que $E_{pm}^2 = B^2 + C^2$ não é sempre verdadeira, mas segundo Chen (1998), é possível adotá-la como uma simplificação. Então a equação (37) passa a ser,

$$E_{pm}^2 \operatorname{sen}^2 \delta - 2E_{pm} C \operatorname{sen} \delta + C^2 = 0 \quad (39)$$

Resolvendo a equação (39) para $\operatorname{sen} \delta$

$$\operatorname{sen} \delta = \frac{C}{E_{pm}} = \frac{X_d I \cos \varphi - R_s I \operatorname{sen} \varphi}{E_{pm}} \quad (40)$$

Isolando o ângulo δ , tem-se a solução:

$$\delta = \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{X_d I \cos \varphi - R_s I \operatorname{sen} \varphi}{E_{pm}} \right) \quad (41)$$

Por outro lado, uma forma alternativa de expressar δ ara máquinas de polos salientes é através da análise a partir da equação (42). Aplicando lei dos cossenos entre V_{int} e E_{pm} na Figura 9,

$$(I_q X_q)^2 + (I_d X_d)^2 = E_{pm}^2 + V_{int}^2 - 2E_{pm} V_{int} \cos(\delta + \beta) \quad (42)$$

decompondo a corrente de fase, de acordo com as equações (31) e (32), e usando-as na equação (42), o resultado é:

$$X_q^2 I^2 \cos^2(\delta + \varphi) + X_d^2 I^2 \sin^2(\delta + \varphi) = E_{pm}^2 + V_{int}^2 - 2E_{pm} V_{int} \cos(\delta + \beta) \quad (43)$$

Além disso, é possível descrever V_{int} como

$$(I_q X_q)^2 + (E_{pm} - I_d X_d)^2 = V_{int}^2 \quad (44)$$

Substituindo novamente as equações (31) e (32) na equação (44), após manipulações algébricas, tem-se:

$$X_q^2 I^2 \cos^2(\delta + \varphi) + X_d^2 I^2 \sin^2(\delta + \varphi) + E_{pm}^2 - 2E_{pm} X_d I \sin(\delta + \beta) = V_{int}^2 \quad (45)$$

Combinando as equações (43) e (45)

$$E_{pm}^2 - E_{pm} X_d I \sin(\delta + \beta) - E_{pm} V_{int} \cos(\delta + \beta) = 0 \quad (46)$$

Com auxílio das propriedades trigonométricas

$$\cos(\delta + \beta) = \cos \delta \cos \beta - \sin \delta \sin \beta \quad (47)$$

$$\sin(\delta + \beta) = \sin \delta \cos \beta + \cos \delta \sin \beta \quad (48)$$

e da equação (35), utilizando-as na equação (46), obtém-se uma equação de segundo grau onde a incógnita é $\sin \delta$. A solução positiva desta equação resulta em:

$$\sin(\delta) = \frac{IX_d \cos(\varphi) - V_{int} \sin \beta}{E_{pm}} \quad (49)$$

Porém, β e V_{int} não são diretamente mensuráveis, mas é possível reescrevê-las novamente a partir da lei dos cossenos. Observando que o ângulo existente entre V_{int} e IR_s é $(\pi - \varphi)$,

$$V_{\text{int}} = \sqrt{V_{ph}^2 + (IR_s)^2 - 2IR_s V_{ph} \cos(\pi - \varphi)} \quad (50)$$

$$\beta = \cos^{-1} \left(\frac{V_{\text{int}}^2 + V_{ph}^2 - I^2 R_s^2}{2V_{\text{int}} V_{ph}} \right) \quad (51)$$

substituindo a equação (50) na equação (51),

$$\beta = \cos^{-1} \left[\frac{2V_{ph}^2 + 2IR_s V_{ph} \cos \varphi}{2V_{ph} \sqrt{I^2 R_s^2 + V_{ph}^2 + 2IR_s V_{ph} \cos \varphi}} \right] \quad (52)$$

utilizando as equações (50) e (52) na equação (49)

$$\frac{IX_d \cos \varphi - \sqrt{I^2 R_s^2 + V_{ph}^2 + 2IR_s V_{ph} \cos \varphi} \sqrt{1 - \frac{(2V_{ph}^2 + 2IR_s V_{ph} \cos \varphi)^2}{4V_{ph}^2 (I^2 R_s^2 + V_{ph}^2 + 2IR_s V_{ph} \cos \varphi)}}}{E_{pm}} \quad (53)$$

e isolando o ângulo de carga, obtém-se uma solução para δ como função de

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{IX_d \cos \varphi - \sqrt{I^2 R_s^2 + V_{ph}^2 + 2IR_s V_{ph} \cos \varphi} \sqrt{1 - \frac{(2V_{ph}^2 + 2IR_s V_{ph} \cos \varphi)^2}{4V_{ph}^2 (I^2 R_s^2 + V_{ph}^2 + 2IR_s V_{ph} \cos \varphi)}}}{E_{pm}} \right) \quad (54)$$

Conclui-se nesta etapa que é possível descrever o ângulo de carga como função de grandezas elétricas mensuráveis. Repara-se que a reatância de eixo direto utilizada para o cálculo de δ é proveniente dos ensaios a vazio e de curto circuito mencionados na IEEE 1812 descritos no item 5.4. A equação (38) foi a base para cálculo do ângulo de carga neste trabalho e os resultados gerados por ela serão comparados a medições no capítulo de análise dos resultados.

4.2 MÉTODO DESENVOLVIDO PARA MEDIÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA

As medições foram feitas utilizando o sistema de aquisição de dados HBM *Genesis* e seu *software* de tratamento de dados *Perception*. Na realidade, a metodologia apresentada se

beneficia de funções que o *software* de tratamento de dados da HBM disponibiliza para o usuário. No entanto, isso não significa que só será possível realizar este tipo de medição com auxílio deste equipamento. O método proposto é razoavelmente simples de ser implementado em outros sistemas de aquisição. Optou-se por utilizar o conjunto *Genesis/Perception* pela possibilidade de adquirir todas as grandezas de interesse de forma simultânea em altas taxas de amostragem. Assim, não se faz necessário, por exemplo, medir o ângulo de carga por meio de contador universal e unir os dados de diferentes instrumentos a posteriori.

No HBM *Perception*, é possível manipular dados gravados com operações matemáticas básicas ou com funções mais complexas já presentes em uma biblioteca do próprio *Perception*. Exemplos de funções já existentes são cálculo do valor RMS, do valor médio, do desvio padrão, detecção de valores máximos e mínimos entre outros, todos com base em um número de ciclos especificados pelo usuário. Um código criado no *Perception* é o responsável pela medição do ângulo de carga e, apesar de ser possível, ele não gera medições desta grandeza em tempo real; os dados apresentados são de pós-processamento, pois o interesse aqui é validar o método.

A ideia clássica associada à medição do ângulo de carga é, basicamente, conseguir medir o tempo de defasagem (da ordem de centenas de microssegundos quando em 60 Hz) entre o sinal de tensão induzida e o sinal de tensão terminal do gerador. Como não é possível detectar diretamente o cruzamento por zero da tensão induzida, exceto quando a máquina está a vazio, costuma-se fazer isso indiretamente através da posição do rotor, que está em fase com o fasor que representa o fluxo magnético dos ímãs. A situação descrita acima pode ser compreendida com a ajuda da Figura 10. Nesta figura, o fasor que representa a harmônica fundamental do fluxo do rotor ϕ_1 , é estático em relação ao fasor da tensão fundamental gerada E_{pm1} e ao sinal de referência “Ref.”. A tensão terminal das fases é dada por $V_{ph1,2,3}$.

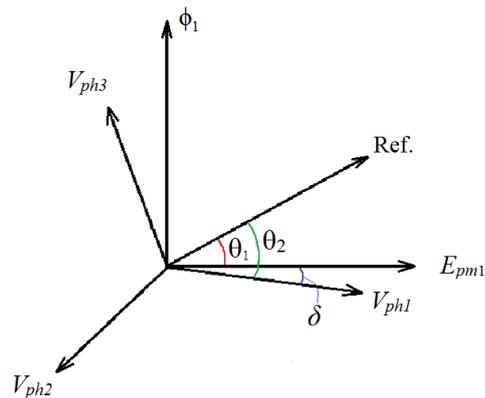


Figura 10 Representação dos fasores observados para medir ângulo de carga.

O fasor descrito como “Ref.” representa o sinal proveniente do *encoder* utilizado no processo de medição. Note que ele não precisa estar necessariamente em fase com o eixo magnético do rotor, uma vez que δ é dado pela diferença $\theta_2 - \theta_1$. Sabe-se que θ_1 é um atraso (*offset*) constante que o sinal de referência tem em relação ao sinal da tensão induzida E_{pm1} e ele depende da posição em que o *encoder* foi instalado. Neste caso, o *encoder* que gera o sinal de referência é incremental de 1024 pulsos por revolução. Ele foi mecanicamente acoplado ao eixo da máquina primária utilizada nos testes, como mostra a Figura 11.



Figura 11 Acoplamento mecânico do *encoder* incremental.

As partes constituintes, o princípio de funcionamento e os sinais de saída do *encoder* são trens de pulsos com frequência proporcional à rotação, conforme o esquema da Figura 12. Os sinais A e B estão em quadratura para permitir identificar o sentido de giro, e o sinal 0 dá

um pulso a cada volta concluída. Ainda é possível adquirir todos estes sinais invertidos (A/, B/ e 0/), eventualmente isso pode ser conveniente dependendo da aplicação. Com o *encoder* devidamente conectado ao sistema de aquisição, programou-se um contador de pulsos no *Perception*, onde seu incremento gere uma reta que representa a posição angular do rotor. Esta reta tem inclinação dependente da rotação e foi programada para ir do nível 0 a 1 a cada 1024 pulsos.

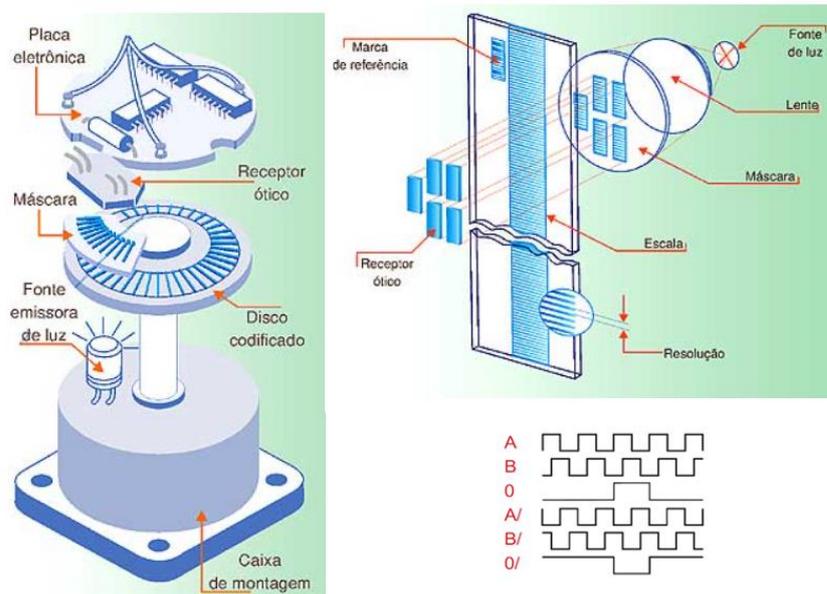


Figura 12 Partes constituintes e sinais de saída de um *encoder* incremental. Fonte: <http://www.ebah.com.br/content/ABAAAAaVUAB/manual-encoder>, acessado em 28/07/2016.

Tendo acesso a este sinal de referência da posição angular, é possível implementar o método proposto. Uma vez que o *Perception* não possui função específica para medição de defasagem temporal entre dois sinais, buscou-se através de uma relação proporcional converter o valor médio da subtração de duas ondas normalizadas em um ângulo de defasagem. Isso ficará mais claro com o procedimento passo a passo criado juntamente com o fluxograma da Figura 13.

Cada valor de carga aplicado ao gerador foi o mais equilibrado possível dentre as três fases, mas, mesmo com pequenos desequilíbrios, supôs-se que o valor do ângulo de carga é o

mesmo nas três fases e que há uma defasagem de 120° entre elas. Isso significa que os parâmetros do modelo são obtidos com base no ângulo de carga de uma das fases do gerador.

É importante destacar que cada medida de ângulo de carga é resultado de uma média calculada em 5 segundos de aquisição a 500 kSa/s (mil amostras por segundo). Como se faz uma medida a cada revolução do gerador, sempre em 25 rps (60 Hz), esta média é resultado de 75 valores. Verifica-se, experimentalmente, que a média com menor desvio padrão pertence às medidas que se obtêm com a fase mais próxima da referência, como é o caso da fase 1 na Figura 10. Constata-se, ainda, que a maior diferença entre fases ao longo de toda a faixa de variação de carga chega, no pior caso, a 2,8%. Este desvio pode servir como limiar em um estudo de sensibilidade, para verificar o quanto isso representa em termos de reatâncias, uma vez que o cômputo delas depende do ângulo de carga. A Figura 14 mostra a aquisição da tensão nos terminais do gerador e da posição angular do rotor, que representa o primeiro passo do fluxograma na Figura 13.

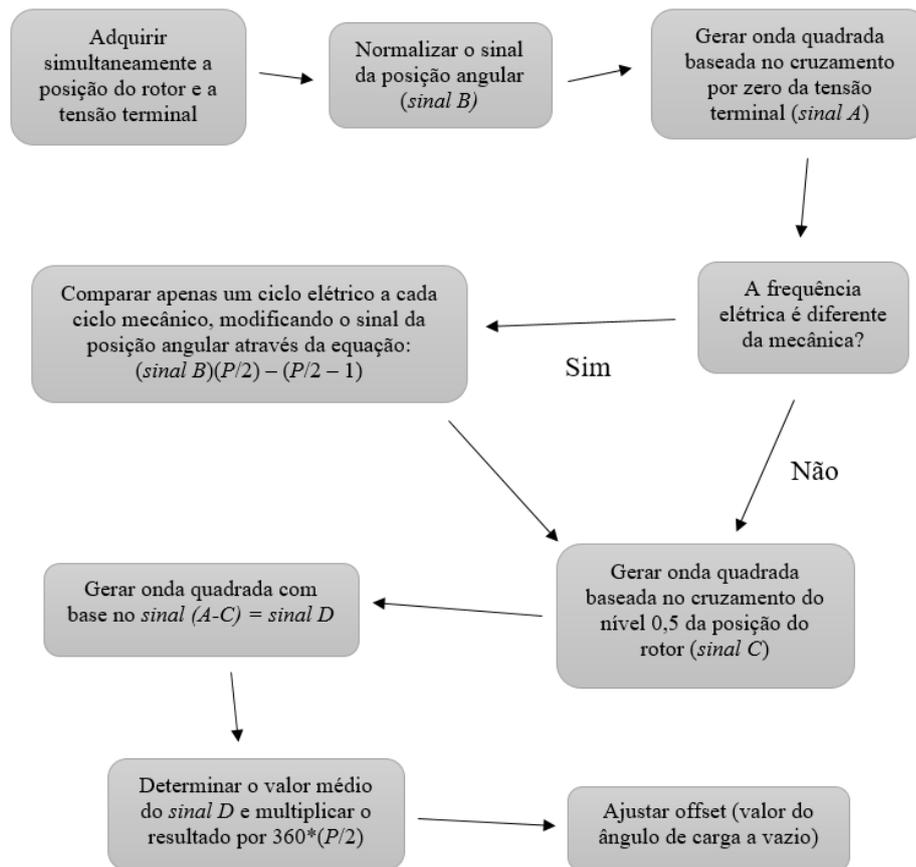


Figura 13 Fluxograma com os passos para executar a medição do ângulo de carga.

Na Figura 15, não há indicação de unidade no eixo vertical, pois os sinais são normalizados. Isso significa que o sinal de tensão adquirido foi transformado em uma onda quadrada que varia entre os níveis zero e um a cada semi-ciclo, utilizando-se detecção de cruzamento por zero do software de tratamento de dados. No caso do sinal “dente de serra”, onde cada ciclo representa uma revolução do rotor, fez-se uma simples divisão do sinal por 360. Entretanto, as legendas fazem menção ao passo do fluxograma que está se tratando. O sinal B é a posição do rotor normalizada, e o sinal A é a onda quadrada de altura 1 baseada nos cruzamentos por zero da tensão. No segundo gráfico, o sinal B foi matematicamente manipulado a fim de obter uma variação de nível 0 a 1 no último quarto do ciclo mecânico. O propósito disto é reproduzir um ciclo elétrico de referência a partir de um ciclo mecânico de referência. Este ciclo elétrico de referência, o sinal C, assume o nível 1 quando o nível 0,5 na reta modificada é identificado. O sinal D é resultado da subtração dos sinais A e C e,

logicamente, subtrair A de C gera valores diferentes de zero entre pulsos de D, mas eles são facilmente removidos no código que processa estes dados. A área do pulso do sinal D é numericamente igual à base do pulso, então, ao dividir este número pelo período mecânico se tem uma parcela de defasagem. Repara-se que o ideal seria gerar um pulso de atraso por ciclo elétrico, mas como se produz apenas um pulso por ciclo mecânico, a área total dos pulsos de atraso fica 4 vezes menor. Multiplicando esta parcela de atraso por 4 e por 360° , encontra-se a defasagem entre referência elétrica (sinal C) e tensão terminal. No entanto, como para as figuras Figura 14 e Figura 15 a máquina está a vazio, entende-se que o ângulo obtido é um *offset* e será descontado de todos os ângulos medidos.

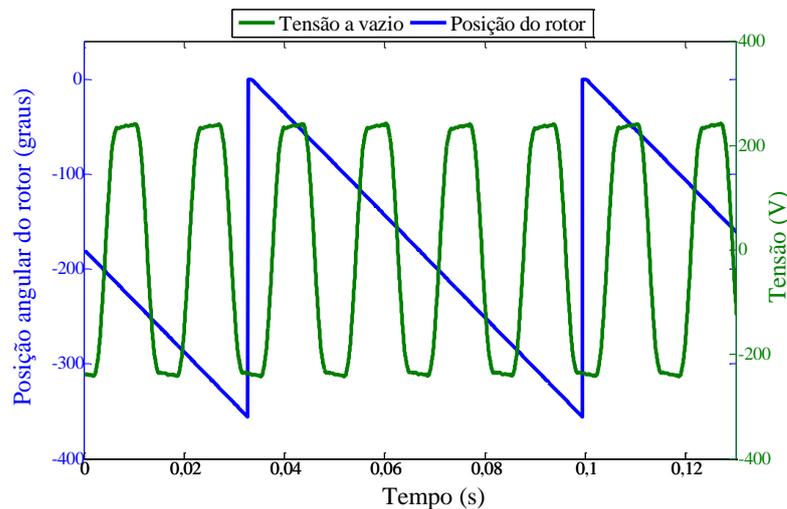


Figura 14 Aquisição simultânea da tensão de fase do gerador e da posição angular do rotor.

Como já comentado, a finalidade destas manipulações é encontrar uma defasagem entre o sinal de referência dado pelo *encoder* e o sinal de tensão terminal. É importante listar algumas fontes de incerteza de medição que, em grande parte, não podem ser quantificadas pela ausência de uma referência adequada. A resolução do *encoder* incremental é dada por pulsos/revolução (normalmente chamado de PPR), isto é, o *encoder* gera uma certa quantidade de pulsos elétricos por uma revolução dele próprio. Para determinar a resolução basta dividir o número de pulsos por 360° , por exemplo, o *encoder* utilizado de 1024 pulsos/ revolução, gera um pulso elétrico a cada $0,35^\circ$ mecânicos. A precisão do *encoder* incremental depende de fatores mecânicos

(associados à sua construção), elétricos e ambientais, que são: erros na escala das janelas do disco, excentricidade do disco, excentricidade das janelas, erro introduzido na leitura eletrônica dos sinais, temperatura de operação e nos próprios componentes transmissores e receptores de luz. Além disto, o equilíbrio não perfeito entre fases, o conteúdo harmônico da tensão gerada, a vibração que a máquina transmite ao *encoder* e a própria limitação do método proposto em identificar uma defasagem por ciclo mecânico ao invés de elétrico são outras fontes de incerteza que impactam no valor obtido para o ângulo de carga.

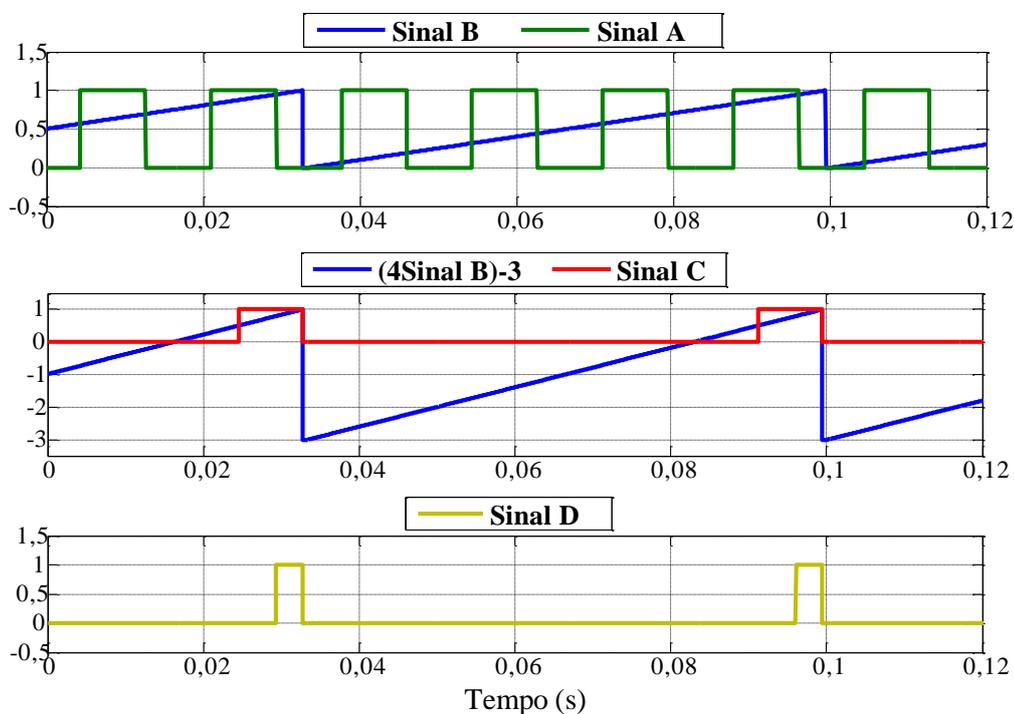


Figura 15 Passos do processo de medição do ângulo de carga.

Portanto, ao invés de quantificar todas estas fontes de incerteza, far-se-á uma comparação. No capítulo 6, uma máquina síncrona de polos salientes será testada por métodos presentes em norma e pelo método que é proposto neste trabalho. Como estes ângulos serão utilizados no cômputo de indutâncias, se os resultados destas indutâncias forem os mesmos daqueles gerados por métodos tradicionalmente usados e estabelecidos nestas normas, pressupõe-se que as medidas de ângulo de carga estão adequadas para o que se propõe. Esta comparação é razoável, uma vez que as referências desta dissertação não apresentaram as

incertezas de suas medidas de ângulo de carga quando elas foram necessárias, (CHEN; CHEM; BAKER, 1998), (FERNÁNDEZ-BERNAL; GARCÍA-CERRADA; FAURE, 2001) e (CHOWDHURY, 2014).

Através do método proposto para medir ângulo de carga não se obtém bons resultados com cargas indutivas conectadas ao gerador, pois a defasagem a ser medida neste caso é muito próxima a zero. De fato, os valores medidos ficaram muito próximos de zero, mas como o desvio padrão da maioria das medidas ao longo do intervalo de aquisição foi maior que a própria média, não se garante resultados consistentes. Ainda assim, a estimativa através de cálculo deste ângulo para cada condição de carga indutiva será feita, embora sem um bom parâmetro de comparação.

Durante o desenvolvimento do trabalho, uma bobina exploratória que reproduz o sinal de uma fase foi inserida no estator da máquina buscando identificar defasagens entre o sinal dado pela bobina e o sinal da tensão de fase. A construção desta bobina está demonstrada na Figura 16.



Figura 16 Construção de bobina exploratória

Apesar do ângulo não poder ser determinado diretamente desta maneira, verificou-se que, ao comparar o sinal de referência do *encoder* com o sinal da bobina e com o da tensão de

fase na qual a bobina foi baseada (ambos filtrados), as defasagens não são idênticas. Em outras palavras, o ângulo de carga resultante para a bobina exploratória e para a tensão terminal da máquina são muito próximos ($1,5^\circ$ de diferença), mas não iguais, ao serem medidos da forma como se propôs neste trabalho. Espera-se de um trabalho futuro, investigar se a diferença entre os parâmetros obtidos como o ângulo de carga das duas formas pode fornecer a parcela da reatância de dispersão em cada um dos eixos do plano dq .

A influência do aumento da reação de armadura sobre a metodologia adotada para medir o ângulo de carga é discutida a seguir. Primeiramente, com a MSIP a vazio, avalia-se a defasagem entre referência mecânica (fornecida pelo *encoder*) e tensões de fase, tanto da máquina (V_{ph}) quanto da bobina exploratória (V_{bob}). Os indicadores C_{bob} e C_{ph} representam os instantes de cruzamento por zero, respectivamente, da tensão na bobina exploratória e da tensão de fase. A amplitude dos indicadores de cruzamento não é relevante, leva-se em conta apenas o instante de tempo onde isso ocorre, assim como para o indicador de revolução do rotor *Ref*. O tempo de meio ciclo elétrico dentro de uma revolução do rotor é indicado por C_{ref} . Através da análise das defasagens no tempo, busca-se comprovar a influência da distorção da tensão sobre as medições de ângulo de carga. A vazio, não se percebe defasagem considerável entre tensão da bobina e tensão de fase, mas é perceptível para a tensão de fase filtrada (V_{filt}). A tensão V_{filt} é o resultado de um filtro digital aplicado à tensão terminal medida com frequência de corte em 60 Hz.

A Figura 17 mostra estes indicadores e a tensão a vazio. Na mesma figura, estão os pulsos que representam a defasagem entre tensão e referência mecânica a vazio. Os trens de pulsos d_{bob} , d_{ph} e d_{filt} são, respectivamente, as defasagens referentes ao sinal da bobina exploratória, à tensão de fase e à tensão de fase filtrada. A Figura 18 é uma aproximação em um dos ciclos da Figura 17. A caixa pontilhada dentro desta figura, é o que está detalhado logo abaixo, ou seja, os instantes de início e fim de cada pulso de defasagem.

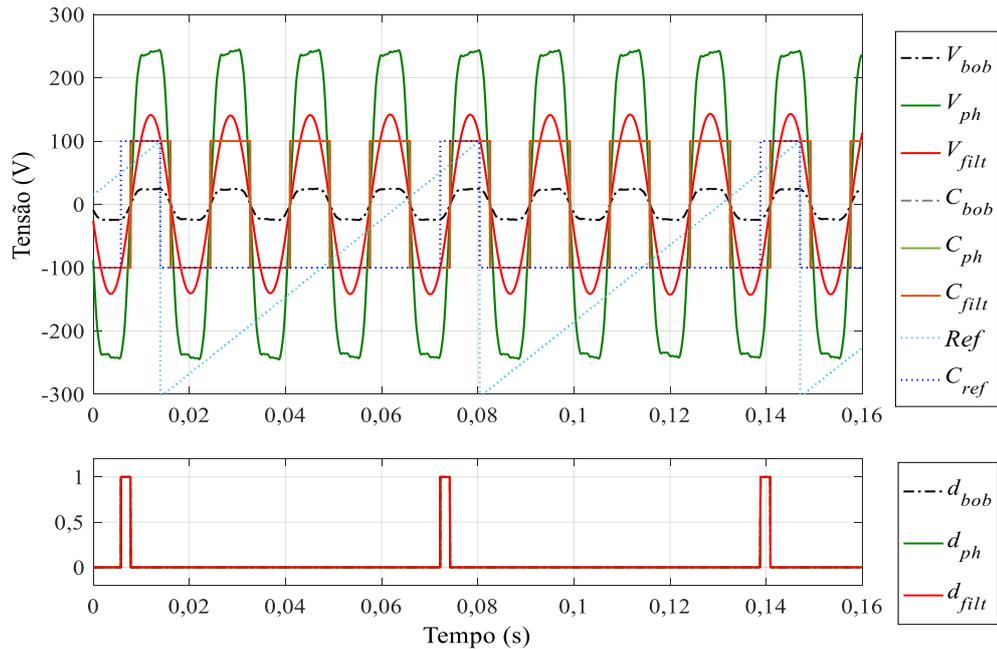


Figura 17 Tensões de bobina exploratória, de fase e de fase filtrada a vazio com suas respectivas defasagens em relação à referência mecânica.

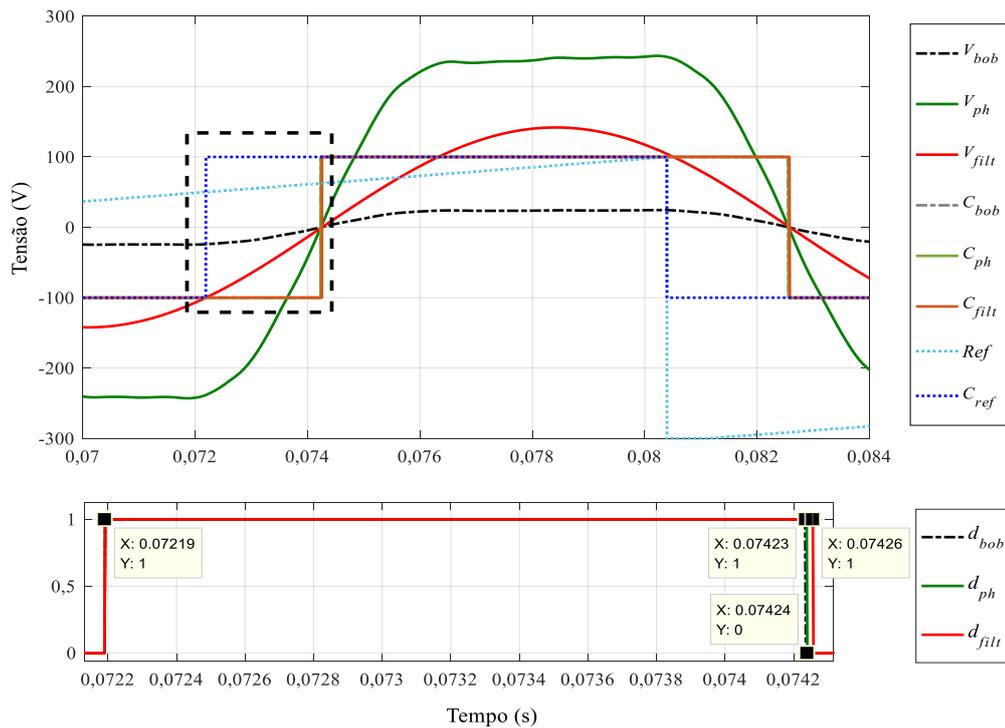


Figura 18 Detalhamento da largura dos pulsos de defasagem a vazio.

A análise das harmônicas de tensão de fase a vazio está na Figura 19, onde se apresenta até a décima ordem harmônica com sua respectiva tensão eficaz. Percebe-se elevado conteúdo harmônico de terceira ordem, mas como não há reação da armadura, ainda não é possível identificar sua influência sobre a medição do ângulo de carga.

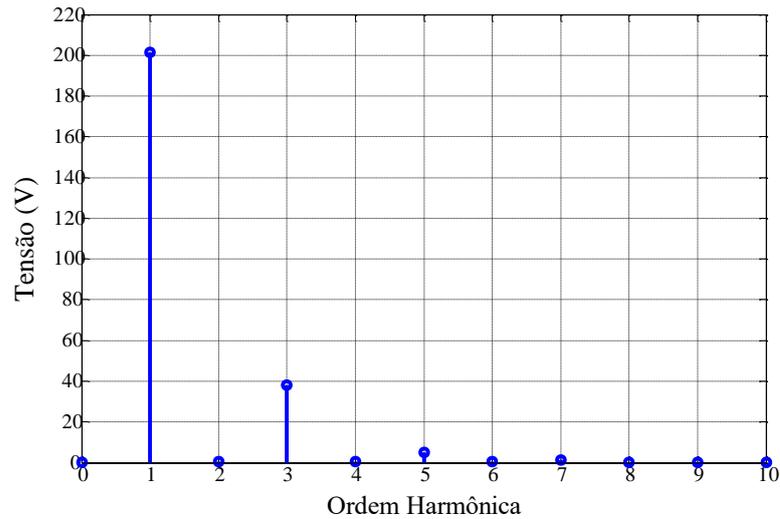


Figura 19 Conteúdo harmônico da tensão de fase a vazio.

A Figura 20 é análoga à Figura 18, mas avalia-se a defasagem associada à tensão de linha (V_{linha}).

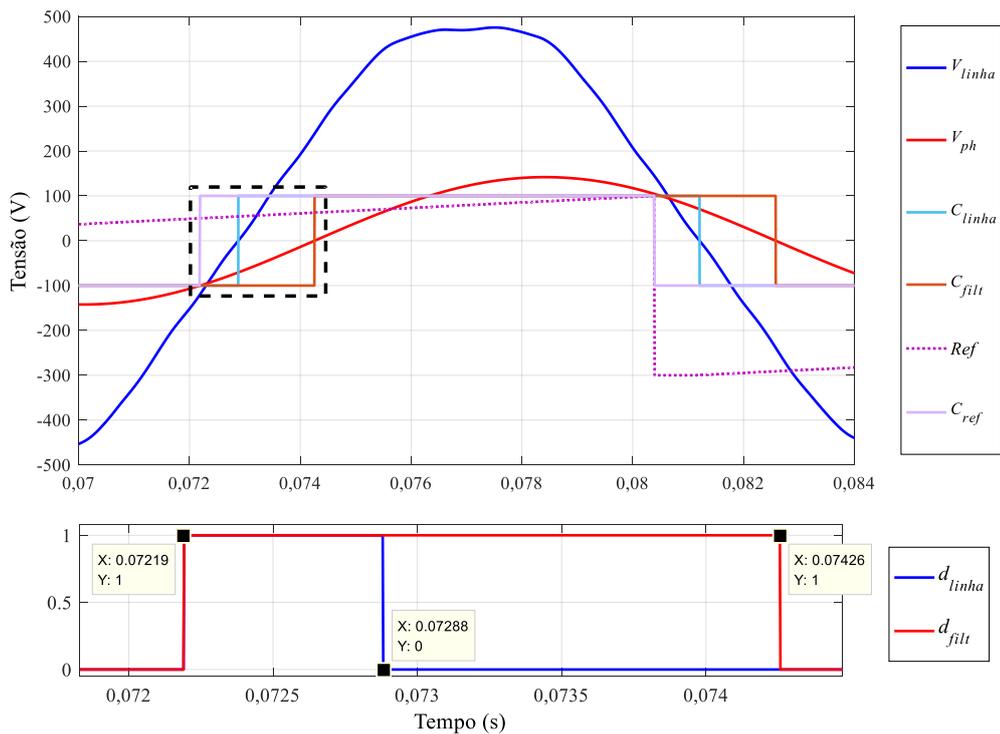


Figura 20 Detalhamento da largura dos pulsos de defasagem da tensão de linha e da tensão de fase filtrada a vazio.

Como esperado, não há efeito do conteúdo harmônico de terceira ordem na tensão de linha, conforme Figura 21. Por conta disso, espera-se que o ângulo de carga determinado pela tensão de linha seja muito próximo da tensão de fase filtrada. Nota-se que no caso da tensão de linha, o conteúdo harmônico de quinta ordem é mais elevado que o de terceira, mas conforme

indicam os resultados ao fim deste item, não provoca grandes alterações no resultado da medição

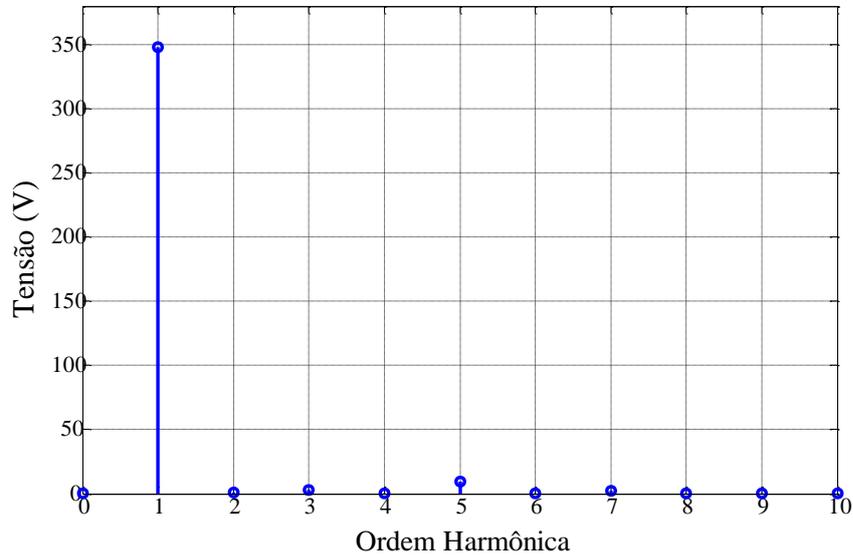


Figura 21 Conteúdo harmônico da tensão de linha a vazio.

Das Figura 18 e Figura 20, extrai-se o *offset* do ângulo de carga. Este *offset* deve ser descontado dos resultados obtidos com reação de armadura, os quais são apresentados a seguir. A Figura 22 é análoga a Figura 17, mas com cargas resistivas equilibradas drenando corrente nominal da máquina. Fica claro na Figura 23 que agora as larguras dos pulsos de defasagem estão consideravelmente diferentes entre si. Na realidade, não houve aumento significativo da harmônica de terceira ordem por efeito de reação de armadura, mas sim uma queda na tensão fundamental, conforme mostra Figura 24.

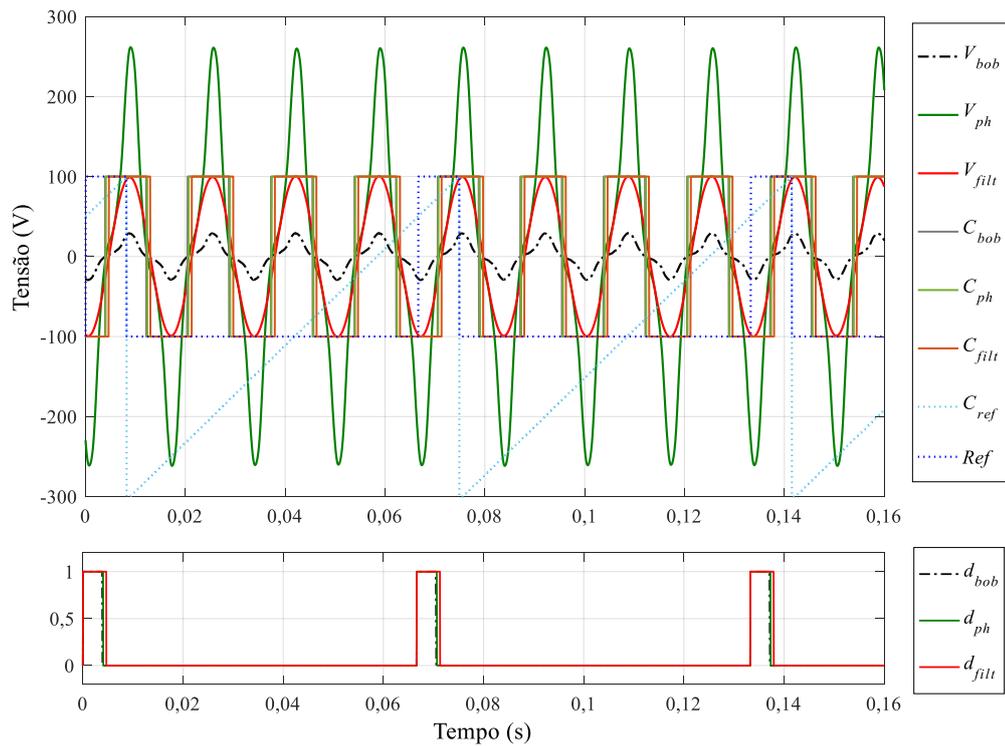


Figura 22 Tensões de bobina exploratória, de fase e de fase filtrada no ponto de operação nominal e suas respectivas defasagens em relação à referência mecânica.

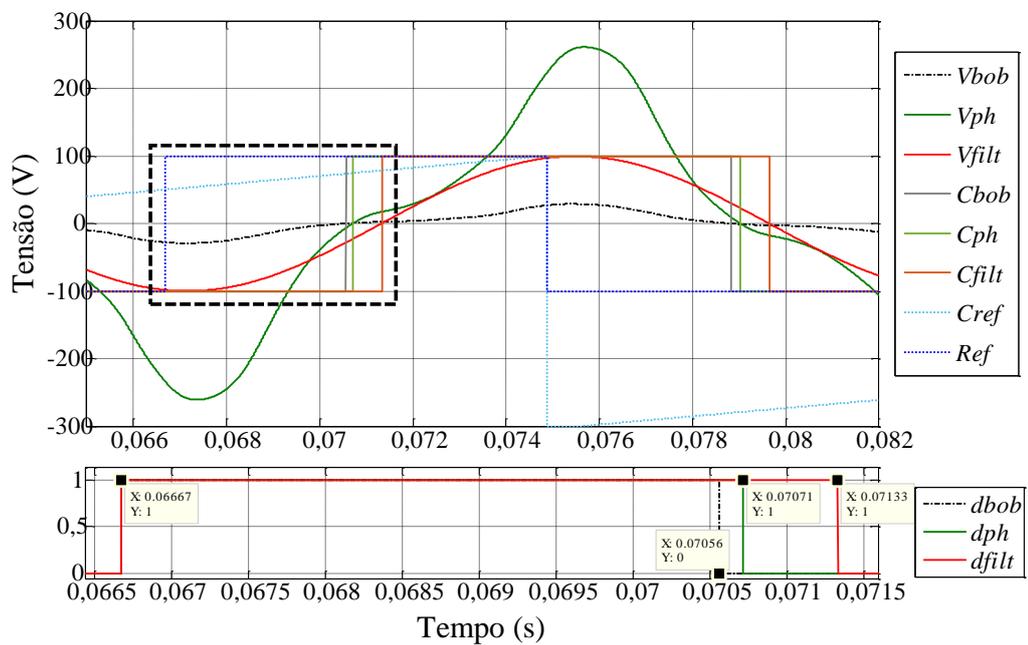


Figura 23 Detalhamento da largura dos pulsos de defasagem com carga resistiva nominal.

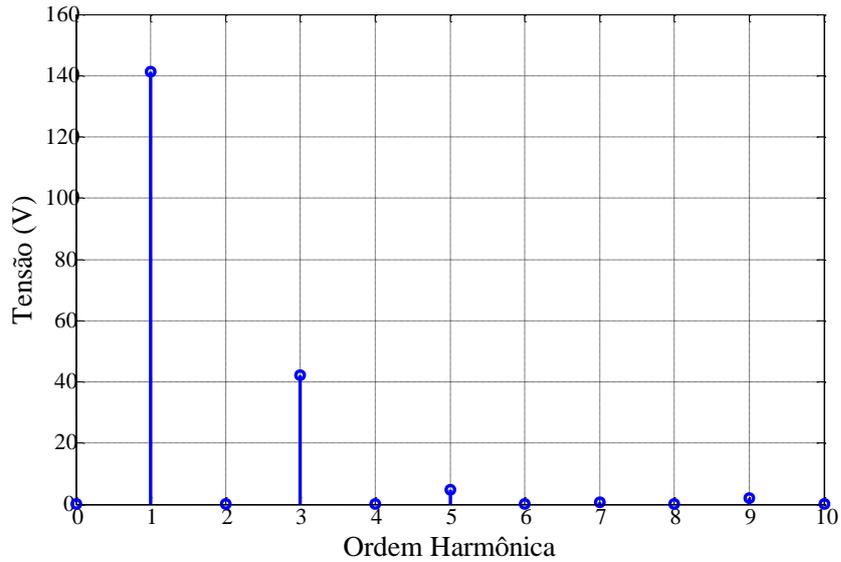


Figura 24 Conteúdo harmônico da tensão de fase com carga resistiva nominal.

Por fim, avalia-se na Figura 25 a largura dos pulsos de defasagem da tensão de linha e as harmônicas desta tensão na Figura 26.

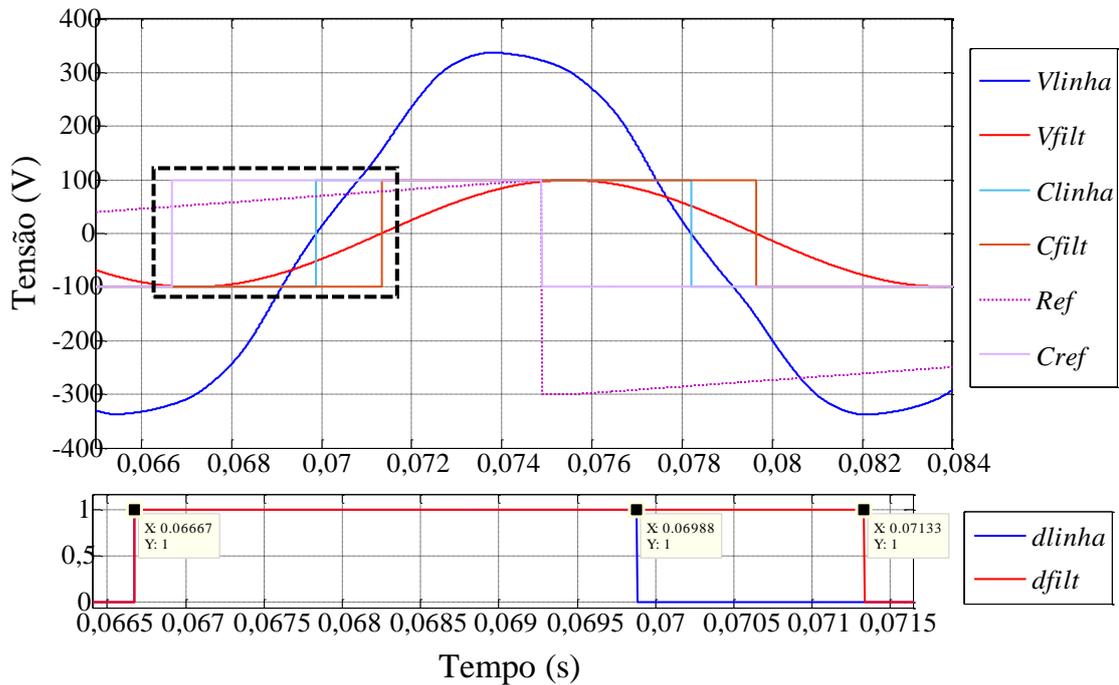


Figura 25 Detalhamento da largura dos pulsos de defasagem da tensão de linha e da tensão de fase filtrada com carga resistiva nominal.

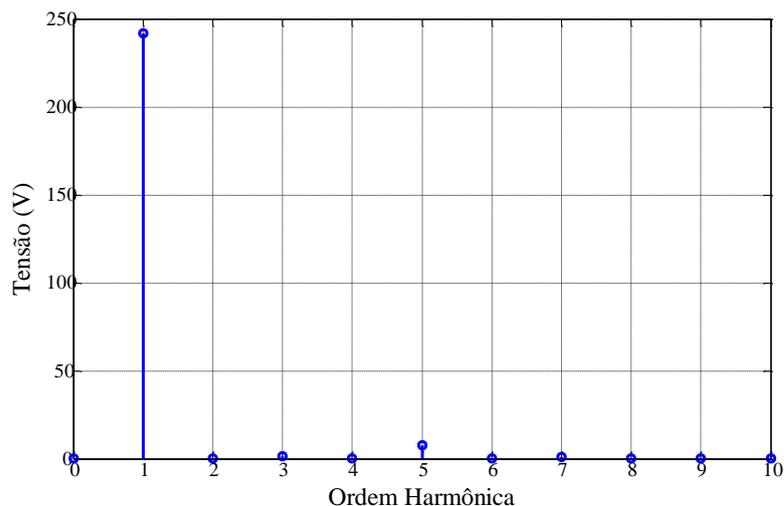


Figura 26 Conteúdo harmônico da tensão de linha com carga resistiva nominal.

A Tabela 1 unifica todos os instantes de tempo que delimitam os pulsos de defasagem. As defasagens a vazio Δt_0 e com carga Δt , compõem a Tabela 2, que mostra o ângulo de carga tanto em segundos quanto em graus para cada uma das tensões avaliadas.

Tabela 1 Comparativo de defasagens

Offsets Δt_0			
Instante	t2 (s)	t1 (s)	Δt_0 (s)
d_{bob}	0,07423	0,07219	0,00204
d_{ph}	0,07424	0,07219	0,00205
d_{filt}	0,07426	0,07219	0,00207
d_{linha}	0,07288	0,07219	0,00069
Defasagens com carga Δt			
Instante	t2	t1	Δt (s)
d_{bob}	0,07056	0,06667	0,00389
d_{ph}	0,07071	0,06667	0,00404
d_{filt}	0,07133	0,06667	0,00466
d_{linha}	0,06988	0,06667	0,00321

Pelos resultados obtidos, conclui-se que medir o ângulo de carga pela tensão de linha ou filtrar a tensão de fase através de filtros digitais em pós-processamento leva a resultados semelhantes, mas ambos distantes daqueles obtidos com tensão de fase. Isso não significa que em outra metodologia de medição a tensão de fase não possa ser utilizada, mas neste trabalho, o ângulo de carga obtido por tensões filtradas deu origem a indutâncias que corroboraram com um método estático de determinação de indutâncias, que será discutido no capítulo 6.

Tabela 2 Resultado descrito como ângulo de carga para as diferentes defasagens medidas

<i>Ângulo de carga δ</i>				
	Δt (s)	Δt_0 (s)	δ ($\Delta t - \Delta t_0$)	δ (°)
d_{bob}	0,00389	0,00204	0,00185	39,88024
d_{ph}	0,00404	0,00205	0,00199	42,8982
d_{filt}	0,00466	0,00207	0,00259	55,83234
d_{linha}	0,00321	0,00069	0,00252	54,32335

A justificativa para o ângulo de carga medido por bobina exploratória ser diferente daquele medido por tensão de fase não é clara. Pose-se dizer que o fato dela estar eletricamente isolada, ter sido construída com base em apenas uma das fases, estar alocada nos pequenos espaços disponíveis nas ranhuras do estator e não possuir cabeças de bobina semelhantes ao enrolamento original da fase são fatores que podem estar relacionados a esta diferença, além da própria incerteza na medição destas defasagens.

5 MÉTODOS DESENVOLVIDOS

Este item trata dos métodos desenvolvidos e empregados para determinar as indutâncias da MSIP. Primeiramente discute-se as principais características da máquina a ser testada e dos instrumentos utilizados para proceder com a aquisição dos dados. O item 5.3 trata sobre a indutância de eixo direto e o 5.4 é dedicado ao desenvolvimento das equações que fornecerão a indutância de eixo em quadratura.

5.1 CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA SOB TESTE

A seguir se apresenta as características construtivas e os dados de placa da máquina síncrona utilizada para implementação dos testes. Este GSIP possui estator de uma máquina de indução e teve seu rotor desenvolvido no Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia da UFRGS. Os valores nominais do gerador são:

- 1,5 kVA
- 200 V (tensão de fase)
- 4,54 A (com ligação Y-Y)
- 60 Hz
- 8 polos
- Faixa de operação de velocidade: 120-900 RPM

5.1.1 ESTATOR

A Figura 27 apresenta o esquema de bobinagem do estator.

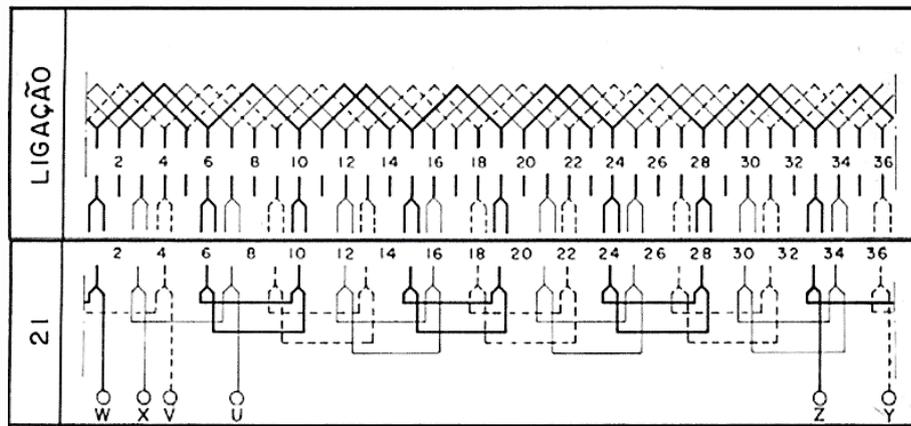


Figura 27 Esquema de bobinagem do GSIP testado. Fonte: EBERLE S.A., [s.d].

Os dados do projeto do estator são os seguintes:

- 36 ranhuras
- 2 bobinas/ranhura
- Passo de bobina 1:5
- 28 espiras/bobina
- Pacote 100 mm
- Ligação interna em série – 6 terminais
- 1,5 ranhuras por polo e por fase

A Figura 28 mostra o corte com as dimensões do estator da máquina. Seu núcleo é composto por chapas de aço 1008.

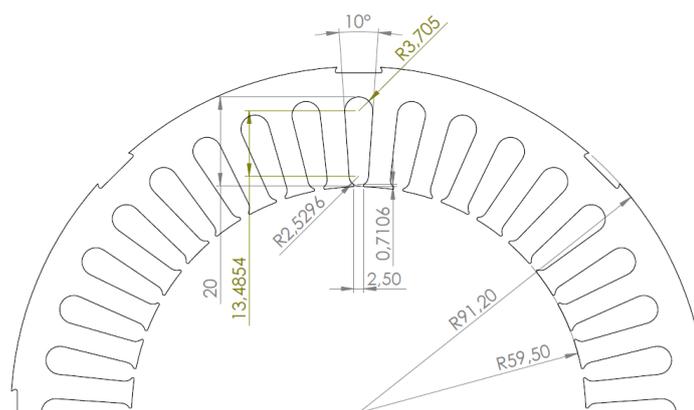


Figura 28 Dimensões do estator do GSIP.

5.1.2 ROTOR

Executado em aço carbono 1010, o rotor foi projetado de forma a garantir a colocação dos ímãs permanentes radiais e de barreira. Há uma folga de 0,15 mm unilateral para comportar uma capa de papel Nomex que envolve o ímã. As dimensões do projeto do rotor são indicadas na Figura 29. De acordo com as partes hachuradas da mesma figura, as cunhas têm como finalidade manter o ímã permanente na posição proposta. Os furos presentes na lateral do rotor, conforme Figura 32, servem para fixação de tampas de alumínio, que têm por finalidade manter os ímãs na sua posição, em aspectos longitudinais.

O projeto deste rotor passou por duas etapas, sendo que a primeira foi concluída sem inclinação dos ímãs, conforme Figura 33, e a segunda com inclinação dos ímãs. Como as ranhuras do rotor se encontram perfeitamente alinhadas com as ranhuras do estator em determinados pontos, há necessidade de um conjugado de partida não adequado para a aplicação. Por isso, nesta etapa, inclinou-se as ranhuras do rotor em 2,5 graus.

Como já foi discutido, sabe-se que a indutância de cada fase do estator varia com a posição do rotor, e isso acontece porque a relutância do caminho magnético não é igual ao longo da superfície do rotor. Em máquinas de polos salientes com enrolamento de campo, a indutância de eixo direto é maior porque a relutância do caminho magnético associado a ela é menor. Para a máquina em teste, como visto no capítulo 2, ocorre o oposto. A Figura 30 apresenta o resultado de uma simulação magnetostática em elementos finitos onde, com os ímãs desmagnetizados (PETKOVSKA et al., [s.d.]), avaliou-se a condição das linhas de fluxo quando o eixo direto e o eixo em quadratura estão alinhados com o eixo magnético da fase que possui maior corrente.

A posição do rotor que produziu maior fluxo magnético proveniente das bobinas que compõem a fase que circula maior corrente foi a da Figura 30(b), sugerindo que a indutância associada ao eixo em quadratura seja a maior. Esta simulação magnetostática foi utilizada para se ter uma prévia das indutâncias L_d e L_q . Nas duas posições, fez-se a soma do fluxo magnético

em todos os dentes do estator envolvidos por uma das bobinas que forma uma das fases da máquina quando uma das fases passa corrente de pico e nas outras duas fases 50% deste valor. Conhecendo o fluxo total que concatena essa bobina, é possível calcular a indutância da fase com base no número de espiras por bobina. Os resultados obtidos confirmam as indutâncias posteriormente obtidas pelos ensaios contidos neste trabalho. Para L_d , obteve-se 85 mH e para L_q 136 mH.

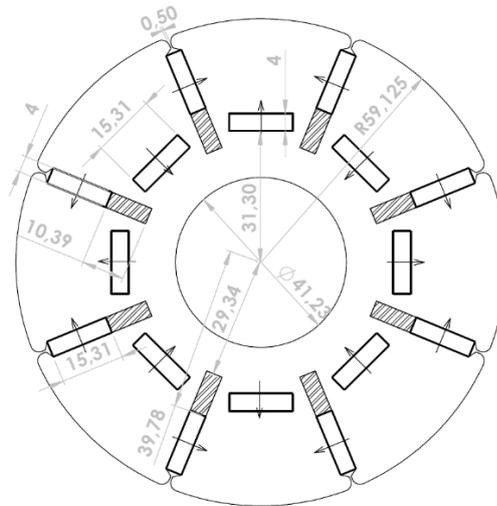
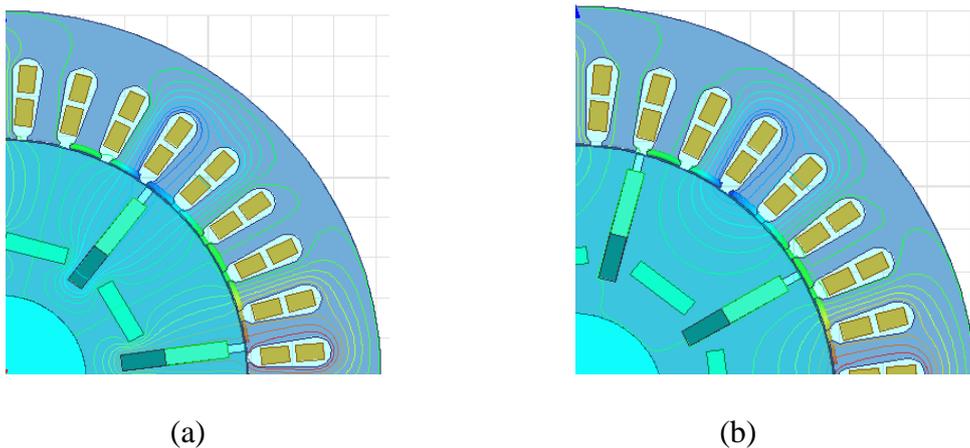


Figura 29 Dimensões do rotor, dos ímãs e direções de magnetização.



(a)

(b)

Figura 30 Alinhamentos do eixo magnético de uma das fases do estator com os eixos magnéticos do rotor (a) Alinhamento do eixo direto; (b) Alinhamento do eixo em quadratura

Em resumo, as características do rotor são:

- Material ferromagnético é Aço 1010 (maciço)

- Tampas laterais de Alumínio
- Cunhas de montagem em Teflon
- Ímãs permanentes tipo NdFeB
- O segundo quadrante do ciclo de histerese dos ímãs é dado na Figura 31.

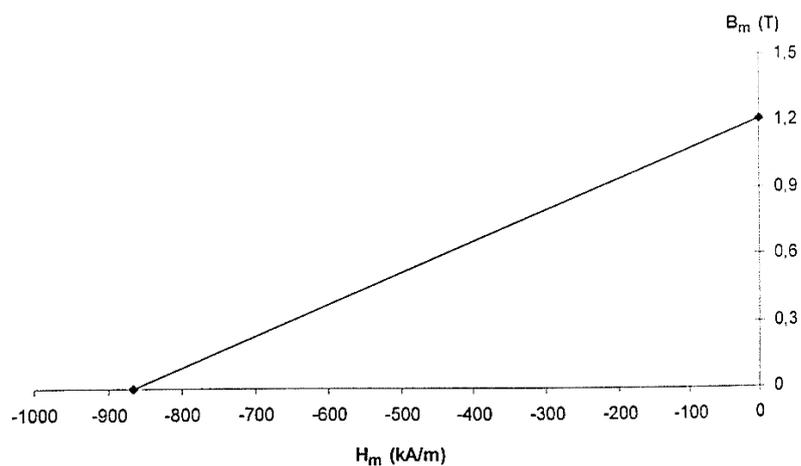


Figura 31 Segundo quadrante da curva de histerese dos ímãs de NdFeB sinterizados utilizados na construção do rotor. Fonte: FLORES FILHO, A. F.; HOMRICH, R. P.; NOGUEIRA I., 2003.

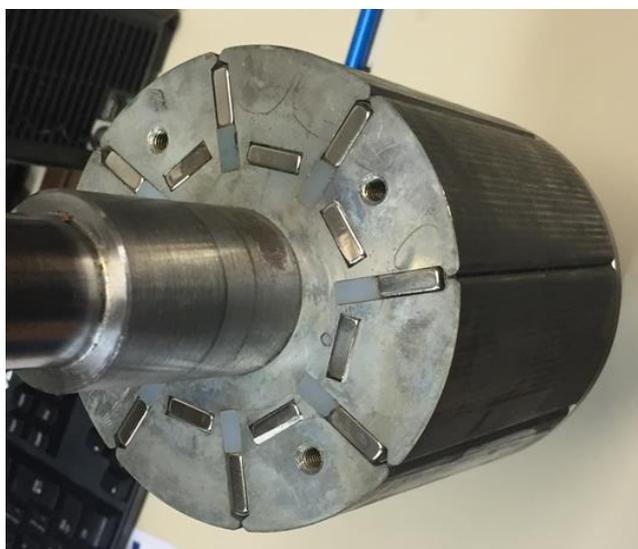


Figura 32 Rotor da máquina testada.



Figura 33 Inserção dos ímãs na primeira fase de projeto. Fonte: FLORES FILHO, A. F.; HOMRICH, R. P.; NOGUEIRA I., 2003.

5.2 CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

Os dois principais instrumentos utilizados para realizar aquisição de dados que servirão como entrada para as equações apresentadas nas próximas seções têm suas características descritas a seguir. É importante ressaltar que, a priori, não são necessários instrumentos sofisticados para implementação das metodologias apresentadas nesta dissertação, no entanto, a fim de validá-las, fez-se necessário o uso destes equipamentos.

5.2.1 TEKTRONIX PA4000

O Tektronix PA4000 é um analisador de energia de precisão, projetado para fornecer medições de energia e potência de produtos elétricos. Ele é um instrumento de bancada fácil de usar como uma interface de testes automáticos rápida e programável. Os recursos básicos do equipamento são listados abaixo:

- Medição de potências elétricas, tensões, correntes e fator de potência.
- 1 a 4 canais para medições multifase.
- Acesso rápido aos resultados, gráficos e menus.
- Capacidades nominais de correntes de 30 A e 1 A de derivação (shunts internos).
- Faixa de medição de miliwatts a megawatts.

- Registro de dados para o dispositivo de memória USB.
- Alimentação de ± 15 V para transdutores externos (opcional).

Para esta dissertação, o mais importante não é exatamente a forma de operar o instrumento, mas sim esclarecer como ele obtém as grandezas elétricas avaliadas e com que precisão. As especificações dos canais de entrada são listadas abaixo.

Para canais de tensão:

- Medições até $1000 V_{rms}$, CC até 1 MHz, contínuas.
- Impedância de entrada diferencial de 1 MOhm em paralelo com capacitância de 13 pF.
- Impedância de entrada alta e baixa do terra com capacitância de 30 pF.

Para canais de corrente:

- Medições até $200 A_{pk}$, $30 A_{rms}$, CC até 1 MHz, contínua.
- $15 A_{rms}$ no máximo com a unidade desligada ou quando o derivador selecionado não for o de 30 A.
- $75 A_{rms}$ por 1 segundo não repetitivo.
- $9,375 m\Omega$.
- Impedância de entrada alta e baixa do terra com capacitância de 45 pF

Em anexo a este trabalho estão as fórmulas implementadas pelo PA4000 para obtenção das grandezas medidas. É importante destacar que a determinação das reatâncias externas aplicadas durante os testes se fez através do PA4000 e que ele as calcula com base na harmônica fundamental da tensão e da corrente. Além disso, por padrão, o instrumento apresenta magnitude e fase das tensões e correntes harmônicas até 13ª ordem. O procedimento de medição das grandezas elétricas, que é discutido nas seções 5.6 e 5.7, realizou-se com a utilização do *software* PWRVIEW da Tektronix. Basicamente, este *software* permite fazer o comando do PA4000 através de um computador (plataforma Windows), onde através de uma interface amigável é possível configurar a aquisição dos dados remotamente. No caso deste trabalho, este *software* serviu para gerar um arquivo CSV para cada ponto de operação avaliado. Cada arquivo CSV se obteve a partir do comando “*Screen Shot*” do PWRVIEW, que nada mais é do que o

registro de todas as grandezas medidas no instante em que o comando ocorreu. Cada linha das tabelas que alimentam o código de processamento de dados feito em Matlab representa um arquivo CSV coletado.

O manual do PA4000 não especifica diretamente quantas amostras por segundo são coletadas, mas informa que a taxa de atualização (de valor padrão 0,5) determina o período no qual as amostras serão acumuladas e atualizadas. A faixa pode ir de 0,2 segundo a 2 segundos em incrementos de 0,1 segundo. Com taxas de atualização abaixo de 0,5 segundo, o número de resultados que podem ser atualizados nessa taxa é limitado. Além disso, pode ser especificada uma profundidade de média entre 1 e 10. O valor padrão é 10. Com a taxa de atualização configurada como 0,5 segundo, isso corresponde a valores médios ao longo de 5 segundos. Se a faixa for alterada, então a média será redefinida.

5.2.2 HBM GENESIS

O HBM Genesis é um sistema de aquisição de dados portátil capaz de realizar medições com uma taxa de aquisição de até 2 MSa/s, por tempo limitado pela memória de armazenamento existente no computador em que o sistema é inserido. Pensando de forma simples, o Genesis é um computador (plataforma Windows) em que uma série de placas de aquisição de dados estão conectadas, controladas por um *software* desenvolvido pela própria HBM, o HBM *Perception*.



Figura 34 Sistema de aquisição de dados portátil HBM Genesis. Fonte: HBM, 2014.

As entradas isoladas diferenciais equilibradas fornecidas pelo equipamento permitem conexão direta com qualquer tensão até 600 V_{RMS} em ambas as entradas de cada canal. O condicionador de sinal fornece entradas de tensão de ± 20 mV a ± 1000 V combinando faixas de baixa e alta tensão em um cartão *all-in-one*. O cartão contém dois conectores banana de 4 mm para cada canal. Cada canal é equipado com um amplificador de entrada independente, filtro anti-aliasing analógico Bessel ou Butterworth de 7 polos, filtros (Bessel, Butterworth ou Chebyshev) selecionáveis pelo usuário e um conversor analógico-digital de 18 bits. Para análise em tempo real, o cartão oferece cálculos de ciclo a ciclo.

A detecção de cruzamento de zero automático permite medição de valor RMS de sinais não periódicos, média e outros cálculos que podem ser utilizados para disparar a gravação. A Figura 35 mostra um dos cartões de entradas analógicas presentes no instrumento.



Figura 35 Conjunto de 6 entradas analógicas presente em um dos cartões de aquisição. Fonte: **HBM, 2014.**

É importante ressaltar que o Genesis faz leitura apenas de sinais de tensão, logo, qualquer transdutor que deva ser utilizado, precisa ser devidamente configurado dentro do *Perception* e incluído em uma espécie de biblioteca de sensores (*sensor database*). Basicamente, é necessário declarar quantos Volts por unidade de grandeza medida se encontra na saída do transdutor utilizado. Talvez o transdutor mais frequentemente usado na montagem de uma bancada de testes com o Genesis seja o transdutor de corrente (alicate amperímetro ou *shunt* externo).

Devido à confiabilidade deste instrumento da HBM para detectar instantes de cruzamento por nível zero ou de qualquer outro nível indicado pelo usuário, utilizou-se o conjunto *Genesis/Perception* para realizar medições de ângulo de carga, conforme item 4.2. Tal

medição só pode ser feita com uma caixa de conexão da HBM, utilizada para adquirir sinais de transdutores de conjugado e *encoders*, conectado ao Genesis através de uma porta DB 44.

O *Perception* é um *software* amigável, desde que se faça o uso do HBM e-Drive. O e-Drive nada mais é que um auxiliar para criar *setup* dos testes e é através dele que se configura a medição do experimento. Ele facilita a montagem do experimento uma vez que informa em quais portas devem ser conectadas as ponteiras de tensão e dos transdutores de corrente. Além disso, caso outros transdutores como *encoders* e *resolvers* devam ser utilizados, o e-Drive também informará o local de conexão.

Uma ferramenta muito útil, bastante utilizada neste trabalho, é a capacidade que o sistema tem de criar o chamado “*logfile*”. É uma espécie de relatório dos ensaios realizados, onde o usuário determina quais grandezas devem constar e de quais gravações essas grandezas devem ter origem. Para exemplificar a funcionalidade, considera-se o caso deste trabalho. Vários valores de carga foram conectados ao gerador e para cada um deles, valores de tensão, corrente, potência, temperatura, conjugado, ângulo de carga, fator de potência, entre outros foram adquiridos. O código desenvolvido se encarrega de gerar os valores médios de todas estas grandezas dentro do intervalo de aquisição, no entanto, para cada carga haverá uma gravação associada. Por isso, o *Perception* permite criar automaticamente um arquivo em Excel onde estarão listados, na ordem desejada, os valores médios de todas as gravações realizadas. Isso é muito útil, pois evita a criação de tabelas com dados de ensaio de forma manual.

5.3 DETERMINAÇÃO DE L_d

Os procedimentos de teste tratados no padrão IEEE 1812 foram aplicados ao GSIP para obtenção da reatância de eixo direto. No entanto, ele não aborda algumas limitações ligadas à determinação de X_d realizando somente os ensaios a vazio e de curto circuito. Apesar de trabalhos na área considerarem que a tensão induzida é constante, o efeito desmagnetizante de

cargas indutivas (caso do ensaio de curto-circuito) tende a diminuir seu valor. Autores já estudaram, (ŠTUMBERGER; KREČA; HRIBERNIK, 1999), alternativas para tentar levar em conta este efeito de reação de armadura na determinação de parâmetros. Outro detalhe importante é que, para um ensaio de curto-circuito franco ou mesmo com presença de indutâncias externas para limitar a corrente do ensaio, é difícil de garantir fator de potência zero. Esta dificuldade acontece em primeiro lugar porque o gerador não produz sinais senoidais puros e em segundo lugar porque os indutores sempre possuem uma parcela de carga resistiva ligada em série. Em regime permanente, há 90° de defasagem entre tensão induzida e corrente de curto somente se o fator de potência for zero, o que garante teoricamente que toda a corrente esteja posicionada sobre o eixo direto no diagrama fasorial da Figura 9. Para a harmônica fundamental, em situação de curto-circuito, o diagrama fasorial fica como na Figura 36.

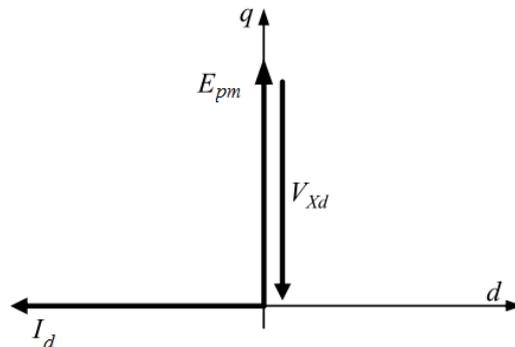


Figura 36 Caso ideal em condição de curto-circuito.

Este trabalho apresenta diferentes formas de obtenção da reatância de eixo direto. Uma delas é idêntica àquela que se propõe na IEEE 1812, que basicamente é o resultado da tensão a vazio pela corrente de curto-circuito. Todavia, estende-se essa análise de 5 a 60 Hz, dessa forma a indutância de eixo direto é apresentada como uma função praticamente constante da frequência. Outra maneira seria escrever a reatância de eixo direto como função dos valores das cargas (R e X_L) conectadas aos terminais do gerador. Observando as projeções do eixo em quadratura no diagrama fasorial da máquina, presente na Figura 9,

$$E_{pm} = V_q + X_d I_d + R_s I_q = V_{ph} \cos(\delta) + X_d I \sin(\delta + \varphi) + R_s I \cos(\delta + \varphi) \quad (55)$$

expressando a corrente de fase (ligação Y) como $I = V_{ph} / \sqrt{R^2 + X_L^2}$

$$E_{pm} = V_{ph} \cos(\delta + \varphi) + \frac{X_d V_{ph} \sin(\delta + \varphi)}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} + \frac{R_s V_{ph} \cos(\delta + \varphi)}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \quad (56)$$

e isolando X_d , obtém-se a solução desejada.

$$X_d = \frac{E_{pm} \sqrt{R^2 + X_L^2} - V_{ph} \sqrt{R^2 + X_L^2} \cos(\delta) - R_s V_{ph} \cos(\delta + \varphi)}{V_{ph} \sin(\delta + \varphi)} \quad (57)$$

Propõe-se avaliar o impacto da variação da temperatura dos ímãs na tensão induzida.

Portanto, abre-se uma discussão sobre o procedimento de medição de temperatura no rotor da máquina.

5.3.1 ESTIMAÇÃO DA TEMPERATURA DOS ÍMÃS

O experimento foi realizado no já apresentado GSIP, onde a temperatura foi medida usando-se um sensor PT100 com circuito condicionador de sinais. Não é intenção deste trabalho medir temperatura com elevada exatidão, pois a intenção é correlacionar de forma linear o valor de temperatura que está sendo lido com a tensão induzida. Sabe-se que a densidade de fluxo magnético de um ímã permanente depende de sua temperatura, portanto, nesta etapa o objetivo é estabelecer a variação que tensão gerada a vazio sofre devido alteração da temperatura dos ímãs. Considera-se uma relação linear na faixa de variação da temperatura identificada. Isto servirá para atualizar o valor da tensão induzida com base na temperatura do rotor durante os ensaios. A título de exemplo, constata-se experimentalmente que, ao realizar medições de ângulo de carga com o gerador em temperaturas diferentes, resultados consideravelmente diferentes são obtidos, especialmente para pequenas correntes. Além de aquecer por efeito Joule por parte da corrente exigida pela carga, geradores eólicos necessitam ser instalados a céu aberto, e é difícil evitar o aquecimento dos componentes internos pelos efeitos de radiação solar.

Por isso, justifica-se estudar a influência da temperatura na determinação das indutâncias da máquina, embora em laboratório seja possível amenizar ou anular estes efeitos.

É razoável considerar que pelas dimensões da máquina, após alcançado o equilíbrio térmico, que todos os ímãs estejam na mesma temperatura. Então, a temperatura medida no ímã que possui o sensor é assumida como sendo a temperatura de todos os ímãs. Uma análise térmica aprofundada exigiria conhecimento da função de transferência térmica do ponto de medição ao ponto de localização de cada um dos ímãs. No entanto, como a coleta de dados deste trabalho ocorreu após longos períodos sob uma determinada condição de carga, entende-se que a simplificação adotada geraria resultados aceitáveis. A Figura 37 mostra o sensor instalado na máquina.

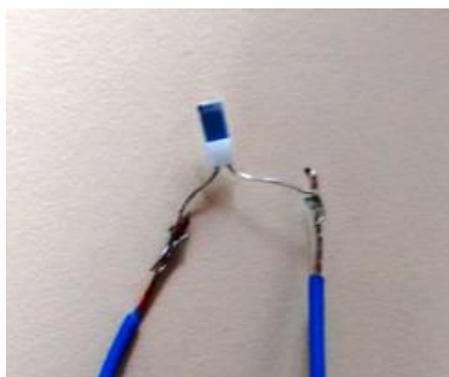


Figura 37 PT100 utilizado na medição da temperatura do rotor.

O condicionamento de sinais consiste basicamente em transformar a variação de resistência do PT100 em uma variação de tensão. Para transformar essa variação de resistência do PT100, implementou-se uma fonte de corrente em conjunto com PT100. O valor máximo de corrente para não causar aquecimento no sensor é de 1mA. Desta forma, utilizando uma tensão de referência de 5 V, tem-se o seguinte: $R=V/I=5/1\text{mA}=5\text{ k}\Omega$. O valor comercial adotado foi então o de 4K9 e tolerância de 1%. Além disso, a fonte de corrente é composta pelo operacional LM324 e por um REF02 (IC2 na Figura 38), que estabelece os 5 V de referência. A impedância de entrada idealmente infinita do operacional, assegura que sobre o PT100 passe, no máximo, 1mA.

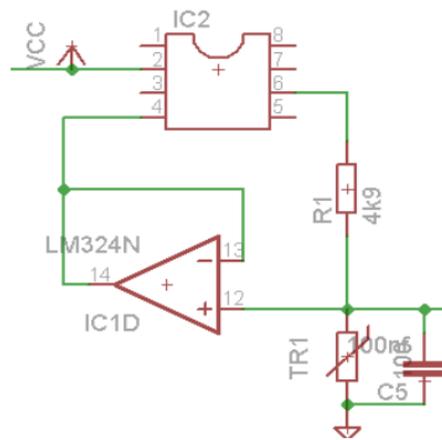


Figura 38 Fonte de corrente presente no condicionador de sinal do medidor de temperatura.

A uma temperatura próxima de 0°C o PT100 apresenta uma resistência aproximadamente de 100 Ω. Assim, para esta condição, com a corrente de 1 mA, tem-se uma tensão de 100 mV. A fim de obter 0 volt a 0°C é necessário diminuir 100mV da tensão sobre o PT100 utilizando um potenciômetro multivoltas. Pela análise do circuito de eliminação de *offset* na Figura 39, é possível escrever a tensão V_{out} de saída deste bloco como,

$$V_{out} = 2 \left(V_{in} - V_{ref} \frac{P1'}{2P1} \right) \quad (58)$$

Na equação (58) V_{ref} é a tensão do CI regulador de tensão (IC3) de 5 V, $P1'$ é a resistência do potenciômetro tomando a extremidade e o pino central, $P1$ é a resistência total do potenciômetro. No circuito é usado um trimpot de 10 kΩ, V_{in} é a tensão sobre o PT100.

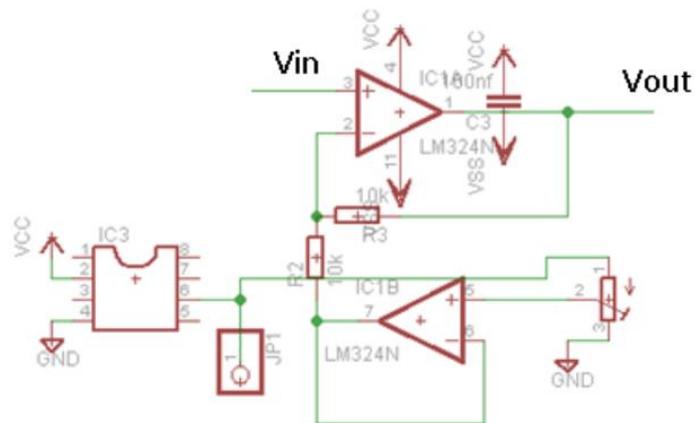


Figura 39 Circuito de ajuste de *offset* presente no condicionador de sinal.

Um circuito amplificador, deve fornecer um ganho à tensão de saída. Para a configuração de amplificador não inversor, temos que o ganho G referente ao bloco presente na Figura 40 é

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \left(\frac{R6 + R5}{R4} \right) \quad (59)$$

onde $R4=1,1 \text{ k}\Omega$, $R5=100 \text{ k}\Omega$ e está em série com um potenciômetro multivoltas de $50 \text{ k}\Omega$, e desta forma o ganho máximo fica:

$$G = 1 + \left(\frac{50 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega}{1,1 \text{ k}\Omega} \right) = 137,36$$

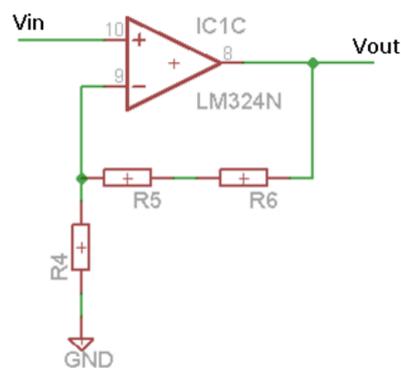


Figura 40 Estágio de ganho do condicionador.

A união dos blocos até então apresentados gera um condicionador com saída em tensão proporcional à temperatura do rotor. O diagrama com o resultado final está na Figura 41.

Para fixação do sensor, optou-se por instalá-lo mais próximo ao centro do rotor para diminuir a força centrípeta atuante sobre ele. Fez-se um corte de cerca de 5 mm paralelo à face do ímã. Neste corte o sensor permaneceu sem folgas, o que garantiu um bom contato com a superfície. Uma resina específica para este fim foi utilizada para cimentar o sensor ao rotor. A fotografia na mostra o sensor inserido no rotor, ainda não cimentado.

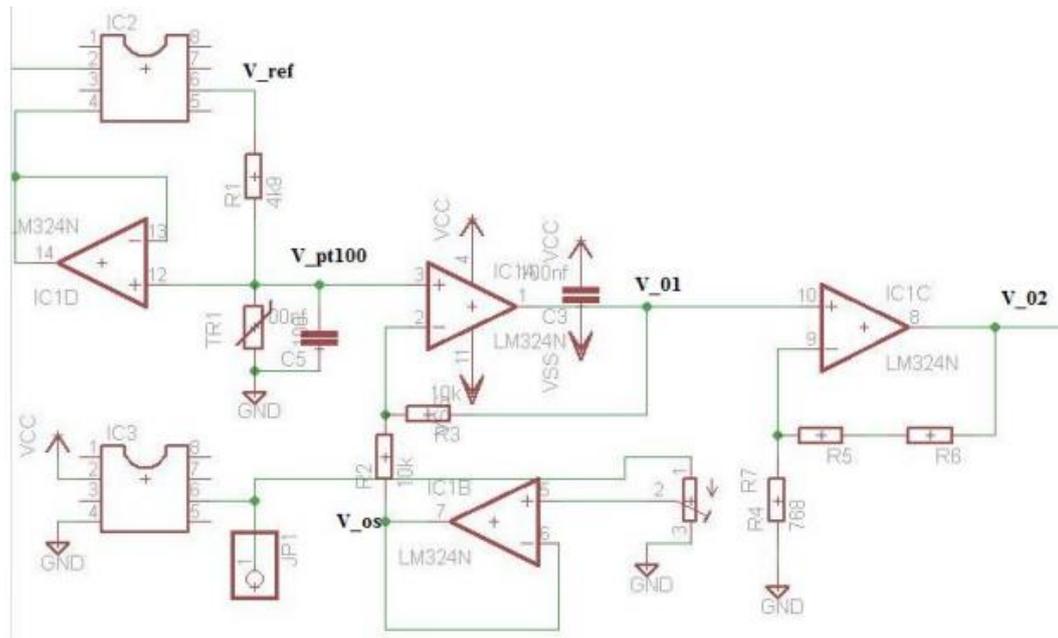


Figura 41 Circuito condicionador de sinal utilizado para medição de temperatura do rotor.

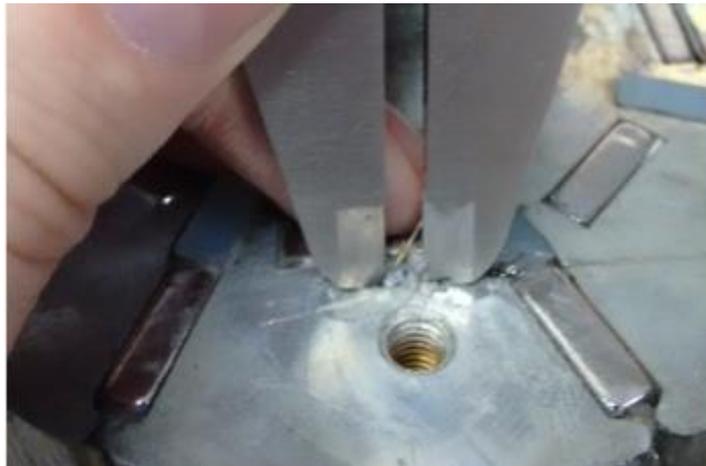


Figura 42 Fixação do PT100 ao rotor do gerador.

Com o sensor cimentado, um corte de cerca de 3 mm no eixo do rotor foi feito para servir como canal de passagem dos fios ligados ao sensor (passagem por baixo do rolamento). Os dois fios do sensor que passam por esta canaleta são soldados a anéis de cobre, como apresentado na Figura 43. Duas escovas de grafite fazem contato com os anéis, e é através delas que a variação de resistência é percebida pelo condicionador. Obviamente, quando a máquina trabalha na faixa de rotação nominal, a resistência de contato insere um ruído de frequência proporcional à frequência angular. Um filtro digital Butterworth de sexta ordem com frequência

de corte em 5 Hz, programado no sistema de aquisição, torna a medição factível em qualquer rotação de trabalho.

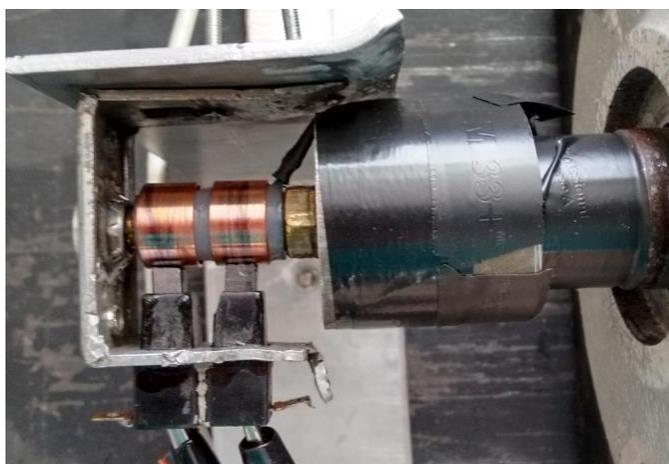


Figura 43 Conexão do PT100 ao condicionador de sinal, feita através de anéis coletores e escovas de grafite.

A calibração é realizada utilizando o potenciômetro de ganho e de *offset*. O potenciômetro de *offset* é usado para calibrar a tensão de 0 V para uma determinada temperatura. As escovas e os anéis permaneceram em série com o sensor. Isto é necessário, pois cada anel e escova adiciona uma resistência ao sensor PT100. Colocando o sensor em um copo com água e gelo, o potenciômetro do *offset* foi ajustado para que a tensão na saída do circuito condicionador seja de 0 V (a referência foi um termômetro convencional de mercúrio). A segunda etapa da calibração é referente ao ganho, ou seja, a inclinação da reta que relaciona tensão e temperatura. O fundo de escala baseia-se no pressuposto de a temperatura não ultrapassar 70°C, então este foi delimitado como a temperatura máxima a ser medida. Utilizando uma garrafa térmica com água quente, com o sensor submerso, configurou-se o potenciômetro para fornecer na saída do condicionador uma tensão de 6,83 V. A equação (60) é a reta que relaciona tensão e temperatura, onde T é a temperatura medida, e V_{02} , conforme Figura 41, é a saída do condicionador.

$$T = \frac{70}{6,83}(V_{02}) \quad (60)$$

O sinal de temperatura não necessitaria obrigatoriamente ser adquirido pelo Genesis; as leituras poderiam ser realizadas separadamente após a gravação de dados em cada condição de carga, pois a inércia térmica é grande. Por uma questão de conveniência, as leituras de tensão da saída do condicionador foram gravadas simultaneamente com todos os outros dados adquiridos.

Para relacionar a temperatura do rotor com a tensão induzida, fez-se medições a vazio na temperatura ambiente e na maior temperatura registrada. Na realidade, não seria necessário converter o valor da saída em tensão do condicionador para temperatura; bastaria gerar uma reta que relacionasse esta saída com a tensão gerada pela máquina a vazio. Os efeitos da variação da temperatura são discutidos e apresentados no item 5.6.2.

5.4 DETERMINAÇÃO DE L_q

De acordo com o diagrama fasorial na Figura 9, expressando a tensão induzida como um fasor que depende da soma da tensão de saída do gerador com as quedas na armadura, tem-se:

$$\hat{E}_{pm} = \hat{V}_{ph} + R_s \hat{I} + X_d \hat{I}_d + X_q \hat{I}_q \quad (61)$$

Uma possível abordagem para expressar as reatâncias como função das potências ativas e reativas é iniciar isolando as correntes da equação complexa (61). Reescrevendo em coordenadas retangulares,

$$jE_{pm} = (V_d + jV_q) + R_s(I_d + jI_q) + jX_d I_d + X_q I_q$$

$$jE_{pm} = V_d + R_s I_d - X_q I_q + j(V_q + R_s I_q + X_d I_d)$$

separando parte real e parte imaginária,

$$V_d = X_q I_q - R_s I_d \quad (62)$$

$$E_{pm} = V_q + X_d I_d + R_s I_q \quad (63)$$

isolando I_q em (62),

$$I_q = \frac{V_d + R_s I_d}{X_q} \quad (64)$$

substituindo (64) em (63),

$$V_q = E_{pm} - R_s \left(\frac{V_d + R_s I_d}{X_q} \right) - X_d I_d = E_{pm} - X_d I_d - \left(\frac{R V_d + R_s^2 I_d}{X_q} \right) \quad (65)$$

$$V_q = E_{pm} - \frac{R_s V_d}{X_q} - I_d \left(\frac{R_s^2}{X_q} + X_d \right) \quad (66)$$

e isolando I_d em (66), a corrente de eixo direto é dada por

$$I_d = \frac{E_{pm} - \frac{R_s V_d}{X_q} - V_q}{\frac{R_s^2}{X_q} + X_d} = \frac{E_{pm} X_q - R_s V_d - V_q X_q}{R_s^2 + X_d X_q} \quad (67)$$

Para encontrar a corrente de eixo em quadratura como uma função de reatâncias e tensões, substitui-se a equação (67) na (64) tem-se

$$I_q = \frac{V_d + R_s \left(\frac{E_{pm} X_q - R_s V_d - V_q X_q}{R_s^2 + X_d X_q} \right)}{X_q} = \frac{V_d}{X_q} + \frac{E_{pm} X_q R_s - R_s^2 V_d - V_q X_q R_s}{X_q R_s^2 + X_q^2 X_d} \quad (68)$$

A partir deste ponto, utiliza-se as equações (67) e (68) nas equações de potência, ativa e reativa, descritas como funções das tensões e correntes decompostas no eixo direto e no eixo em quadratura. Para potência reativa monofásica:

$$Q_{ph} = V_q I_d - V_d I_q \quad (69)$$

Reescrevendo $V_d = V_{ph} \sin(\delta)$, $V_q = V_{ph} \cos(\delta)$, substituindo (67) e (68) em (69).

$$Q_{ph} = V_{ph} \cos \delta \left(\frac{E_{pm} X_q - R_s V_d - V_q X_q}{R_s^2 + X_d X_q} \right) - V_{ph} \sin \delta \left(\frac{V_d}{X_q} + \frac{E_{pm} X_q R_s - R_s^2 V_d - V_q X_q R_s}{X_q R_s^2 + X_q^2 X_d} \right) \quad (70)$$

e manipulando a equação (70), tem-se a potência reativa para uma fase do gerador.

$$Q_{ph} = \frac{E_{pm}V_{ph} \cos \delta X_q - V_{ph}^2 \cos \delta \sin \delta R_s - V_{ph}^2 \cos^2 \delta X_q}{R_s^2 + X_q^2 X_d} - \frac{V_{ph}^2 \sin^2 \delta}{X_q} + \frac{V_{ph}^2 \sin \delta \cos \delta X_q R_s - V_{ph} E_{pm} X_q R_s \sin \delta + R_s^2 V_{ph}^2 \sin \delta}{X_q R_s^2 + X_d X_q^2} \quad (71)$$

A equação (71) expressa a potência reativa em uma das fases do gerador como função do ângulo de carga, das reatâncias de eixo direto e quadratura, da resistência do estator, da tensão induzida e da tensão terminal.

O mesmo procedimento é adotado para a potência ativa.

$$P_{ph} = V_d I_d + V_q I_q \quad (72)$$

Reescrevendo $V_d = V_{ph} \sin \delta$, $V_q = V_{ph} \cos \delta$ e substituindo (67) e (68) em (72).

$$P_{ph} = V_{ph} \sin \delta \left(\frac{E_{pm} X_q - R_s V_d - V_q X_q}{R_s^2 + X_d X_q} \right) + V_{ph} \cos \delta \left(\frac{V_d}{X_q} + \frac{E_{pm} X_q R_s - R_s^2 V_d - V_q X_q R_s}{X_q R_s^2 + X_q^2 X_d} \right) \quad (73)$$

$$P_{ph} = \frac{V_{ph} E_{pm} X_q \sin \delta - V_{ph}^2 R_s \sin^2 \delta - V_{ph}^2 \sin \delta \cos \delta X_q}{R_s^2 + X_d X_q} + \frac{V_{ph}^2 \cos \delta \sin \delta}{X_q} - \frac{V_{ph}^2 \cos^2 \delta X_q R_s - E_{pm} V_{ph} X_q R_s \cos \delta + R_s^2 V_{ph}^2 \cos \delta \sin \delta}{X_q R_s^2 + X_q^2 X_d} \quad (74)$$

A partir das equações (71) e (74), criou-se um sistema de equações onde as incógnitas são as reatâncias X_d e X_q . O resultado para o sistema criado foi obtido através do *software* Mathematica. Como consequência do método proposto, não se obtém apenas uma equação para o parâmetro do eixo em quadratura, mas também para o de eixo direto.

$$X_d = \frac{-P_{ph} R_s \cos \delta + E_{pm} V_{ph} \cos^2 \delta - V_{ph}^2 \cos^3 \delta + Q_{ph} R_s \sin \delta}{Q_{ph} \cos(\delta) + P_{ph} \sin(\delta)} + \frac{E_{pm} V_{ph} \sin^2 \delta - V_{ph}^2 \cos \delta \sin^2 \delta}{Q_{ph} \cos \delta + P_{ph} \sin \delta}$$

$$L_d = X_d / 2\pi f \quad (75)$$

$$X_q = \frac{Q_{ph}R_s \cos \delta + P_{ph}R_s \sin \delta + V_{ph}^2 \cos^2 \delta \sin \delta + V_{ph}^2 \sin^3 \delta}{P_{ph} \cos \delta - Q_{ph} \sin \delta} \quad (76)$$

$$L_q = X_q / 2\pi f$$

Também é possível expressar Lq em função dos valores de carga, exatamente como se fez para Ld . Observando as projeções no eixo direto do diagrama fasorial,

$$V_d = X_q I_q - R_s I_d$$

$$V_{ph} \sin(\delta) = X_q I \cos(\delta + \varphi) - R_s I \sin(\delta + \varphi) \quad (77)$$

adotando o mesmo critério, expressando a corrente como função da carga, ou seja

$$I = V_{ph} / \sqrt{R^2 + X_L^2}.$$

$$V_{ph} \sin(\delta) = \frac{X_q V_{ph} \cos(\delta + \varphi)}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} - \frac{R_s V_{ph} \sin(\delta + \varphi)}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \quad (78)$$

Isola-se X_q , tendo como resultado:

$$X_q = \sec(\delta + \varphi) \left(\sqrt{R^2 + X_L^2} \sin(\delta) + R_s \sin(\delta + \varphi) \right) \quad (79)$$

Repara-se que a equação (79) foi obtida de forma independente, diferentemente das equações (75) e (76), que resultaram de um sistema de equações. Os resultados obtidos indicam que os parâmetros variam com a condição de carga, ou seja, dependem da posição espacial da reação da armadura em relação à posição espacial do rotor que, em regime permanente, são estáticas uma em relação à outra.

Para melhor compreender os resultados que serão apresentados, os métodos que empregam as equações (75) e (76) são tratados por siglas. A descrição destas siglas e o método correspondente são descritos a seguir.

- método de determinação de indutâncias com Predição de Ângulo de Carga (PAC) – Realizam-se as medições demandadas pelas equações (75) e (76), para obtenção de L_d

e L_q respectivamente. Neste caso, o ângulo de carga é obtido através de cálculo. As formas de cálculo foram apresentadas no capítulo 4.

- método de determinação de indutâncias com Medição de Ângulo de Carga (MAC) – Utiliza-se as mesmas equações do método PAC, mas o ângulo de carga deve ser medido. O método de medição adotado neste trabalho também foi descrito no capítulo 4.

De agora em diante as formas de determinação serão diferenciadas pelas siglas PAC e MAC. As equações (75) e (76) permitem determinar reatâncias de eixo direto e de eixo em quadratura como função das potências ativas e reativas para uma determinada condição de carga. Também se torna mais claro a importância de determinar o ângulo de carga, o qual foi tema do capítulo 4, pois ambas equações são dependentes de seu valor.

Neste capítulo, buscou-se apresentar a forma de obtenção dos resultados das indutâncias do modelo dq . O item 5.1 mostrou as características construtivas da MSIP testada. O item 5.2 contém informações a respeito dos principais instrumentos utilizados na realização dos ensaios.

Nos itens 5.3 e 5.4, propõe-se mais uma forma de determinação de L_d e L_q , em que o procedimento de teste supõe a MSIP como gerador isolado. Nestes itens, o cálculo dos parâmetros leva em conta a tensão induzida na rotação do teste, por isso, no item 5.3.1, fez-se uma discussão sobre a medição de temperatura no rotor da máquina durante operação. As equações (75), (76), (57) e (79) são as opções fornecidas para testar a máquina com este procedimento.

6 ANÁLISE DOS RESULTADOS

As equações desenvolvidas no capítulo anterior para determinação das indutâncias do modelo de duplo eixo da MSIP serão neste item postas em prática. As equações até então deduzidas nos capítulos 4 e 5 estão presentes em um código feito em Matlab, responsável pelo processamento dos dados coletados com o HBM Genesis e o Tektronix PA 4000. O equipamento da Tektronix demonstrou resultados não idênticos ao da HBM. Uma possível explicação para tais diferenças, além das incertezas de medida (que são extremamente baixas em ambos equipamentos dentro da faixa das medições realizadas), é que o PA 4000 apresenta filtros típicos de um analisador de energia, e o Genesis, por ser um sistema de aquisição de dados, apresenta os sinais de forma mais fiel, levando em conta ordens harmônicas que o PA 4000 não leva. Por exemplo, no PA 4000 a resistência da carga é calculada através do fator de deslocamento, e no Gênesis através do fator de potência. Por esse motivo, dentro do código responsável pela aquisição dos dados no Genesis, filtros digitais foram utilizados para leitura de tensões e correntes. A diferença entre sinal filtrado e sinal adquirido se torna visível nas figuras que serão apresentas ao longo deste item. É importante ressaltar que não se configurou uma descaracterização dos sinais adquiridos através de filtragem; houve apenas desconsideração de ordens harmônicas elevadas que, a priori, não são relevantes para verificar o desempenho do equacionamento apresentado mediante métodos convencionais.

Antes de apresentar os resultados para a MSIP, analisa-se os ensaios realizados em uma MSEC, onde o método de baixo escorregamento serve como parâmetro de comparação para os métodos PAC e MAC.

6.1 APLICAÇÃO DOS MÉTODOS MAC E PAC EM MÁQUINA SÍNCRONA COM ENROLAMENTO DE CAMPO

Neste item a máquina é tratada como uma “caixa preta”, onde apenas suas características nominais são conhecidas. Não se entrará no mérito das características de projeto, apenas far-se-á aplicação de métodos PAC e MAC e posteriormente uma análise comparativa com o método de baixo escorregamento. Pretende-se reproduzir o comportamento de um gerador a ímãs permanentes através do controle da corrente de campo. Neste caso, não há consideração da variação de temperatura ao longo dos testes, principalmente porque eventuais alterações na temperatura do rotor, que provocariam variação da resistência de campo, são compensadas pelo monitoramento da tensão aplicada no mesmo.

A bancada se compõe com o HBM Genesis para aquisição dos dados e com um conjunto motor/gerador fabricados pela ANEL S.A. Esse conjunto é formado por um motor de indução trifásico de rotor bobinado (acionado por inversor de frequência) e pela máquina síncrona trifásica de quatro polos. A seguir são listadas as características nominais de ambas as máquinas.

Valores nominais da máquina primária (terminais do rotor em curto-circuito):

- Tensão: 220 V (Δ) e 380 V (Y)
- Potência: 1,86 kW
- Fator de potência: 0,82
- Corrente: 7,5 A (Δ) e 4,3 A (Y)
- Frequência: 50 Hz
- Velocidade: 1410 RPM

Valores nominais da máquina síncrona (gerador):

- Tensão: 133 V (Δ) e 230 V (Y)
- Potência: 1,7 kVA
- Fator de potência: 0,8
- Corrente máxima de campo: 600 mA
- Corrente: 7,4 A (Δ) e 4,3 A (Y)
- Frequência: 50 Hz
- Velocidade: 1500 RPM

A fotografia abaixo mostra a bancada de testes preparada para os ensaios do gerador síncrono.



Figura 44 Bancada de testes do gerador síncrono.

Antes de considerar uma excitação constante, para facilitar posteriores análises, levanta-se a característica de curto-circuito e em vazio do gerador com enrolamento de campo, conforme Figura 45. As curvas são resultados de valores médios dentre as três fases. Observe que dois valores de indutância de eixo direto foram selecionados, um saturado (104,9 mH) na tensão de 123 V e outro não saturado (135,7 mH) na tensão de 25,8 V. Estes valores de tensão não foram escolhidos ao acaso: o não saturado é decorrente de norma (menos de 20% da nominal) e o saturado é o limite de comparação dado pela máxima tensão do transformador que alimentou a máquina no ensaio de baixo escorregamento. A indutância saturada de eixo direto na tensão e frequência nominal da máquina (133 V e 50 Hz) é de 97,5 mH.

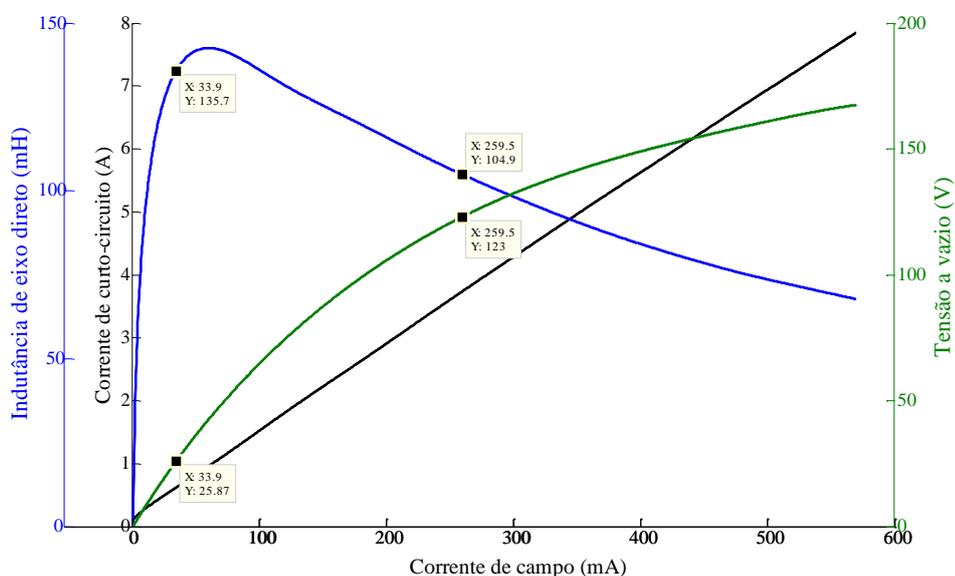


Figura 45 Características a vazio, de curto-circuito e indutância de eixo direto da MSEC.

Com corrente de campo do rotor constante, optou-se por trabalhar com aquela que gera tensão nominal à vazio na frequência nominal. O valor de corrente de campo necessário para atender esse requisito é de 300 mA. As características de curto e a vazio foram levantadas na frequência nominal de 50 Hz, no entanto, o ensaio de baixo escorregamento teve de ser feito em 60 Hz devido à frequência da rede elétrica. Por causa desta diferença de frequência entre testes, todos os resultados serão apresentados com os valores das indutâncias obtidas, e não das reatâncias. Outrossim, fez-se todos os ensaios com conexão Y/Y sem conexão de neutro, para que a reatância de sequência zero não interfira no valor do parâmetro medido.

Trechos dos valores instantâneos das tensões de linha e de fase medidas no ensaio em vazio estão presentes na Figura 46. O traçado em preto na figura é o considerado como tensão gerada pela máquina ao longo dos testes. A frequência de corte do filtro Butterworth digital (quinta ordem) aplicado ao sinal adquirido (vermelho) é de 540 Hz.

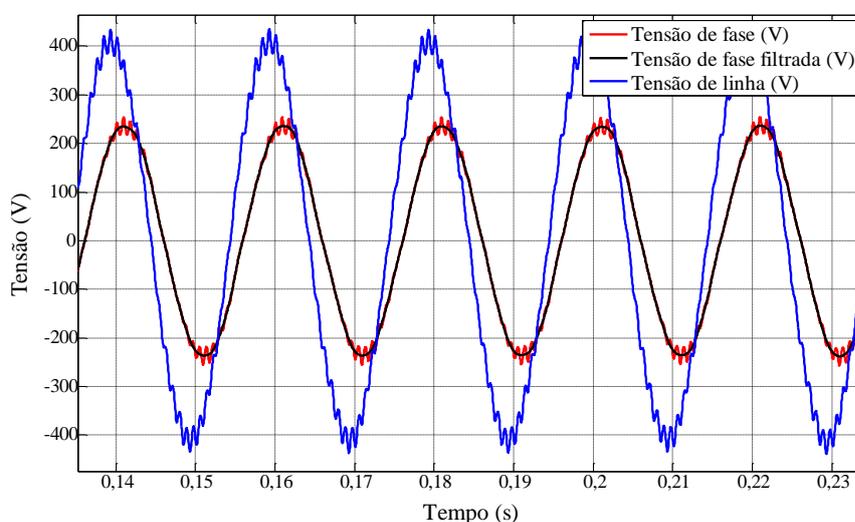


Figura 46 Forma de onda dos sinais adquiridos de tensão a vazio de linha e de fase.

O mesmo se fez para a corrente de curto circuito. A presença do conteúdo harmônico principalmente de terceira ordem provoca surgimento de tensão entre os terminais de fase e neutro durante o curto-circuito. Para a corrente nominal no ensaio, esta tensão atingiu o valor eficaz de 19,7 V. A Figura 47 mostra a forma de onda destes sinais no tempo.

A resistência de cada fase foi determinada com o método de tensão e corrente conforme item 3.1.3. A resistência média por fase resultante deste teste com a máquina quente foi $1,626 \Omega$, medidos imediatamente após testes de carga resistiva. A partir deste ponto, este item será dividido em duas etapas. A primeira apresenta os resultados para obtenção dos parâmetros com métodos MAC e PAC, onde não é possível alterar o campo da máquina. A segunda é verificação dos parâmetros por métodos convencionais, onde a corrente de campo sofrerá variação apenas para verificação dos parâmetros

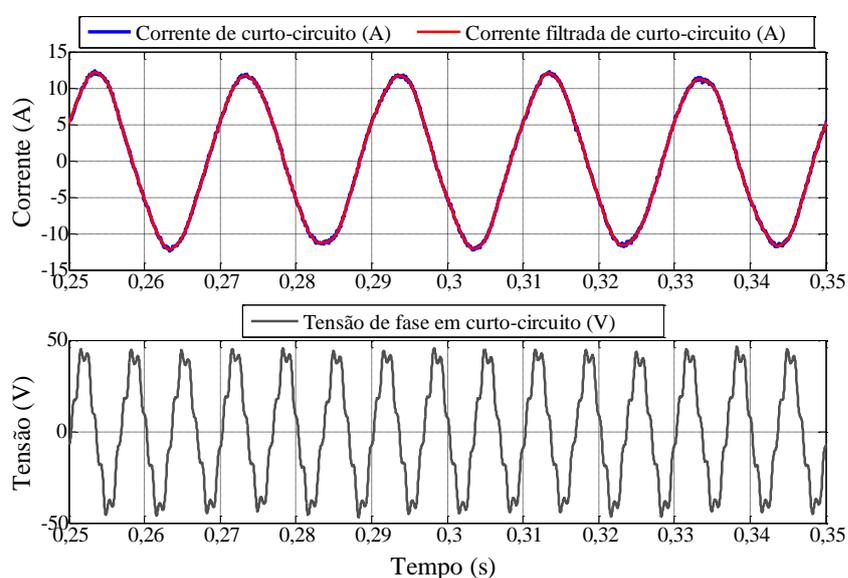


Figura 47 Corrente de curto-circuito e tensão fase-neutro durante o ensaio de curto-circuito.

Em primeiro lugar, deve-se deixar claro que o método proposto é com a máquina em operação e que além de determinar o valor das indutâncias de cada eixo propriamente ditas, tem-se como objetivo conhecer o comportamento destas indutâncias com a variação da reação da armadura (HOMRICH, 2016). Ressalta-se que a partir deste ponto não haverá variação da corrente de campo e que a máquina é tratada como um GSIP. Optou-se por operação isolada, mas não significa que uma máquina interligada não possa receber o mesmo tratamento. A magnetização do rotor altera o comportamento do fluxo magnético no entreferro, diferentemente do método de baixo escorregamento que conta apenas com o fluxo magnético dos enrolamentos do estator. Se o mesmo método fosse aplicado para a máquina em condição

de magnetização não saturada, como, por exemplo, com uma corrente de campo de até 20% dos 300 mA que geram tensão nominal, parâmetros não saturados seriam obtidos. No entanto, apresenta-se resultados do método desenvolvido para parâmetros saturados, que é a forma possível de se obter em uma máquina de ímãs permanentes. Fez-se testes com cargas resistivas e indutivas, para avaliar como os parâmetros se comportam com variação da posição da reação da armadura em relação aos eixos d - q . A Figura 48 mostra o comportamento da corrente de excitação no teste a vazio e de curto-circuito. Não é obrigatório avaliar o comportamento de L_d para todas as frequências, porque espera-se que ela seja constante dentro da faixa nominal de frequência do gerador a de ímãs permanentes. Como afirma o IEEE 1812, se não for possível realizar o teste de curto-circuito com um curto franco, faz-se isso por meio de reatâncias externas. Nota-se um desvio de aproximadamente 10 mA (3,33%) de excitação entre um teste e o outro. Foi o mais próximo que se pode obter por limitações da fonte de alimentação do campo. Se não houvesse nenhum desvio, a indutância resultante do teste deveria ser exatamente a mesma da condição nominal da Figura 45, ou seja, 97,5 mH.

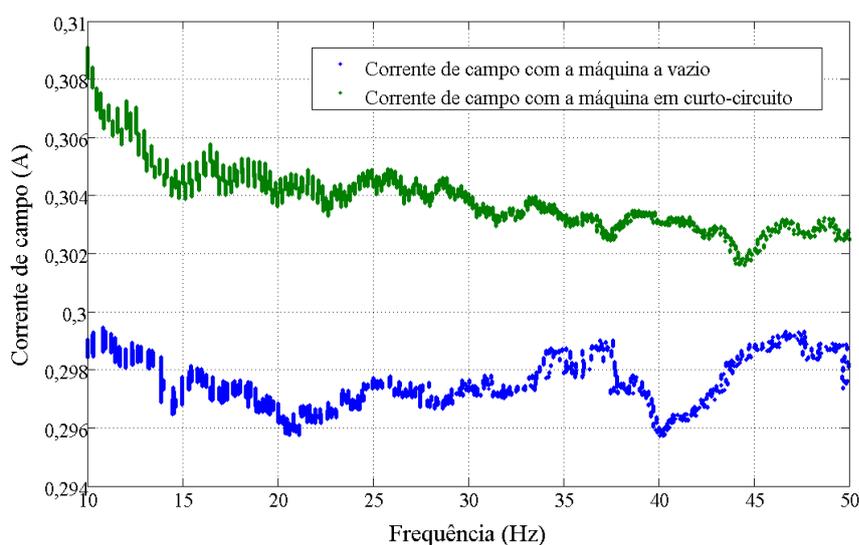


Figura 48 Corrente de excitação aplicada à MSEC.

O resultado em 50 Hz para a indutância de eixo direto, conforme Figura 49, é 94,21 mH. Assim como em uma máquina de ímãs permanentes, a impossibilidade de alterar o campo evita que a corrente de curto cresça com a frequência que, neste caso, não passou de 5 A.

Uma vez determinada a indutância de eixo direto, aplica-se carga ao gerador. Tanto cargas resistivas quanto indutivas foram conectadas em Y/Y e, como há equilíbrio entre fases, optou-se por não conectar o neutro do gerador ao neutro da carga. Desta forma, devido ao conteúdo harmônico, há uma diferença na forma de onda dos sinais de tensão de fase do gerador e da carga. Em outras palavras, a tensão que surge entre os terminais de neutro acarreta diferentes resultados, dependendo do ponto de conexão dos instrumentos. O valor instantâneo da tensão de fase no gerador é a soma da tensão na carga com a tensão de neutro (que não são de mesma frequência). Por isso, fez-se as medidas de tensão nos terminais da carga, uma vez que considerar a tensão de neutro leva a obter fatores de potência não correspondem com o caráter da carga que está ligada ao gerador. Se o neutro fosse conectado, esta diferença não existiria, mas o efeito da distorção harmônica estaria presente na corrente e a reatância de sequência zero seria parcela dos parâmetros resultantes.

A indutância da Figura 49 só precisa ser determinada se houver impossibilidade de medir o ângulo de carga, pois dentro do método PAC ela é necessária para estimá-lo. A Figura 50 contém os resultados para medição e cálculo de ângulo de carga com aplicação de carga resistiva.

A Figura 50 remete ao capítulo 4, ela é um comparativo de ângulos de carga medidos e calculados. A menor diferença foi de 0,29°, que ocorre para o maior valor de corrente medido de 4,28 A e a maior foi 3,3° para 3,2 A. As diferenças ocorrem principalmente porque o ângulo é calculado com base em um único valor de L_d , indicado na Figura 49.

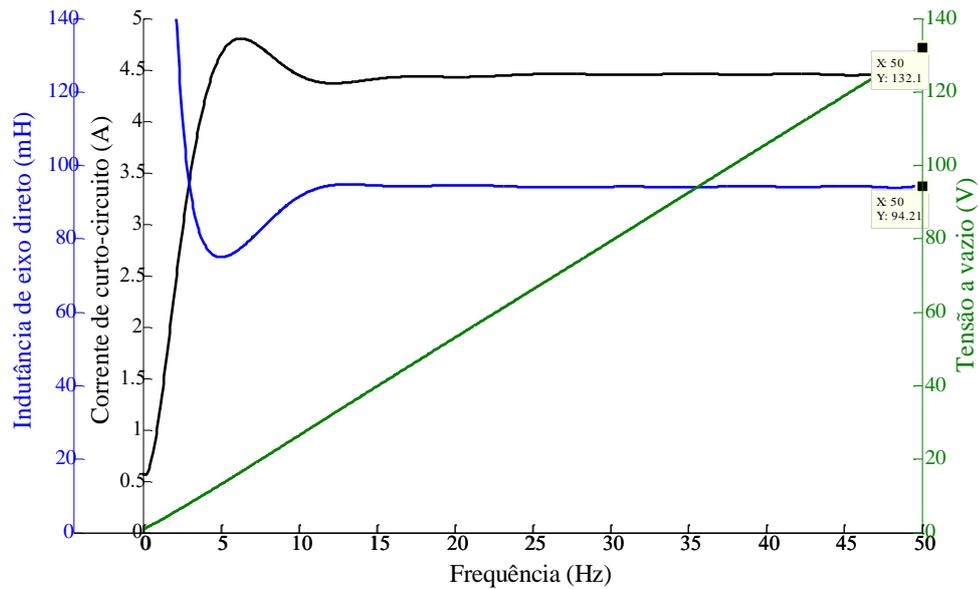


Figura 49 Determinação da indutância de eixo direto saturada para MSEC.

Como já anteriormente abordado, cada medida é resultado de uma média dentro de 5 segundos de aquisição de dados. Como um valor do ângulo de carga é adquirido a cada ciclo mecânico e a máquina é testada a 25 rps, esta média é feita com base em 125 valores.

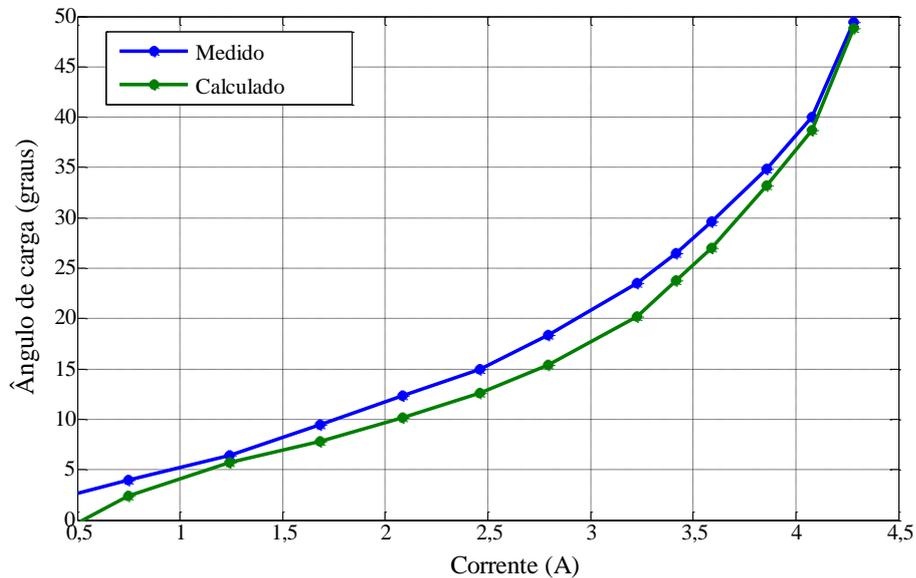


Figura 50 Variação do ângulo de carga δ medido e calculado devido ao aumento de carga resistiva.

Na Figura 51 há resultados de L_d utilizando métodos MAC e PAC com variação de carga resistiva aplicada ao gerador. Observa-se que, quanto maior é a reação da armadura, mais próximos os resultados ficam daqueles saturados obtidos no ensaio de baixo escorregamento,

como mostra o comparativo do próximo item. A Figura 51 também contém indicação dos resultados quando se atinge a condição nominal, onde se obteve 93,5 mH no método MAC e 94,09 mH para o PAC, o que é condizente com os 94,21 mH obtidos na Figura 49. O mesmo é válido para as indutâncias de eixo em quadratura da Figura 52. Os 52,2 mH e 51,21 mH indicados na Figura 52 também são condizentes com o valor saturado de 55,23 mH, obtido no método de baixo escorregamento.

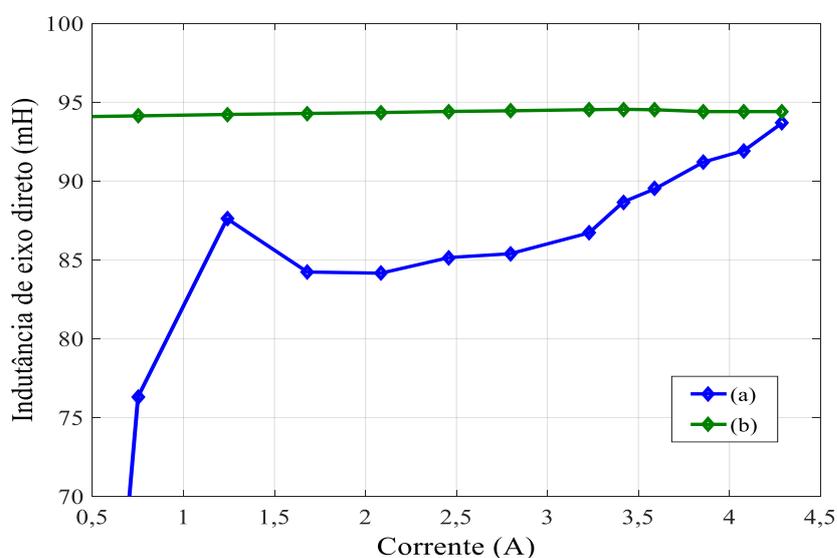


Figura 51 Indutância de eixo direto na MSEC (a) L_d dado pelo método MAC; (b) L_d dado pelo método PAC.

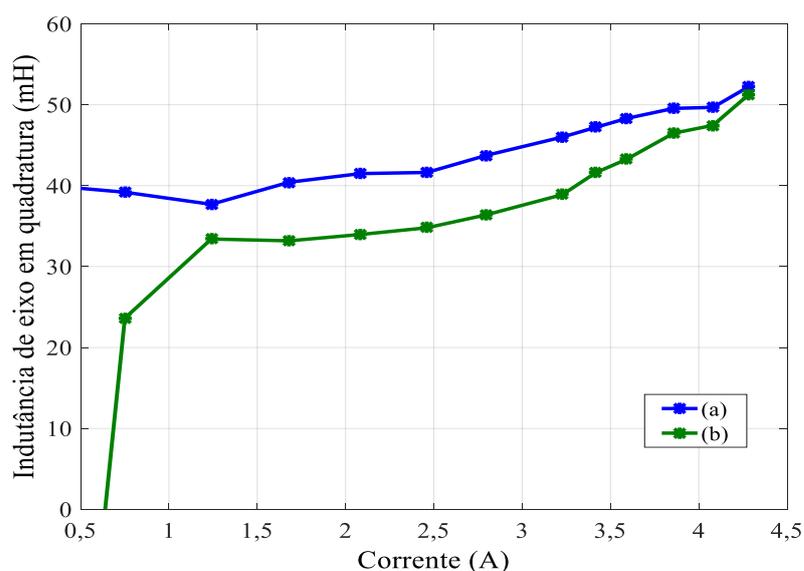


Figura 52 Indutância de eixo em quadratura na MSEC (a) L_q dado pelo método MAC; (b) L_q dado pelo método PAC.

Conclui-se com as Figura 51 e Figura 52 que houve uma elevação no valor das indutâncias com o aumento da carga. Isto é decorrente do efeito desmagnetizante da reação da armadura que, ao reduzir o nível de saturação magnética de ambos os eixos, promove também diminuição da relutância do caminho magnético associado a cada um deles. Averigua-se agora se as indutâncias resultantes constroem com fidelidade curvas características da máquina quando aplicadas ao modelo de duplo eixo. Um comparativo das indutâncias de cada eixo em função do ângulo de carga é mostrado na Figura 53. Na Figura 53(b) fica claro o efeito de considerar apenas um valor de L_d ao calcular o ângulo de carga, porque o método PAC reproduz uma indutância invariante com o ângulo de carga.

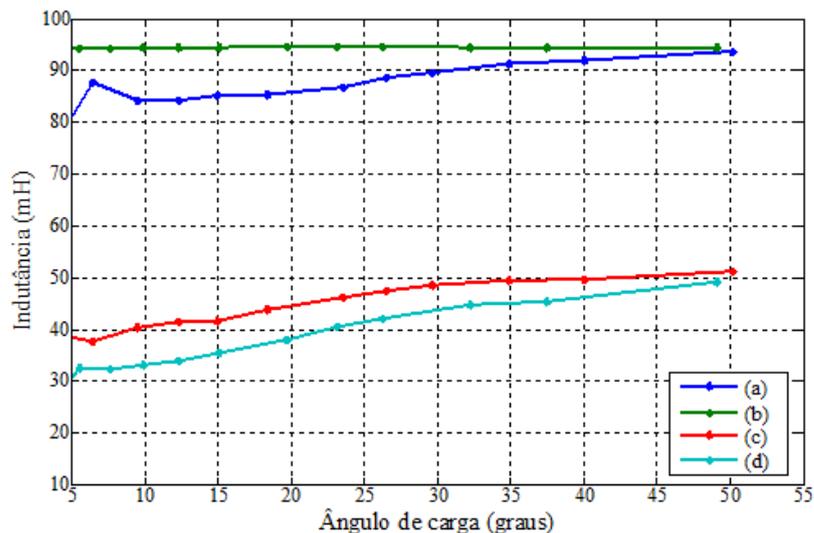


Figura 53 Indutâncias L_d e L_q resultantes dos métodos MAC e PAC (a) L_d obtido com MAC; (b) L_d obtido com PAC; (c) L_q obtido com MAC; (d) L_q obtido com PAC.

Uma vez obtidas as indutâncias do modelo e suas respectivas variações, é possível analisar as grandezas medidas decompondo-as em cada um dos eixos. Esta decomposição ocorre por meio das equações (31), (32), (62) e (63). Para melhor compreensão do texto, nomeia-se tensões e correntes da seguinte maneira:

- $V_{d,med}$: tensão de eixo direto calculada com indutância do método MAC.
- $V_{d,calc}$: tensão de eixo direto calculada com indutância do método PAC.
- $V_{q,med}$: tensão de eixo em quadratura calculada com indutância do método MAC.
- $V_{q,calc}$: tensão de eixo em quadratura calculada com indutância do método PAC.

- $I_{d,med}$: corrente de eixo direto obtida com ângulo de carga medido.
- $I_{d,calc}$: corrente de eixo direto obtida com ângulo de carga calculado.
- $I_{q,med}$: corrente de eixo em quadratura obtida com ângulo de carga medido.
- $I_{q,calc}$: corrente de eixo em quadratura obtida com ângulo de carga calculado.

Nas Figura 54 e Figura 55, a variação das tensões de eixo direto e de eixo em quadratura são representadas respectivamente como função da corrente e da potência ativa por fase.

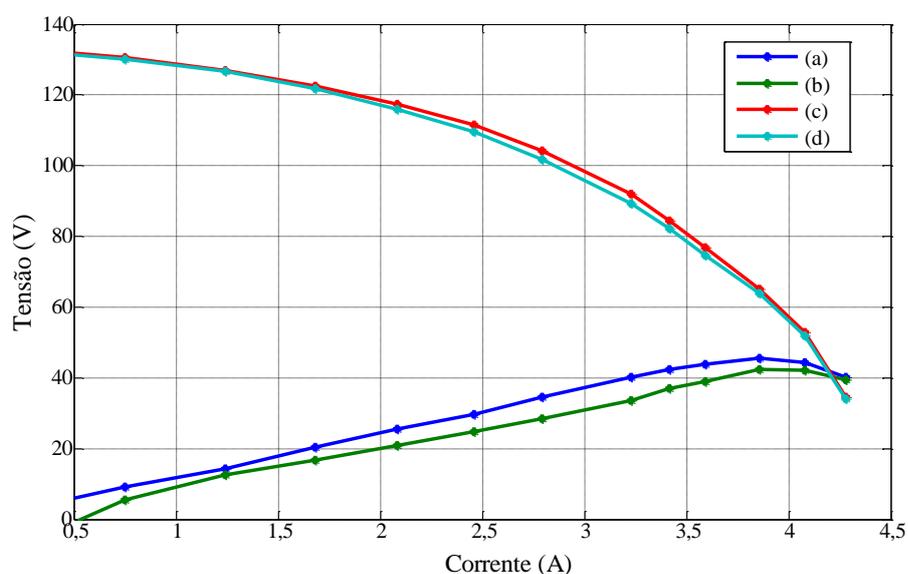


Figura 54 Tensões de eixo direto e quadratura em função da corrente calculadas com indutâncias dos métodos MAC e PAC (a) $V_{d,med}$ (b) $V_{d,calc}$ (c) $V_{q,med}$; (d) $V_{q,calc}$.

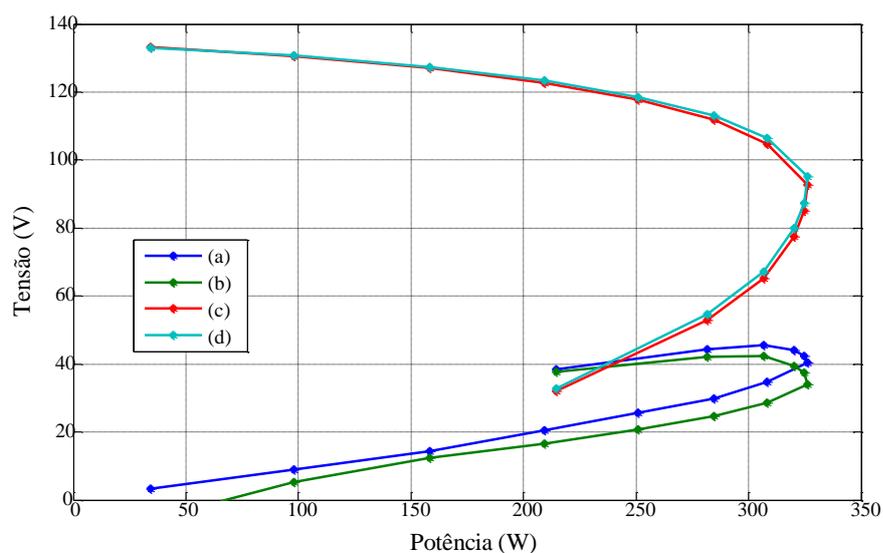


Figura 55 Tensões de eixo direto e quadratura em função da potência calculadas com indutâncias dos métodos MAC e PAC (a) $V_{d,med}$; (b) $V_{d,calc}$; (c) $V_{q,med}$; (d) $V_{q,calc}$.

A análise das correntes decompostas na Figura 56 indica que a corrente de eixo em quadratura comporta-se de forma quase linear com o aumento da carga até aproximadamente 250 W. Este eixo é menos suscetível a efeitos de saturação por ter um entreferro maior.

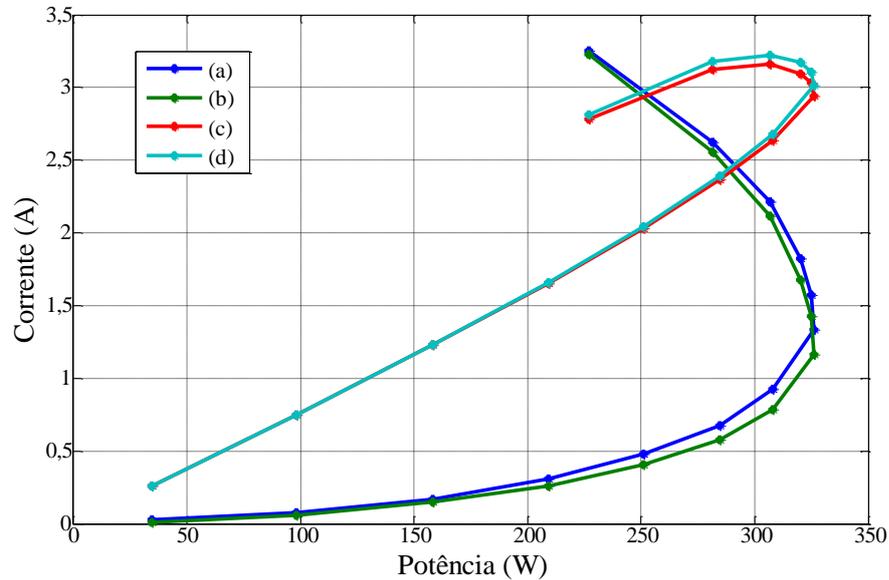


Figura 56 Correntes de eixo direto e quadratura em função da potência (a) $I_{d,med}$; (b) $I_{d,calc}$; (c) $I_{q,med}$; (d) $I_{q,calc}$.

Na Figura 57, as medições de tensão terminal e de potência ativa por fase são comparadas com o cálculo destas grandezas utilizando os resultados presentes nas Figura 54, Figura 55 e Figura 56. Ou seja, tomam-se as tensões de eixo direto $V_{d,med}$ e em quadratura $V_{q,med}$ obtidas com medição de ângulo de carga e aplica-se em (81). O mesmo se faz em (80) para $V_{d,calc}$ e $V_{q,calc}$, que são as tensões decompostas por meio de ângulo de carga calculado.

$$V_{\delta calc} = \sqrt{V_{d,calc}^2 + V_{q,calc}^2} \quad (80)$$

$$V_{\delta med} = \sqrt{V_{d,med}^2 + V_{q,med}^2} \quad (81)$$

Percebe-se que mesmo havendo diferenças entre os resultados obtidos para as tensões de eixo direto $V_{d,med}$ e $V_{d,calc}$, assim como para as tensões de eixo em quadratura $V_{q,med}$ e $V_{q,calc}$, os módulos $V_{\delta calc}$ e $V_{\delta med}$ têm praticamente o mesmo valor. Isso ocorre porque, para pequenas cargas, a tensão de eixo em quadratura é muito maior que a de eixo direto, e as diferenças entre $V_{d,calc}$ e $V_{d,med}$ tornam-se irrelevantes no cálculo dos módulos. Por outro lado,

ao mesmo tempo em que $V_{d,med}$ e $V_{d,calc}$ passam a ser relevantes para o cálculo dos módulos, ficam mais próximas entre si à medida que a carga aumenta.

Para as potências, o procedimento é semelhante,

$$P_{\delta calc} = V_{d,calc} I_{d,calc} + V_{q,calc} I_{q,calc} \quad (82)$$

$$P_{\delta med} = V_{d,med} I_{d,med} + V_{q,med} I_{q,med} \quad (83)$$

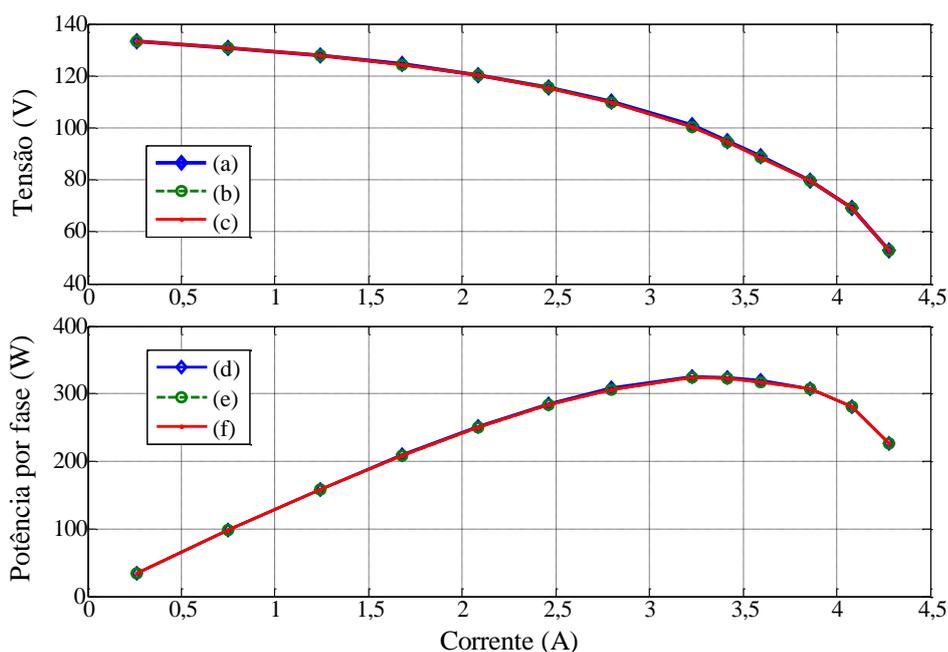


Figura 57 Tensão terminal e potência ativa por fase (a) Tensão medida; (b) Tensão prevista $V_{\delta calc}$; (c) Tensão prevista $V_{\delta med}$; (d) Potência medida; (e) Potência prevista $P_{\delta med}$; (f) Potência prevista $P_{\delta calc}$.

A Figura 58 é um gráfico comparativo do efeito da variação de carga indutiva e carga resistiva sobre o valor da indutância de eixo direto. A Figura 58(c) é resultado da aplicação de indutâncias externas, conforme sugerido pelo IEEE 1812, e, à medida que a carga indutiva aumenta, o valor da indutância se aproxima daquele obtido na condição de curto-circuito. Nota-se que o maior valor possível de se obter em condição de corrente de campo constante equivale àquele que foi obtido em condição saturada no ensaio de baixo escorregamento. Isso não significa que as indutâncias obtidas para pequenos valores de corrente estejam incorretas, pois elas são condizentes com o ponto de operação da máquina. Sob a ótica do circuito equivalente de eixo direto desta máquina, a soma das reatâncias externas e da máquina diminui com o

aumento da corrente, mas a indutância da máquina tende a aumentar. Isso fica claro na Figura 59, onde se percebe que a diferença entre impedância de curto-circuito e impedância externa aumenta com a corrente. A Figura 58(d) é o resultado da equação (75) para variação de carga indutiva, onde se fez o cálculo do ângulo de carga em cada ponto avaliado. Em geral, estes ângulos ficaram muito próximos de zero e não provocaram impacto relevante na determinação da indutância de eixo direto.

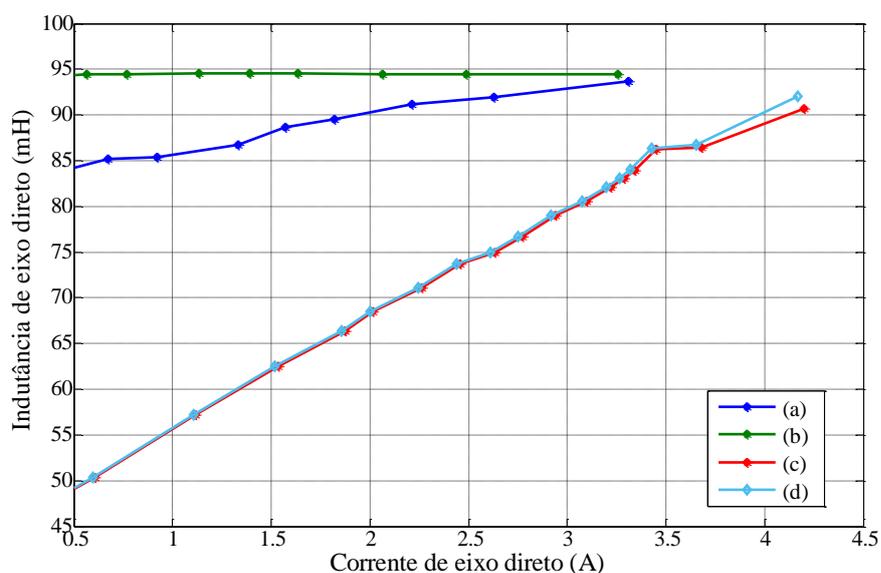


Figura 58 Comparativo da variação da indutância de eixo direto com cargas indutivas e resistivas (a) L_d pelo método MAC e aplicação de carga resistiva; (b) L_d pelo método PAC e aplicação de carga resistiva; (c) L_d obtido pela variação de indutância externa; (d) L_d pelo método PAC e aplicação de carga indutiva.

O mesmo comparativo se faz para indutâncias de eixo em quadratura. Diferentemente de L_d , não se obtém L_q apenas com leituras de tensão e corrente. Com carga indutiva aplicada ao gerador, a projeção da corrente sobre o eixo em quadratura é muito pequena, como se vê na Figura 60(c) e isso dificulta o cálculo desta indutância. Conclui-se, então, que não é possível obter os mesmos resultados do ensaio de baixo escorregamento apenas com aplicação de carga indutiva. Faz-se necessária aplicação de carga resistiva ao gerador para este fim. Na Figura 60, as legendas (a) e (b) são equivalentes às geradas na Figura 52, mas plotadas como função da corrente de eixo em quadratura.

Segundo (LANGSDORF, 1955), a impedância síncrona da máquina de polos salientes forma uma elipse no plano complexo. Seu eixo menor é igual à impedância de eixo em quadratura e seu eixo maior é igual à impedância de eixo direto. Analisando a Figura 61 de forma superficial, a impedância síncrona que fica entre a máquina e a carga ou a rede tende a crescer com a corrente.

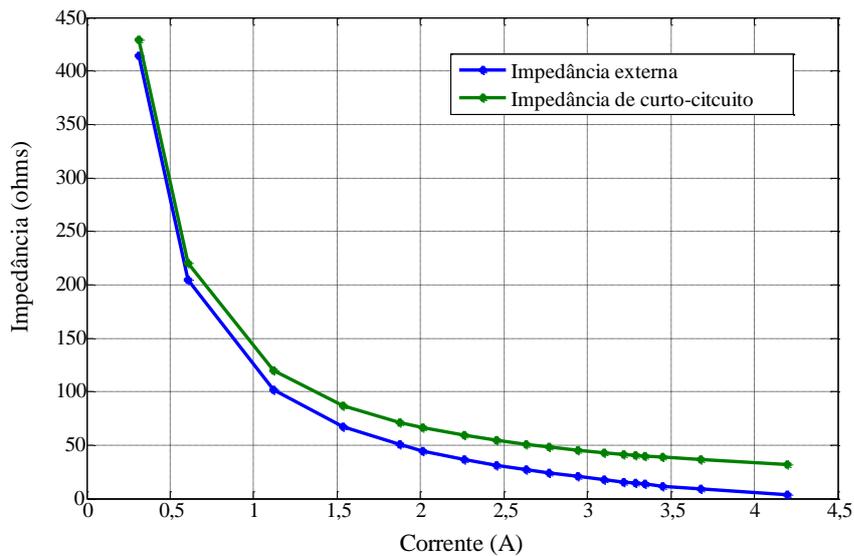


Figura 59 Variação da impedância de curto-circuito e variação da reatância externa aplicada.

Se a máquina opera interligada, espera-se que ela não atinja ângulos de carga elevados para garantir estabilidade, mas, quanto mais próximo desse limite, maior é a impedância síncrona que liga a máquina ao sistema. As componentes de Z_s , nomeadas como Z_{sd} e Z_{sq} são dadas por

$$Z_{sq} = \left(\sqrt{R_s^2 + X_q^2} \right) \text{sen} \left(\left(\tan^{-1} \frac{X_q}{R_s} \right) - (\delta + \varphi) \right) \quad (84)$$

$$Z_{sd} = \left(\sqrt{R_s^2 + X_d^2} \right) \text{cos} \left(\left(\tan^{-1} \frac{X_d}{R_s} \right) - (\delta + \varphi) \right) \quad (85)$$

Hipoteticamente, se fosse viável a utilização de MSIP (polos salientes) como geradores interligados, espera-se que o comportamento seja oposto, ou seja, tenha o maior valor de impedância síncrona quanto menor for a carga exigida. Isto será averiguado no próximo item.

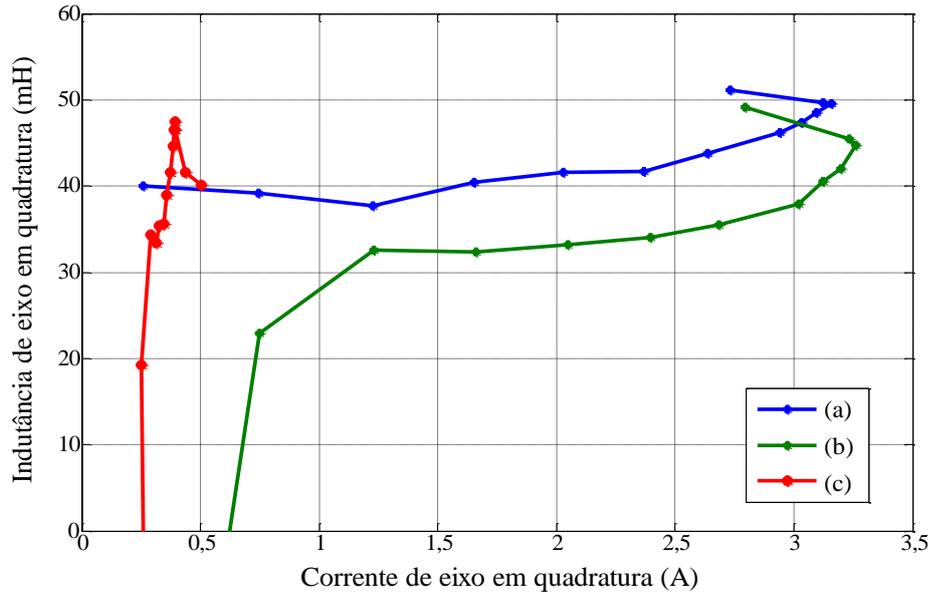


Figura 60 Comparativo da variação da indutância de eixo em quadratura com cargas indutivas e resistivas. (a) L_q pelo método MAC com carga resistiva aplicada; (b) L_q pelo método PAC e carga resistiva aplicada; (c) L_q pelo método PAC com carga indutiva aplicada.

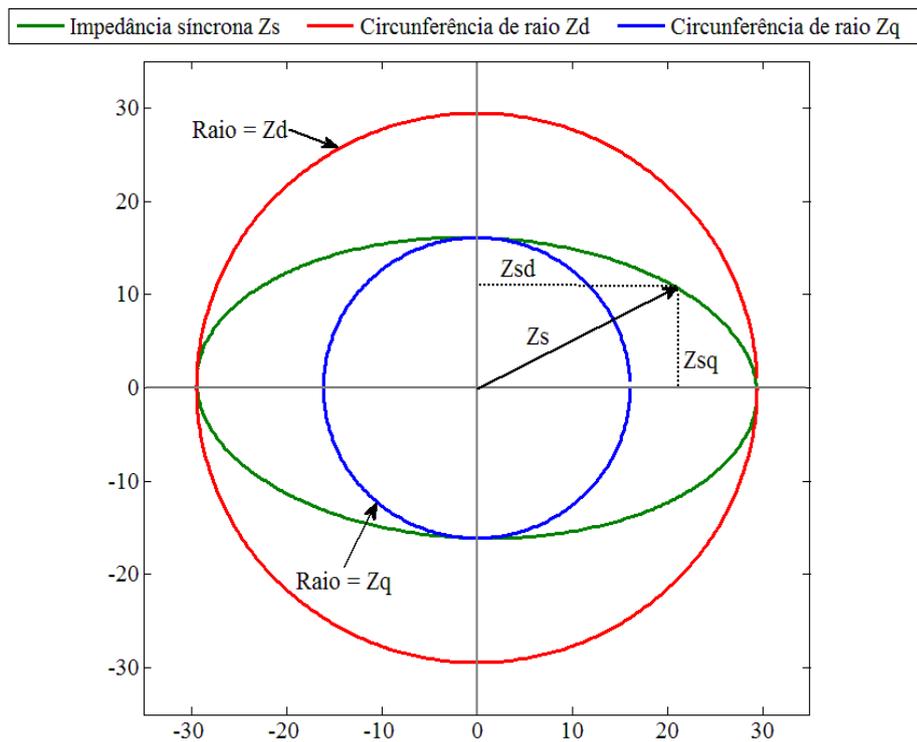


Figura 61 Locais da impedância síncrona Z_s no plano complexo.

6.2 COMPARATIVO: BAIXO ESCORREGAMENTO E MÉTODOS MAC E PAC

Para obter as indutâncias de eixo em quadratura nos mesmos pontos de avaliação, procede-se com o teste de baixo escorregamento. Este ensaio se fez com auxílio de um transformador trifásico com saída em tensão variável, ligado em Y/Y com os terminais do gerador. Com a máquina primária acionando o gerador a 1800 RPM e com os terminais do enrolamento de campo inicialmente em curto-circuito, procedeu-se com o aumento gradual da tensão aplicada à máquina síncrona. Após atingir o valor desejado de tensão e corrente aplicados à máquina em teste, desfez-se o curto presente no enrolamento de campo e fez-se a redução da velocidade do acionamento primário para provocar o escorregamento. Os valores instantâneos de tensão e corrente em uma das fases da máquina para o caso não saturado estão apresentados na Figura 62. Embora as normas estudadas recomendem aplicação das equações (22) e (24), far-se-á uma análise através do fluxo de potência ativa e reativa durante o ensaio, ou seja, levar-se-á em conta que a corrente possui uma pequena parcela ativa durante o ensaio. A Figura 63 mostra, de cima para baixo, a variação dos valores eficazes da tensão e da corrente de fase devido a um escorregamento de aproximadamente 2% (fez-se a média das tensões de fase). Os picos e vales da impedância, representada na mesma figura, equivalem aos resultados das equações recomendadas nas normas. Esta impedância foi calculada a cada ciclo elétrico, ou seja, o quociente da tensão pela corrente rms de cada ciclo identificado gerou um valor de indutância.

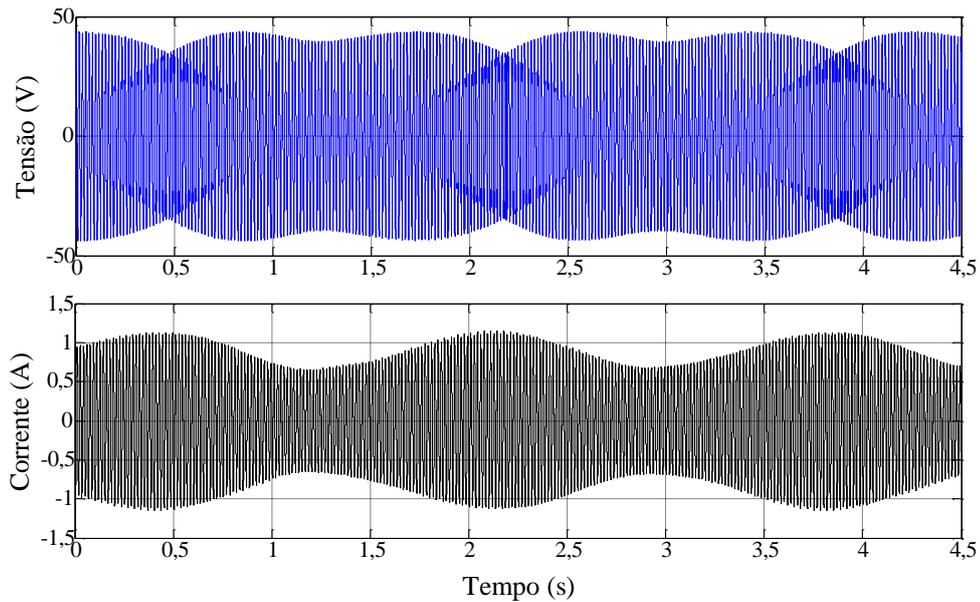


Figura 62 Valores instantâneos de tensão e corrente no ensaio de baixo escorregamento.

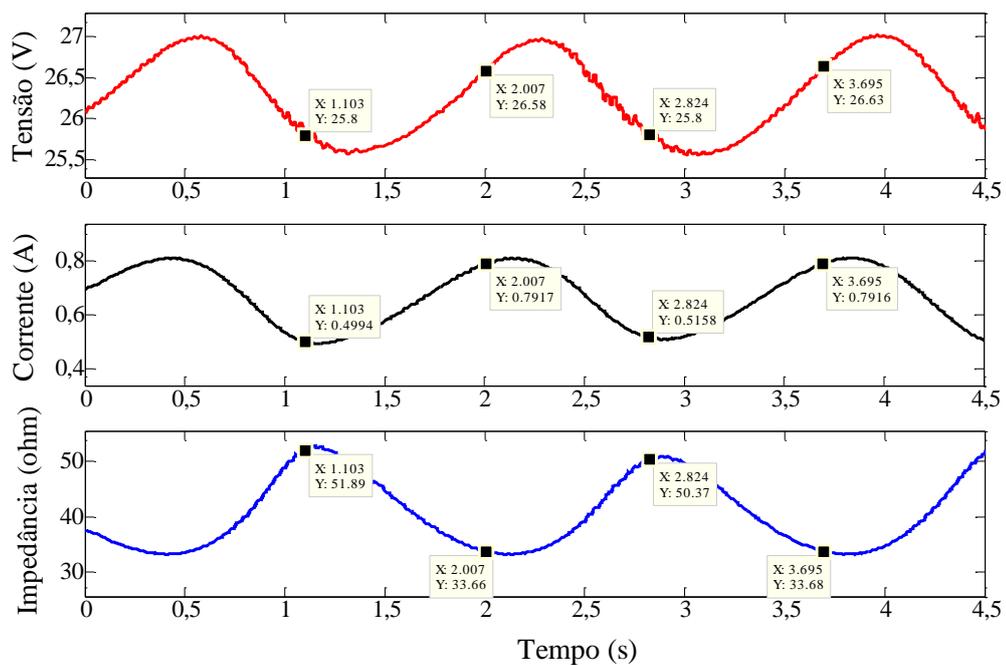


Figura 63 Variação da impedância e dos valores eficazes de tensão e corrente no ensaio de baixo escorregamento.

A Figura 64 provém das medidas instantâneas de potências ativa e reativa. Durante o ensaio, o fluxo destas potências variou por conta do escorregamento. A resistência calculada indica valores negativos porque o sistema de aquisição de dados foi preparado para realizar leituras de correntes saindo do gerador e, neste ensaio, ocorre o oposto. Essa resistência se obteve com a operação $R=P/I^2$, e, logicamente, ela tem relação com a variação do conjugado

existente pela variação da relutância que o fluxo magnético associado ao campo girante enxerga devido aos polos salientes da máquina. Além disso, o total das perdas também pode ter alterações com a variação da relutância, então é esperado que a resistência calculada desta forma sofra oscilações. O mesmo é válido para reatância, obtida com $X=Q/I^2$, que em qualquer instante de tempo é igual a $\sqrt{Z^2 - R^2}$. A indutância é calculada a partir da reatância, sendo que a frequência elétrica do ensaio se fez em 60 Hz, ou seja, acima da frequência nominal da máquina.

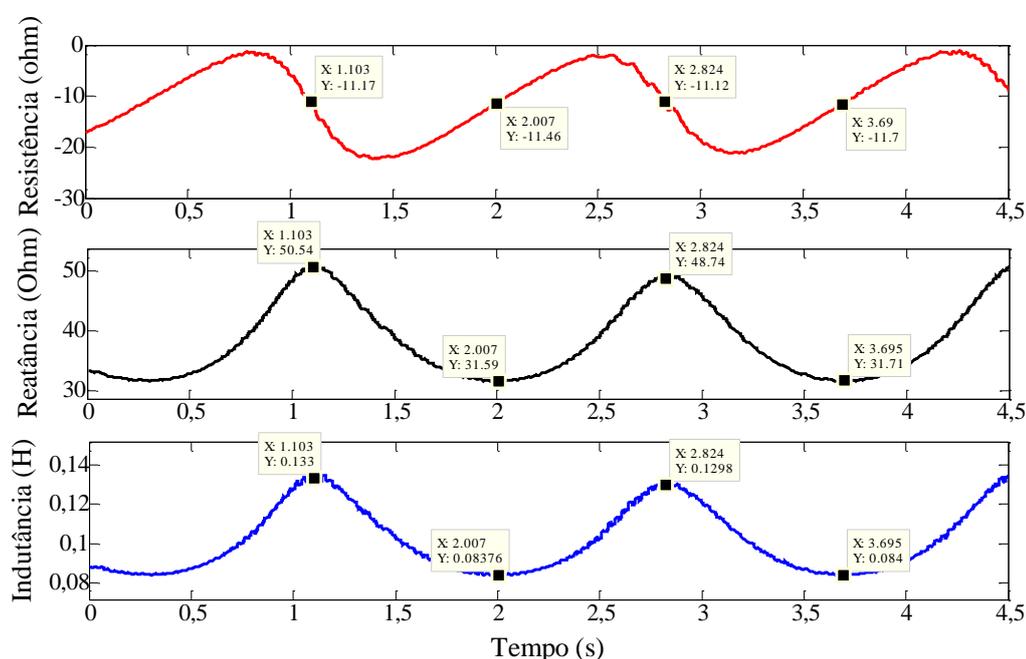


Figura 64 Resistência, Reatância e Indutância adquiridos no ensaio de baixo escorregamento.

Os picos de indutância, numericamente equivalentes à indutância de eixo direto, ocorrem quando o valor RMS da tensão está em 25,8 V. Os resultados de 133 mH e 129,8 mH, que repetem esta sequência de valores ao longo do tempo, são muito próximos daquele obtido das características a vazio e de curto-circuito na Figura 45, que é 135,7 mH. Ao levar em consideração os picos de impedância da Figura 63, ao invés dos picos de indutância, obtém-se 135,3 mH. Como estes resultados estão em concordância para ambos os métodos, espera-se que a indutância de eixo em quadratura, dada pelos vales da indutância na Figura 64, estejam com seu valor não saturado de 84 mH determinado corretamente.

Não é de praxe utilizar o ensaio de baixo escorregamento para obtenção de parâmetros saturados. Por isso, apesar do procedimento ser exatamente o mesmo, algumas alterações foram feitas para obter resultados aceitáveis. Para tensões e correntes elevadas neste ensaio, verifica-se, experimentalmente, que o escorregamento deve ser maior para atingir o efeito de modulação dos sinais de tensão e corrente. Por isso, para uma tensão eficaz de 123 V aplicada às fases da máquina, foi necessário um escorregamento de 4%. Um escorregamento como este pode tornar relevante a influência da corrente induzida nos circuitos de amortecimento durante operação síncrona.

Para as características a vazio e de curto-circuito, conforme Figura 45, para uma tensão de 123 V, a indutância de eixo direto vale 104,9 mH e no teste de baixo escorregamento ela vale 95,93 mH. No entanto, ao considerar os picos de impedância da Figura 63 o resultado passa a ser 105 mH, praticamente idêntico ao da Figura 45. Em outras palavras, não considerar a parte ativa da corrente de curto circuito leva a diferentes resultados e, neste caso, a diferença chegou a 9,5%.

Da mesma forma e com o mesmo procedimento que se apresentou na Figura 64, o resultado obtido para indutância de eixo em quadratura saturada no teste de baixo escorregamento foi de 55,23 mH. É importante perceber que a variação percentual da indutância de eixo direto é maior que a de eixo em quadratura. Isso ocorre porque o eixo direto é mais susceptível à saturação magnética, uma vez que o entreferro associado a este eixo é menor.

As indutâncias obtidas através das distintas maneiras apresentadas ao longo do item 6.1 e 6.2 estão reunidas na Tabela 3.

Tabela 3 Indutâncias obtidas para a Máquina Síncrona com Enrolamento de Campo

Obs.: Índice <i>s</i> faz menção à indutância saturada e <i>ns</i> à não saturada					
ENSAIO		L_{dns}	L_{ds}	L_{qns}	L_{qs}
MÉTODOS CONVENCIONAIS	Características a vazio e de curto-circuito	135,7	104,9	NA	NA
	Baixo escorregamento	133	95,93	84	55,23
MÉTODO PROPOSTO (CAMPO NOMINAL)	Método MAC	NA	93,5	NA	52,2
	Método PAC	NA	94,09	NA	51,21

2.3 MÉTODOS MAC E PAC APLICADOS EM MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES

Segundo o *Guide to the expression of uncertainty in measurement* (GUM, 2008), a resistência R e a reatância X de um elemento de circuito são determinadas medindo-se a amplitude V de uma diferença de potencial alternada senoidal entre seus terminais, a amplitude I da corrente alternada que passa por ele e o ângulo de diferença de fase φ entre a diferença de potencial alternada e a corrente alternada. Assim, as três grandezas de entrada são V , I e φ , e as três grandezas de saída, chamadas mensurados, são os três componentes da impedância R , X , e Z . Uma vez que $Z^2 = R^2 + X^2$, há somente duas grandezas de saída independentes. No entanto, as MSIP não produzem tensões (e conseqüentemente correntes) senoidais que permitam aplicar sem restrições as formas de determinação de reatâncias e indutâncias dadas pelo GUM. Além disto, a distorção harmônica tende a crescer com o aumento da carga aplicada, interferindo nos tempos de cruzamento por zero da tensão de fase. Isto não se percebe nas tensões de linha, portanto, elas poderiam ser utilizadas para executar as medições de ângulo de carga. Outra

possibilidade é tratar as tensões e corrente adquiridas de forma a obter apenas suas componentes fundamentais.

A resistência de cada fase do estator foi determinada através de aplicação de tensão e leitura de corrente contínua com a máquina na maior temperatura registrada. A resistência média por fase obtida nestas condições foi 3,21 Ω . Para levar em consideração efeitos de variação de temperatura dos ímãs na tensão gerada, estabeleceu-se uma relação entre o sinal de saída do condicionador abordado no item 5.3.1 e a tensão gerada a vazio. Para aquecer o gerador, ele permaneceu à plena carga (carga resistiva) por 30 minutos. A Tabela 4 mostra os resultados antes e depois do aquecimento. A maior temperatura registrada foi de aproximadamente 45°C, correspondente à segunda linha desta tabela. Em cada aquisição feita durante os testes, a média da tensão de saída do condicionador ao longo do intervalo de aquisição serviu como entrada na equação da reta que relaciona os pontos da Tabela 4. Fez-se estas medidas de temperatura através da estrutura montada junto ao eixo do gerador na Figura 65.

Tabela 4 Efeito do aquecimento da máquina na tensão gerada

Saída do condicionador (V)	Tensão de fase a vazio (V)
2,45	204,42
4,35	199,44

As mesmas análises feitas para a MSEC devem ser realizadas para a MSIP, com a particularidade de considerar variação de tensão induzida por efeitos de temperatura. A indutância de eixo direto, determinada a partir dos testes a vazio e de curto-circuito, está indicada na Figura 66.



Figura 65 Arranjo montado para medição de temperatura do rotor.

Para aplicar a definição do GUM sobre medição de reatância, os sinais de tensão e corrente adquiridos tiveram de ser filtrados pelo *software* do sistema de aquisição de dados, aplicou-se um filtro Butterworth de sexta ordem com frequência de corte em 60 Hz. Em outras palavras, este filtro digital serve para calcular as reatâncias externas a partir da amplitude da harmônica fundamental da tensão e da corrente. Lembrando que estes valores de reatância devem ser inseridos na equação (30), e que ao isolar L_d , tem-se:

$$L_d = \frac{-2X_{ext} + \sqrt{2X_{ext}^2 - 4 \left[(R_s + R_{ext})^2 + X_{ext}^2 - \left(\frac{E_{pm}}{I_{sc}} \right)^2 \right]}}{4\pi f} \quad (86)$$

A reatância de eixo direto na Figura 67, obtida pela indutância calculada em (86), é função da corrente de curto-circuito, variada pelo decréscimo gradual de reatâncias externas. Constatou-se que se o filtro digital não fosse aplicado, mesmo para correntes acima da nominal (4,54 A), a indutância de eixo direto ficaria cerca de 12% menor que aquela obtida com as características a vazio e de curto-circuito na Figura 66 (77 mH). Com R_{ext} e X_{ext} obtidos por tensões e correntes fundamentais, no ponto de operação nominal, a indutância calculada de eixo direto resulta em 76,3 mH (28,9 Ω). De acordo com o capítulo 4, ao aplicar estes 28,9 Ω no cálculo dos coeficientes B e C da equação (38), gera-se uma curva de ângulo de carga conforme

a linha verde na Figura 68. Como já comentado, a filtragem faz com que os sinais de tensão e corrente tenham apenas a amplitude da componente fundamental. Tal descaracterização dos sinais originais faz com que os métodos MAC e PAC não forneçam indutâncias compatíveis com aquelas dadas pelos ensaios a vazio e de curto-circuito. Portanto, a filtragem serviu somente para determinar o valor das reatâncias externas, aplicá-las à equação (86) e estudar o comportamento de L_d por variação de corrente indutiva. Assim como identificado por (HOSINGER, 1982), X_d e X_q tendem a valores constantes para cargas elevadas e tornam-se instáveis para cargas reduzidas. Este fenômeno ocorre porque, em pequenas correntes, a reação da armadura pode transitar de uma condição magnetizante para uma condição desmagnetizante, produzindo grandes variações na permeabilidade magnética em determinadas regiões dos caminhos de fluxo magnético do rotor.

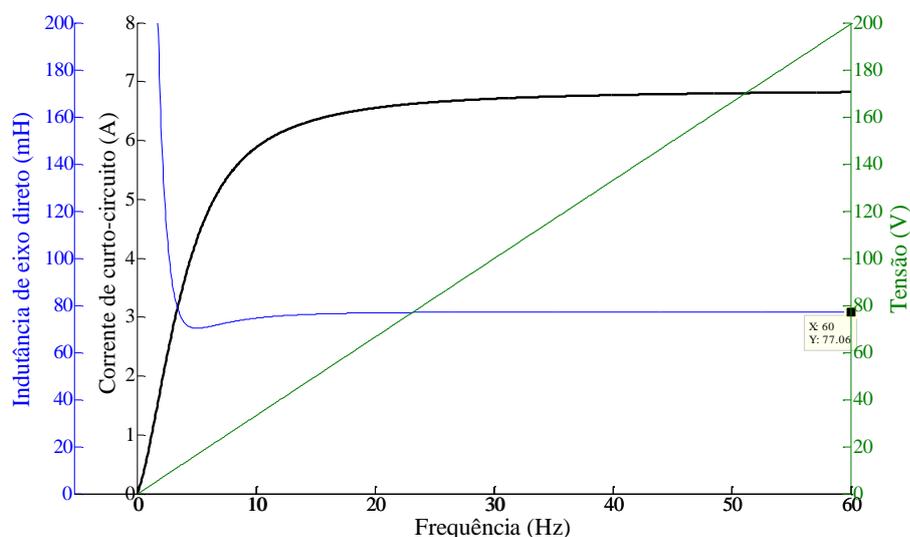


Figura 66 Determinação da indutância de eixo direto saturada para MSIP.

Ainda na Figura 67, as linhas pontilhadas indicam as curvas que seriam obtidas caso valores constantes de tensão fossem adotados. Na legenda, há indicação dos valores considerados, que são pertencentes ao intervalo de variação de tensão por efeito de temperatura da Tabela 4. A linha contínua é a reatância obtida com tensão induzida E_{pm} correspondente ao valor de temperatura no momento da aquisição. Nota-se que a influência da temperatura

diminui com o aumento da corrente. O maior ângulo de defasagem entre tensão e corrente que pôde ser atingido com os indutores disponíveis foi de 87° , mas houve variações do fator de potência ao longo dos testes, isso é percebido no intervalo de 2,5 a 3,8A na Figura 67.

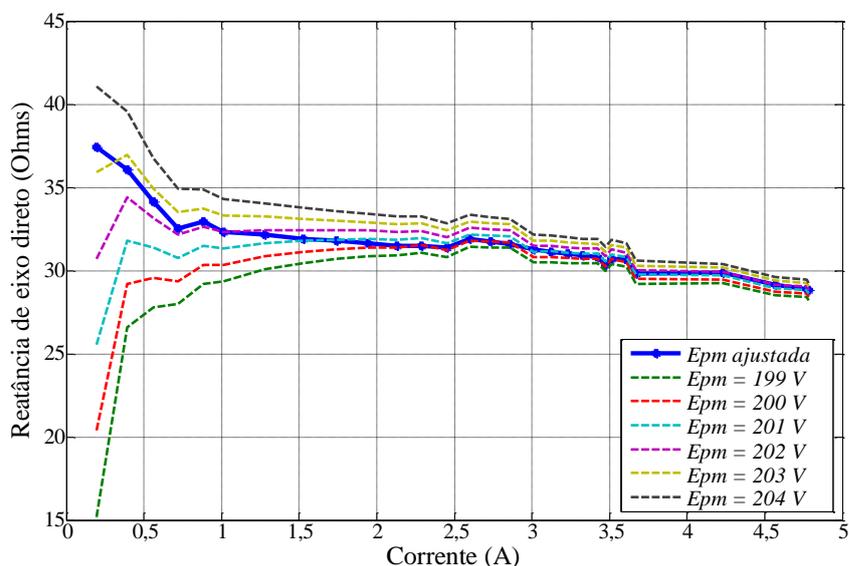


Figura 67 Variação da indutância de eixo direto da MSIP com a corrente de curto-circuito (aplicação de reatâncias externas).

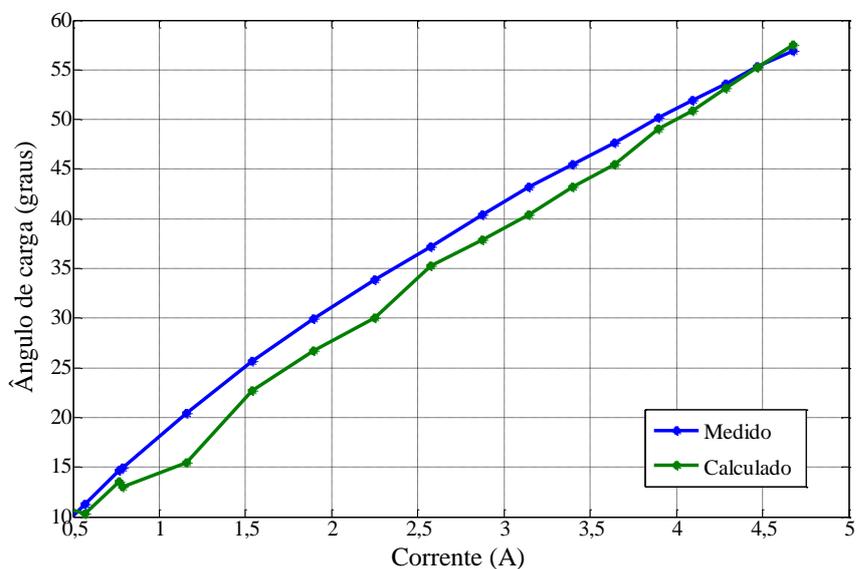


Figura 68 Ângulo de carga δ medido e calculado na MSIP para aplicação de carga resistiva.

Mais uma vez, ao observar as Figura 69 e Figura 70, conclui-se que a escolha de uma indutância de eixo direto constante para prever o ângulo de carga mostra que o método PAC não é adequado para identificar as variações que as indutâncias sofrem por variação de carga. No entanto, o método PAC leva aos mesmo valores do método MAC a medida que o teste se

aproxima da corrente nominal. Por esse motivo, este método é mais adequado em máquinas de pequeno porte, pois a infraestrutura necessária para colocar a máquina nesta condição é menor. Já para máquinas de grande porte, mesmo que não seja possível testar a máquina na condição nominal, é possível criar uma linha de tendência que estime o resultado em correntes mais elevadas ao utilizar o método MAC.

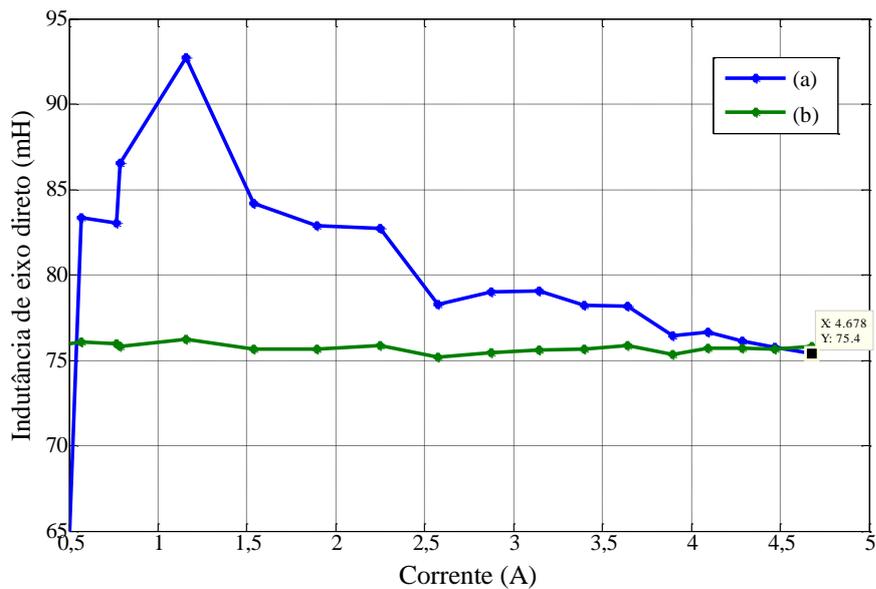


Figura 69 Variação da indutância de eixo direto na MSIP sob aplicação de carga resistiva (a) L_d pelo método MAC; (b) L_d pelo método PAC.

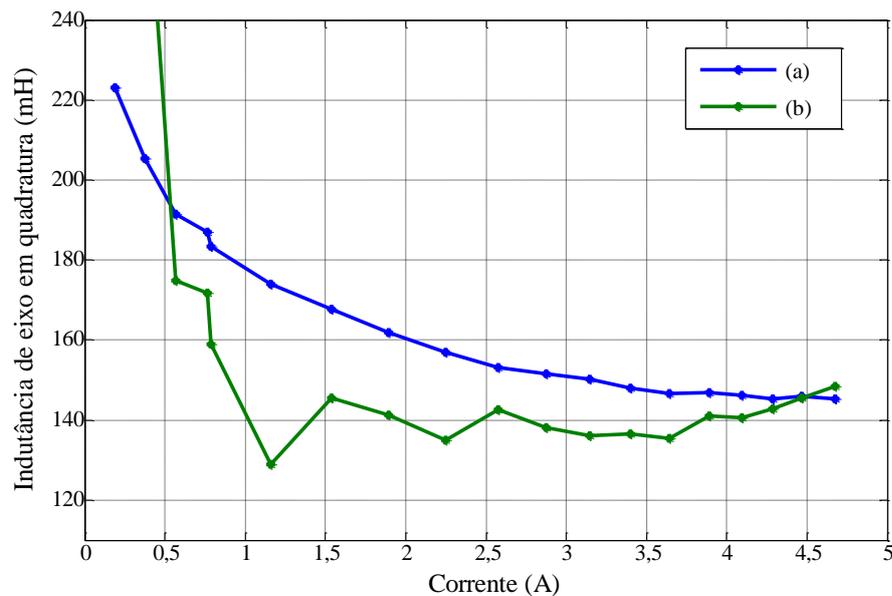


Figura 70 Variação da indutância de eixo em quadratura na MSIP sob aplicação de carga resistiva (a) L_q pelo método MAC; (b) L_q pelo método PAC.

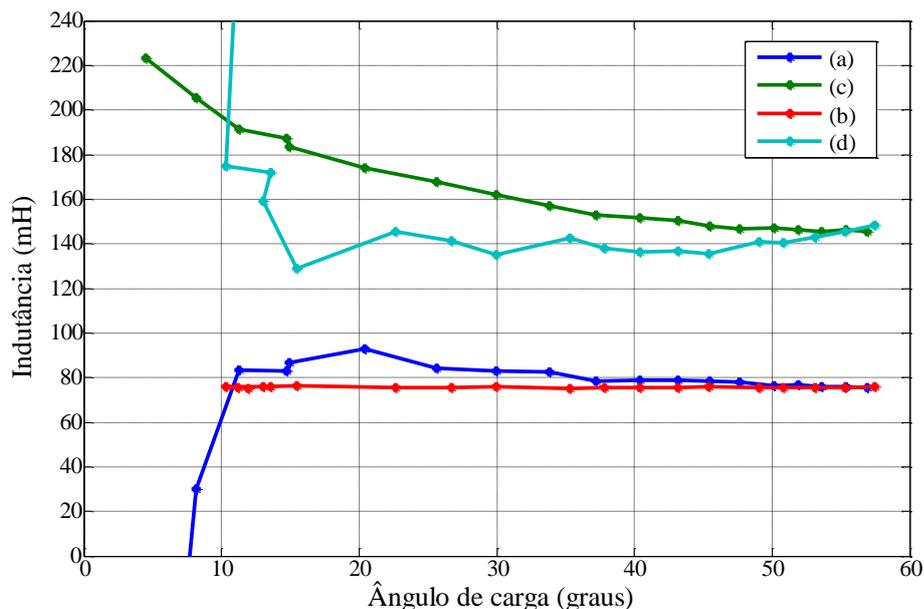


Figura 71 Indutâncias L_d e L_q obtidas com os métodos MAC e PAC como função do ângulo de carga δ ; (a) L_d pelo método MAC (b) L_d pelo método PAC; (c) L_q pelo método MAC; (d) L_q pelo método PAC.

Assim como para a MSEC, não se percebe diferença significativa (menores que 1 V) ao comparar a tensão terminal medida às calculadas através de tensões e correntes decompostas, tanto quando se utiliza o método MAC quanto o método PAC. A justificativa é a mesma, ou seja, como a tensão terminal calculada depende do valor das componentes dq de tensão ao quadrado, a magnitude da tensão de eixo direto para baixas correntes é pouco relevante. Logo, mesmo que os métodos MAC e PAC forneçam indutâncias distintas para pequenas cargas, isto não provoca divergência entre uma tensão terminal medida e uma tensão terminal calculada.

Para verificar a regulação, estão apresentados na Figura 70 os valores das tensões medidas para carga indutiva e resistiva.

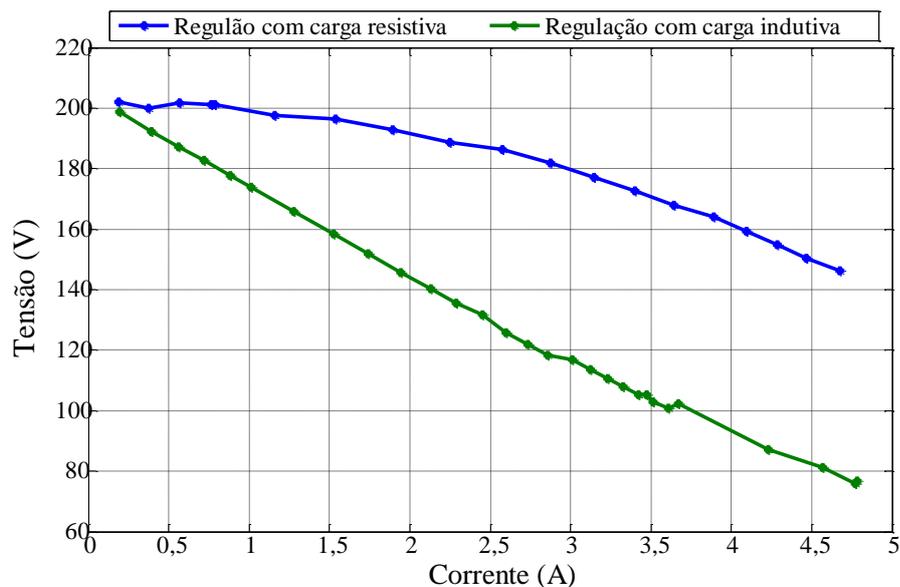


Figura 72 Regulação de tensão para aplicação de carga indutiva e resistiva na MSIP.

Comparando-se a regulação para aplicação de carga resistiva entre a MSIP e a MSEC, presentes respectivamente nas Figura 72 e Figura 57, percebe-se que o desempenho da MSIP é melhor. Isto reforça o fato de L_q ser maior que L_d , porque quanto maior a relação L_q/L_d melhor é a regulação de tensão, podendo inclusive, resultar em regulação negativa como já foi abordado. Segundo (CHAPMAN, 2013), a regulação de tensão é dada por

$$\text{Regulação} = \frac{V_{oc} - V_{fl}}{V_{fl}} \times 100\% \quad (87)$$

onde V_{fl} é a tensão a plena carga e V_{oc} é a tensão a vazio. Ao aplicar (87) nas duas máquinas, obteve-se uma regulação de 39,63% na MSIP e de 168% na MSEC com aplicação de carga resistiva. Com carga indutiva, a regulação da MSIP foi de 150,13% e a da MSEC atingiu 871%.

Diferentemente das indutâncias obtidas para a MSEC, na MSIP elas tiveram seu valor reduzido com aumento da carga. Uma explicação plausível para isto é fato de a relutância do circuito magnético de ambos os eixos ter aumentado. Isto não é intuitivo, pois é natural tentar associar os fenômenos que ocorrem nas MSEC às MSIP. A análise da permeabilidade relativa em diferentes partes do rotor ao longo da variação da carga via simulação por *software* de elementos finitos deve fornecer mais detalhes sobre esta constatação.

Assim como se fez para a MSEC, as tensões e correntes de fase foram decompostas nos eixos direto e em quadratura. A nomenclatura utilizada para se referir a estas decomposições é a mesma utilizada para a MSEC. Deve-se destacar que a variação percentual da indutância foi menor no eixo direto, opostamente ao que ocorre em uma MSEC. Como o entreferro equivalente desta região é maior, a variação que esta indutância sofre por efeito de saturação é menor. Comparando a Figura 74 e a Figura 54, à plena carga identifica-se que, enquanto a MSEC tem tensões de eixo direto e quadratura praticamente iguais, a tensão de eixo direto da MSIP ultrapassou a de eixo em quadratura em 57%.

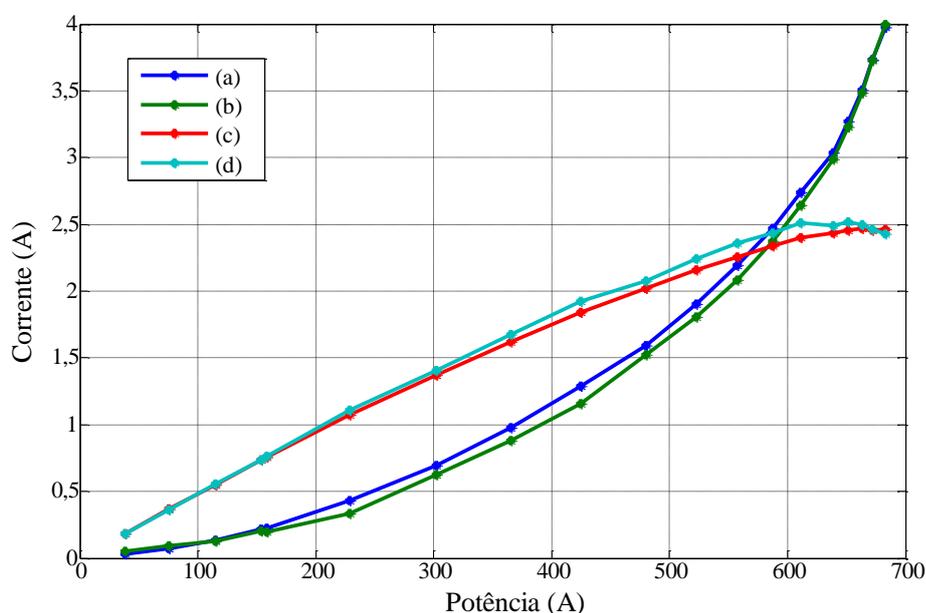


Figura 73 Correntes de eixo direto e quadratura em função da potência (a) $I_{d,med}$; (b) $I_{d,calc}$; (c) $I_{q,med}$; (d) $I_{q,calc}$.

A reatância de dispersão, determinada com o rotor removido, praticamente não altera seu valor com o aumento da corrente aplicada. Isso significa que as variações percebidas para as indutâncias de ambos os eixos não são decorrentes de uma variação na indutância de dispersão. Na verdade, ela é uma parcela do valor total encontrado para a indutância síncrona do gerador, que também pode ser decomposta nos eixos do plano dq . A Tabela 5 contém os resultados do teste, onde um transformador trifásico com saída em tensão variável foi utilizado para coletar os dados. Ao mesmo tempo em que se determinou o valor da indutância de

dispersão, fez-se uma verificação do valor da resistência ôhmica por fase. Nota-se uma variação (para corrente nominal) de 6% em relação ao teste de tensão e corrente CC. Não se fez acompanhamento do valor da temperatura com o rotor removido, mas é provável que esta diferença esteja associada a execução das medidas em condições térmicas distintas. Esta variação não é relevante para determinar as indutâncias como está se propondo neste trabalho.

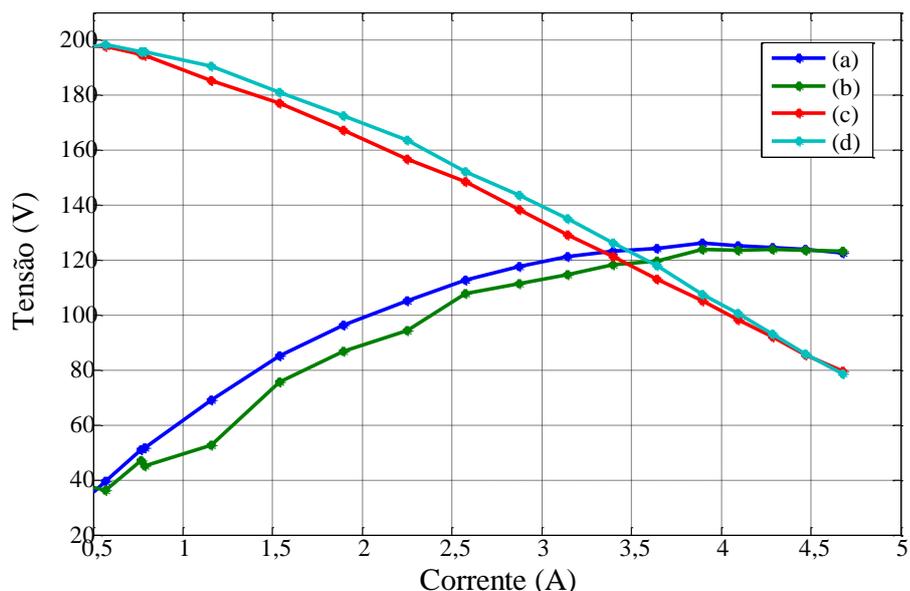


Figura 74 Tensões de eixo direto e quadratura na MSIP em função da corrente calculadas com indutâncias dos métodos MAC e PAC (a) $V_{d,med}$ (b) $V_{d,calc}$ (c) $V_{q,med}$; (d) $V_{q,calc}$.

Tabela 5 Ensaio com rotor removido – Determinação da indutância de dispersão

Tensão (V)	Corrente (A)	Potência ativa (W)	Potência Aparente (VA)	Potência Reativa (VAR)	Impedância (Ω)	Resistência (Ω)	Reatância (Ω)	Indutância (mH)
2,385	0,311	0,295	0,750	0,689	7,698	2,997	7,085	18,794
4,631	0,601	1,091	2,799	2,576	7,725	2,993	7,118	18,882
6,754	0,874	2,307	5,937	5,468	7,745	2,995	7,139	18,937
9,298	1,201	4,356	11,239	10,356	7,768	3,000	7,161	18,996
12,596	1,625	7,928	20,518	18,920	7,762	2,990	7,161	18,996
14,693	1,891	10,747	27,849	25,685	7,780	2,994	7,179	19,043
17,777	2,287	15,703	40,697	37,542	7,776	2,996	7,174	19,031
21,814	2,801	23,869	61,175	56,319	7,794	3,035	7,178	19,041
26,859	3,446	36,241	92,718	85,325	7,801	3,043	7,182	19,050
33,352	4,270	56,075	142,499	130,990	7,814	3,071	7,185	19,058
37,951	4,851	72,804	184,165	169,154	7,825	3,091	7,188	19,067

O IEEE 115 não aborda a decomposição da reatância de dispersão nos eixos do plano dq . Afirmar-se que $X_d = X_{ad} + X_l$, onde X_{ad} é a indutância mútua saturada entre rotor e estator e X_l é a indutância de dispersão. A partir deste conceito, pode-se afirmar que a indutância mútua saturada de eixo direto da MSIP vale $X_{ad} = 77 - 19 = 58$ mH. O mesmo se aplica para a indutância mútua saturada de eixo em quadratura X_{aq} , que resulta em 126 mH, se considerarmos o X_q obtido pelo método proposto.

No item 5.6.1, a elipse da Figura 61, que representa a impedância síncrona da MSEC tem seu eixo maior quando o ângulo de carga é máximo (considerando ângulo de fator de potência zero). Na MSIP, o maior eixo da elipse ocorre para ângulo de carga mínimo. Isto tem relação com a regulação negativa que a MSIP pode apresentar em baixos valores de corrente, pois a redução do eixo da elipse com aumento da carga pressupõe um efeito magnetizante de reação de armadura. Ao recalculas as componentes Z_{sq} e Z_{sd} , conforme equações (84) e (85), desta vez aplicadas à MSIP, tem-se o resultado da Figura 75.

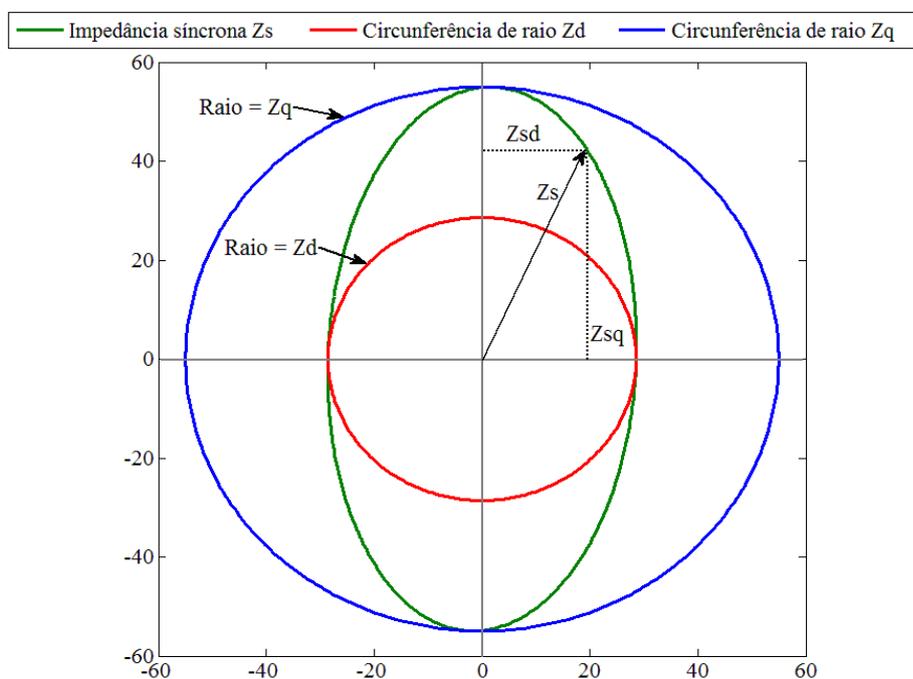


Figura 75 Locais da impedância síncrona de uma MSIP.

6.3 APLICAÇÃO DE MÉTODO ESTÁTICO

Na MSEC aplicou-se o método de baixo escorregamento para estabelecer um parâmetro de comparação. Como não há métodos tradicionais aplicáveis à MSIP, um método estático é aplicado para este fim. Neste método, (ODHANO et al., 2015), o teste proposto é realizado através de uma fonte de alimentação CC que excita a MSIP com uma corrente constante. A máquina sob teste é mecanicamente acoplada, através de um transdutor de conjugado, a uma máquina motriz capaz de operar em rotação constante muito pequena de forma a não induzir tensão na MSIP. Se não for possível acionamento nestas condições, trava-se o eixo em diferentes posições do rotor e aplica-se a corrente contínua, procedendo com a medição do conjugado em cada uma destas posições. Com cálculos simples, o fluxo concatenado e as indutâncias dq podem ser obtidas. Os testes são realizados em diferentes níveis de corrente para levar em conta efeitos de saturação magnética.

Uma MSIP com ímãs embutidos no rotor possui dois componentes de conjugado, um de alinhamento com o eixo magnético dos ímãs e o outro de relutância. O conjugado eletromagnético de uma máquina trifásica T_e em termos das correntes e indutâncias do modelo dq é dado por

$$T_e = 3p \left(\lambda_m I_q + (L_d - L_q) I_d I_q \right) \quad (88)$$

onde p é número de pares de polos e λ_m é o fluxo concatenado dos ímãs com o enrolamento de fase no ensaio estático. O vetor espacial de corrente \vec{I} , como mostrado na Figura 76, deve ter sua amplitude projetada sobre os eixos direto e em quadratura para obter as correntes I_d e I_q . Assume-se que o eixo direto esteja alinhado com o polo norte dos ímãs permanentes.

Para uma dada magnitude de corrente, o conjugado resultante depende da posição do vetor espacial de corrente em relação ao eixo magnético dos ímãs. Considera-se γ o ângulo entre o vetor espacial de corrente e o eixo em quadratura, como representado na figura abaixo.

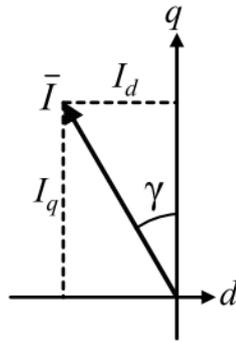


Figura 76 Definição do ângulo γ onde I é a corrente.

Reescrevendo a equação (88) em função do ângulo de carga estático γ , para $\bar{I} = I_{ph}$

$$T_e = 3p \left(\lambda_m I_{ph} \cos(\gamma) + \frac{(L_d - L_q)}{2} I_{ph}^2 \sin(2\gamma) \right) \quad (89)$$

Esta expressão pode ser reescrita em termos de coeficientes A e B , de forma semelhante ao procedimento de obtenção da expressão do ângulo de carga,

$$T_e = A \cos \gamma + B \sin(2\gamma) \quad (90)$$

onde $A = 3p\lambda_m I_{ph}$ e $B = 3pI_{ph}^2 (L_q - L_d) / 2$.

Um sistema de equações pode ser montado aplicando a equação (90) para pelo menos duas posições do rotor com o mesmo vetor espacial de corrente,

$$\begin{aligned} T_{e1} &= A \cos(\gamma_1) + B \sin(2\gamma_1) \\ T_{e2} &= A \cos(\gamma_2) + B \sin(2\gamma_2) \end{aligned} \quad (91)$$

Ao resolver as equações para A e B , tem-se

$$\begin{aligned} A &= \frac{T_{e1} \sin(2\gamma_2) - T_{e2} \sin(2\gamma_1)}{\cos(\gamma_1) \sin(2\gamma_2) - \cos(\gamma_2) \sin(2\gamma_1)} \\ B &= \frac{T_{e2} \cos(\gamma_1) - T_{e1} \cos(\gamma_2)}{\cos(\gamma_1) \sin(2\gamma_2) - \cos(\gamma_2) \sin(2\gamma_1)} \end{aligned} \quad (92)$$

Se A e B forem corretamente determinados, é possível calcular o fluxo concatenado λ_m e a diferença $L_q - L_d$ entre as indutâncias da máquina.

$$\lambda_m = \frac{A}{3pI_{ph}} \quad (93)$$

$$L_q - L_d = \frac{2B}{3pI_{ph}^2} \quad (94)$$

Sabe-se que em uma MSIP as indutâncias L_d e L_q são dependentes da condição de saturação de ao longo dos respectivos caminhos magnéticos que as definem. Há também, de forma menos significativa, influência da corrente de eixo direto na indutância de eixo em quadratura e vice-versa, efeito chamado de saturação cruzada. Recomenda-se realizar o teste para diferentes valores de corrente e diferentes posições de rotor para avaliar efeitos de saturação. Para cada magnitude de corrente aplicada, variar ângulo γ de 0 a 90° permitirá avaliar a variação do conjugado em todo plano dq . Entretanto, como se percebe na equação (94), apenas a diferença das indutâncias do modelo é obtida. Utilizando os testes explanados no item 3.4, determina-se L_d que, ao ser aplicado na equação (94), permite calcular o valor de L_q .

A bancada de testes para aplicação deste método é mostrada na Figura 77. As medições de conjugado foram feitas através do transdutor HBM T22, e a posição do rotor foi monitorada por um transdutor potenciométrico. As correntes de valor constante foram monitoradas com auxílio do PA4000 e aplicadas com uma fonte CC *Dawer* de 500 W.

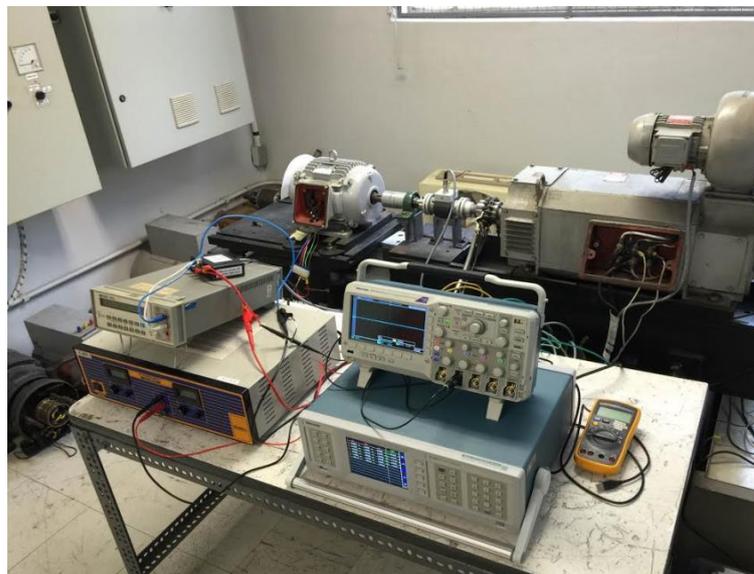


Figura 77 Bancada de testes para ensaio estático.

As correntes aplicadas à máquina devem ser iguais a de um determinado instante de tempo para correntes trifásicas alternadas. Para isso, fez-se a conexão como na Figura 78.

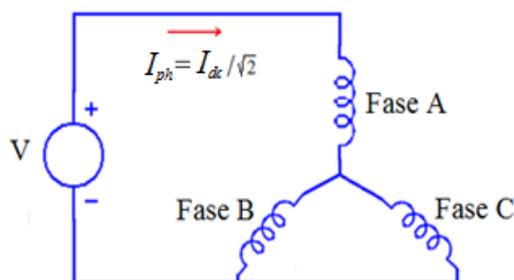


Figura 78 Conexão do ensaio estático.

Esta conexão considera um instante de tempo onde ocorre o pico de corrente na fase A. Portanto, o vetor espacial de corrente I_{ph} do equacionamento depende do valor da corrente contínua aplicada, ou seja, $I_{dc}/\sqrt{2}$. De acordo com a equação (92), somente um par de pontos são necessários para extrair os parâmetros, mas se fazem aqui medições ao longo de todo plano dq . Os pontos de cruzamento por conjugado zero, ou seja, quando a máquina está em sua posição preferencial de alinhamento com o eixo magnético de maior densidade de fluxo, não geram soluções corretas e não podem ser aplicados ao método. A Figura 79 mostra o resultado de todas as medições de conjugado para os diferentes ângulos elétricos avaliados. Fez-se uma medição de conjugado a cada 3 graus mecânicos (12 elétricos).

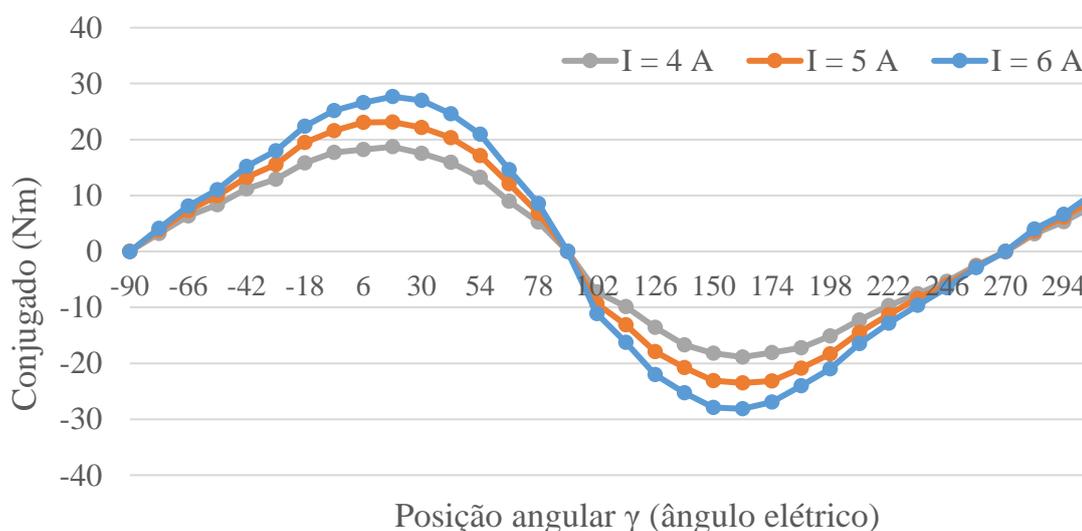


Figura 79 Conjugado em função do ângulo elétrico para diferentes níveis de corrente.

Optou-se por formar pares a cada 36 graus elétricos partindo do primeiro (-90), por exemplo, o primeiro par é formado pelos valores medido de conjugado em -90 e -54 graus elétricos, o segundo par em -78 e -42 graus e assim sucessivamente. O valor médio de cada par forma o eixo horizontal do gráfico na Figura 80. O eixo vertical da mesma figura são os resultados da equação (94), onde fica aparente o impacto da variação de corrente da diferença entre L_d e L_q . Comprova-se também nas Figura 80 e Figura 81 a instabilidade dos resultados ao utilizar pontos onde o conjugado é próximo de zero, e por isso considera-se como resultados válidos os contidos nos intervalos de -36° até 36° e de 156° até 216° . Teoricamente, se a máquina tivesse uma distribuição de fluxo idêntica em todas as faces polares, se as correntes de fase fossem idênticas e não houvesse fontes de incerteza de medição de posição e conjugado, deveria haver uma simetria dos gráficos das Figura 79, Figura 80 e Figura 81. Como essa assimetria não ocorre, toma-se o valor médio dentro dos resultados dentro dos intervalos contendo resultados válidos.

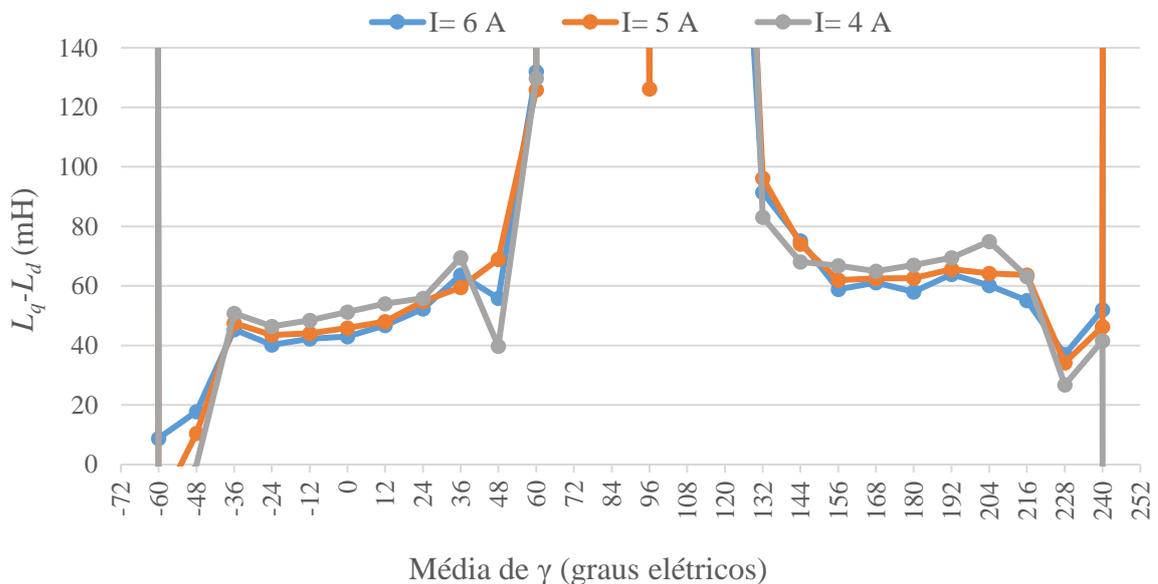


Figura 80 Determinação da diferença $L_q - L_d$.

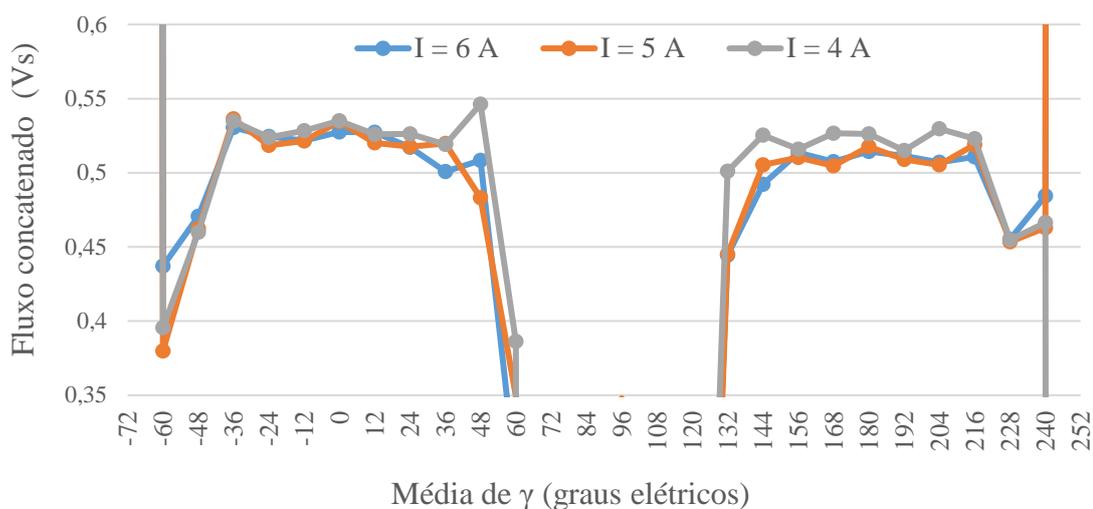


Figura 81 Resultado para os cálculos do fluxo concatenado.

A Tabela 6 apresenta os resultados finais para as equações (93) e (94), baseados nos valores médios dos intervalos com resultados válidos. É necessário calcular L_q para pontos de operação compatíveis com os da Tabela 6, ou seja, com correntes eficazes iguais a $I_{dc}/\sqrt{2}$. Observando de maneira superficial, os resultados parecem coerentes, uma vez que o fluxo resultante foi menor para a maior corrente de armadura.

Tabela 6 Resultados para o método estático

Corrente (A)	$I_{dc} = 6$ A	$I_{dc} = 5$ A	$I_{dc} = 4$ A
Fluxo (Vs)	0,5165	0,5180	0,5254
L_q-L_d (mH)	54,123	55,658	60,195

A Tabela 7 é o comparativo dos resultados dados pelo método estático e pelo método MAC. A comparação é feita apenas com o método MAC porque nele as variações de indutâncias com a carga são mais perceptíveis. Três pontos de operação foram observados, estes pontos de operação são definidos pela corrente absorvida pela carga durante o teste. Não foi possível comparar valores de corrente exatamente iguais, mas valores próximos foram comparados entre os diferentes testes.

Tabela 7 Comparação de resultados entre método estático e método proposto

PONTO DE OPERAÇÃO	I	II	III
Corrente eficaz no ensaio estático ($I_{dc}/\sqrt{2}$)	4,243 A	3,535 A	2,828 A
$L_q - L_d$	53,123 mH	55,658 mH	60,195 mH
Corrente com carga indutiva (Figura 67)	4,23 A	3,511 A	2,859 A
L_d obtido com aplicação de indutância externa (Figura 67)	78,71 mH	80,91 mH	83,62 mH
L_q resultante para o método estático	131,83 mH	136,56 mH	143,815 mH
Corrente com carga resistiva	4,288 A	3,642 A	2,877 A
L_d pelo método MAC (Figura 69)	76,11 mH	78,18 mH	79,03 mH
L_q pelo método MAC (Figura 70)	145,1 mH	146,4 mH	151,5 mH

O capítulo 6 reúne os resultados obtidos para a aplicação de diferentes métodos de obtenção de indutâncias para uma MSEC e para uma MSIP. No caso da MSEC, tanto para medição quanto para cálculo do ângulo de carga, os valores saturados destas indutâncias foram corretamente determinados quando comparados aos métodos convencionais de determinação. É importante ressaltar que o próprio IEEE 115, documento criado para este fim, reconhece que não há apenas uma interpretação para a definição da reatância de eixo em quadratura. Todavia, neste capítulo, o valor total deste parâmetro (incluindo efeitos de dispersão) foi obtido com o ensaio de baixo escorregamento, onde o parâmetro saturado foi determinado com aplicação de tensão próxima da nominal às fases da máquina.

Se a aplicação dos métodos apresentados neste capítulo exigirem o conhecimento da variação da indutância com o aumento da carga, recomenda-se fortemente proceder com medições de ângulo de carga, uma vez que optar pelo cálculo deste ângulo produz resultados compatíveis com as medições apenas quando o teste é feito próximo da corrente nominal. A Tabela 7 compara as indutâncias obtidas pelo método estático e pelo método MAC com

aplicação de carga resistiva à MSIP. A maior diferença percentual entre os dois métodos para L_q foi de 10% e para L_d foi de 5,6%.

A teoria apresentada por (LANGSDORF, 1955) para determinação dos locais da impedância síncrona no plano dq foi aplicado também à MSIP. Conclui-se que o efeito da saliência invertida provoca uma inversão do comportamento da impedância síncrona em relação ao aumento da carga.

A reatância de dispersão foi determinada pelo método do rotor removido. O propósito disto foi segregar a parcela de indutância da máquina referente a efeitos de saturação magnética em ambos os eixos.

Um método estático para obtenção da diferença entre L_d e L_q na MSIP foi tratado no item 6.4, executado por meio de medições de conjugado em diferentes posições do rotor, mediante aplicação de corrente contínua. Após determinação de L_d , esta diferença permite o cálculo de L_q .

7 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

O método proposto para obter os parâmetros L_d e L_q demonstrou-se aplicável em GSIP. De forma bastante resumida, este trabalho propôs a determinação destas indutâncias a partir da leitura de potência, tensão, corrente e ângulo de carga em cada ponto de operação avaliado. Destaca-se que, se o ângulo de carga puder ser medido, não é necessário executar teste de curto-circuito, bastando realizar teste de carga resistiva e aplicar o par de equações (75) e (76). Estas equações geram valores de indutâncias com base no ponto de operação da máquina, ou seja, elas geram valores de parâmetros saturados. Os resultados demonstrados nesta dissertação consideram a variação das indutâncias com o aumento da carga. Entretanto, testar a máquina em condição de corrente nominal é suficiente. Para que parâmetros não saturados de um GSIP sejam determinados, seria necessário desenvolver um método de enfraquecimento do campo magnético dos ímãs. Evidentemente, isso não pode ser feito via variação de temperatura porque temperaturas extremas enfraqueceriam o campo, mas prejudicariam a máquina. Logo, uma possível abordagem, embora pouco prática, é a inclusão de um rotor idêntico desmagnetizado na máquina. Isto seria útil tanto para determinação de indutâncias como para estudos de segregação de perdas. Recomenda-se como uma continuação deste trabalho o desenvolvimento de uma técnica capaz de segregar as perdas por atrito e ventilação em MSIP. Em máquinas com enrolamento de campo, estas perdas são determinadas sem excitação e no caso de uma MSIP, o IEEE 1812 recomenda o uso deste rotor desmagnetizado. Dependendo das proporções do rotor, esse procedimento não é viável.

Da obtenção das indutâncias por ângulos de carga calculados conclui-se que bons resultados são obtidos próximos à corrente nominal. Para baixas correntes, o ângulo de carga é apenas aproximado, o que acaba não sendo suficiente dada a elevada sensibilidade das funções que fornecem as indutâncias em relação ao ângulo de carga.

Testes de determinação de parâmetros são úteis para os que os fabricantes validem o projeto. É sempre desejável aplicação de testes simplificados, para apurar o processo de comissionamento tanto de geradores como motores. Este trabalho apresentou como solução alternativa a este problema, um teste estático para investigação tanto das indutâncias quanto o fluxo resultante de entreferro de uma MSIP.

Sem dúvidas, o maior problema em determinar as indutâncias da máquina com as equações propostas é a distorção harmônica. Além disto, a distorção tende a aumentar com o acréscimo de carga. A presença de reativos de qualquer espécie (nesse caso causados pela existência de harmônicas de tensão e de corrente) faz com que a potência aparente seja maior que a potência média. O efeito disto é, mesmo com aplicação de carga resistiva, obter fator de potência menor que um. No entanto, mesmo na presença da distorção, as indutâncias encontradas ficaram próximas daquelas determinadas por método estático.

Uma natural continuação deste trabalho envolve aplicação das indutâncias determinadas pelos métodos propostos em simulações de pequenos sistemas de geração distribuída. Recomenda-se conexão da MSIP a um conversor e investigar se medidas em campo, como tensão do *link* CC e corrente de armadura, são condizentes com resultados de simulação.

Sobre a medição de ângulo de carga, evidentemente é possível determiná-lo através de outras manipulações. Neste trabalho, fez-se uma subtração das ondas quadradas provenientes do sinal de referência (*encoder*) e da tensão terminal. No entanto, seria possível, por exemplo, multiplicar os sinais de onda quadrada e fazer o devido tratamento no sinal resultante para extrair a defasagem. Sempre que houver conteúdo harmônico elevado, a medição deve ser realizada com base na tensão de linha ou através de um sinal filtrado da tensão de fase. Recomenda-se aplicação das manipulações feitas neste trabalho em outras plataformas, onde se pode, inclusive, desenvolver um instrumento de medição de ângulo de carga. Seria necessário

adequar os sinais de tensão do gerador e do *encoder*, desenvolver um código com base no algoritmo aqui apresentado e aplicá-lo em um microprocessador.

Um aspecto relevante sobre o cálculo dos ângulos de carga está relacionado à escolha das duas possíveis soluções presentes na equação (38). A escolha do sinal positivo nesta equação gerou melhores resultados para a máquina com X_q maior que X_d e a escolha do sinal negativo gerou melhores resultados para a máquina com X_d maior que X_q . Esse fenômeno deve ser investigado em outras máquinas para esclarecer se a escolha deste sinal tem relação com a saliência.

O procedimento de teste mais simples possível para estimar as indutâncias da MSIP é listado a seguir, imaginando que não haja possibilidade de medir conjugado (aplicação de método estático) ou ângulo de carga:

- Obter o valor da tensão eficaz a vazio.
- Realizar teste de curto-circuito por meio de indutâncias externas, caso curto-circuito franco não seja viável por limitações da máquina primária ou para garantir a integridade da máquina testada. Deve-se considerar apenas a componente fundamental da tensão e da corrente para determinar a reatância externa e só então utilizar a equação (86) para obter L_d . A tensão induzida E_{pm} desta equação deve ser correspondente àquela que ocorre na temperatura da máquina no momento da medição do ensaio de curto-circuito. Se este teste for conduzido de forma suficientemente rápida (isso dependerá das dimensões da máquina), pode-se considerar a tensão a vazio na temperatura ambiente. Alternativamente, as reatâncias externas podem ser determinadas separadamente através de fonte senoidal com baixo conteúdo harmônico.
- Após determinar L_d pela equação (86), aplicar carga resistiva ao gerador. Registrar os valores de tensão, corrente, fator de potência e potência quando a corrente nominal for atingida, calcular o ângulo de carga pela expressão (38). A escolha entre sinal positivo

e negativo após o primeiro termo desta equação dependerá da máquina; deve-se testar as duas possibilidades e avaliar qual é o resultado mais prudente.

- Utilizar o resultado da equação (38) em (76) ou (79) para obtenção de L_q .

A regulação de tensão negativa não foi identificada nas máquinas deste trabalho, mas é sugestão para trabalhos futuros verificar a aplicabilidade dos métodos por este trabalho explorados em máquinas com esta característica. Mesmo a regulação não sendo negativa, a regulação de tensão da MSIP é muito melhor se comparada à da MSEC. Isso ocorre porque a relação L_q/L_d é 0,575 para a MSEC e 1,675 para a MSIP. Logicamente, essa relação não é constante com o aumento de carga, mas os valores citados foram obtidos com base na Tabela 2 e na Tabela 4 para a corrente mais próxima da nominal de cada máquina.

REFERÊNCIAS

- ASSEM, R.; MOUSSA, M. F.; WILLIAMS, B. W. Parameters Determination of Grid Connected Interior Permanent Magnet Synchronous Generator. In: POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (EPE/PEMC), 15., 2012, Novi Sad. **Proceedings...** . Piscataway: IEEE, 2012. p.DS1c.5-1 – DS1c.5-6.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 5052: Máquina síncrona - Ensaios**. Rio de Janeiro, 1984.
- BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamentos**. 3. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2009.
- BOLDEA, I. **Variable Speed Generators**. 1st ed. Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2006.
- CHALMERS, B. J. Performance of interior-type permanent-magnet alternator. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, [S.l.], v. 141, n. 4, p. 186 – 190, July 1994.
- CHALMERS, B. J. et al. Parameters and performance of a high-field permanent-magnet synchronous motor for variable-frequency operation. **Electric Power Applications, IEE Proceedings B**, [S.l.], v. 132, n. 3, p. 117–124, May 1985.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- CHEN, J. Y.; CHEM, V. N.; BAKER, D. Determination of Parameters and Evaluation of Performance of an Outer- Rotor Permanent Magnet Generator for Wind Energy Applications. In: POWER ELECTRONIC DRIVES AND ENERGY SYSTEMS FOR INDUSTRIAL GROWTH (Volume 1), 1998, Perth. **Proceedings...** .Piscataway: IEEE, 1998. p.353–358.
- CHOWDHURY, M. M. et al. Modeling, parameter measurement and sensorless speed estimation of IPM synchronous generator for direct drive variable speed wind turbine application. **International Transactions on Electrical Energy Systems**, [S.l.], v. 25, n. 9, p. 1814–1830, Sept. 2015.
- FERNÁNDEZ-BERNAL, F.; GARCÍA-CERRADA, A.; FAURE, R. Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v. 37, n. 5, p. 1265–1272, Sept. 2001.
- GIERAS, J. **Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications**. 2nd ed. New York: Marcel Dekker, 2002.
- INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, QUALIDADE E TECNOLOGIA. **Avaliação de dados de medição: guia para a expressão de incerteza de medição – GUM 2008**. Duque de Caxias, RJ, 2012.
- GUO, Y. G. Y. et al. Parameter determination and performance analysis of a PM synchronous generator by magnetic field finite element analysis. In: AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE (AUPEC), 2007, Perth. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2008. p.1–4.

HBM. **Perception User Manual Version 6.50**. Darmstadt, 2014.

HBM. **Portable Data Recorder GEN3i User Manual**. Darmstadt, 2014.

HOMRICH, G.; FLORES FILHO, A. F.; HOMRICH, R. P. Alternatives to Determine Permanent Magnet Generators Parameters. In: MMM-INTERMAG CONFERENCE, 13, 2016, San Diego. **Abstract Book...** Piscataway: IEEE, 2016, p.447.

HOSINGER, V. B. The Fields and Parameters of Interior Type AC Permanent Magnet Machine. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, [S.l.], v. PAS-101, n. 4, p. 867–876, Apr. 1982.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Std 1812**: Trial-Use Guide for Testing Permanent Magnet Machines. New York, 2014.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Std 115**: Guide for Test Procedures for Synchronous Machines. New York, 2009.

LANGSDORF, A. S. **Theory of Alternating-Current Machinery**. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1955.

MELLOR, P. H.; CHAABAN, F. B.; BINNS, K. J. Estimation of parameters and performance of rare-earth permanent-magnet motors avoiding measurement of load angle. **IEE Proceedings B Electric Power Applications**, [S.l.], v. 138, n. 6, p. 322-330, Nov. 1991.

NEE, H. P. Determination of d and q reactances of permanent-magnet synchronous motors without measurements of the rotor position. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v. 36, n. 5, p. 1330–1335, Sept. 2000.

ODHANO, S. A.; BOJOI, R.; ARMANDO, E.; HOMRICH, G.; FLORES FILHO, ALY FERREIRA; POPESCU, M.; DORRELL, D. G. Parameter Extraction for Three Phase IPM Machines Through Simple Torque Tests. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2015, Montreal. **Proceedings...** .Piscataway: IEEE, 2015. p.1892–1898.

OLORUNFEMI, OJO, T. T. U. Investigation into the performance characteristics of an interior permanent magnet generator including saturation effects. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, IAS ANNUAL MEETING, 31., 1996, San Diego. **Proceedings...** .Piscataway: IEEE, 1996. p.533–540.

PETKOVSKA, L.; CVETKOVSKI, G.; Steady State Performance Evaluation of a Permanent Magnet Synchronous Motor Based on FEA. Disponível em: <<http://www.aedie.org/9CHLIE-paper-send/348-LIDIJA.pdf>>. Acesso em: 15 Out. 2015.

ŠTUMBERGER, B.; KREČA, B.; HRIBERNIK, B. Determination of parameters of synchronous motor with permanent magnets from measurement of load conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S.l.], v. 14, n. 4, p. 1413–1416, Dec. 1999.

TEKTRONIX. **PA4000 Analisador de Energia Manual do Usuário**. Beaverton, [2014?].

APÊNDICE:

Tabelas de dados adquiridos

APÊNDICE: DADOS ADQUIRIDOS PELO HBM GENESIS

Dados adquiridos para Máquina Síncrona de Imãs Permanentes com aplicação de carga resistiva										
Tensão de fase (V)	Corrente (A)	Resistência (Ω)	Fator de potência	Frequência (Hz)	Potência ativa (W)	Potência reativa (VAR)	Potência aparente (VA)	Impedância (Ω)	Reatância (Ω)	
202,141	0,189	1070,630	0,996194	60,673	38,073	3,313	38,218	1074,029	85,387	
199,879	0,376	531,471	0,998779	60,207	75,144	3,687	75,235	532,171	27,297	
201,743	0,569	355,175	0,999032	59,962	114,618	4,981	114,728	355,520	15,666	
201,192	0,764	263,403	0,999545	60,072	153,712	4,516	153,782	263,521	7,878	
201,061	0,789	255,058	0,999599	60,169	158,591	4,405	158,655	255,144	6,614	
197,545	1,159	170,518	0,999725	59,821	228,881	5,269	228,944	170,561	3,838	
196,270	1,540	127,490	0,999794	60,205	302,166	6,005	302,228	127,515	2,517	
192,956	1,893	101,974	0,999829	60,209	365,138	6,616	365,201	101,990	1,811	
188,798	2,248	84,020	0,999837	60,044	424,377	7,545	424,447	84,032	1,403	
186,441	2,575	72,438	0,999837	60,573	479,900	8,554	479,978	72,446	1,120	
181,731	2,877	63,186	0,999836	60,348	522,692	9,364	522,778	63,193	0,952	
177,172	3,145	56,344	0,999835	60,222	557,116	10,025	557,208	56,350	0,826	
172,771	3,400	50,820	0,999820	60,181	587,314	11,048	587,419	50,825	0,738	
167,895	3,642	46,121	0,999838	60,004	611,292	10,944	611,391	46,126	0,660	
164,112	3,894	42,148	0,999798	60,408	638,888	12,778	639,017	42,152	0,572	
159,214	4,094	38,890	0,999789	60,136	651,660	13,327	651,797	38,894	0,527	
154,754	4,288	36,085	0,999766	60,117	663,462	14,321	663,617	36,088	0,481	
150,458	4,469	33,663	0,999759	60,166	672,214	14,721	672,376	33,665	0,436	
146,099	4,678	31,219	0,999756	60,041	683,198	15,048	683,364	31,222	0,402	

Dados adquiridos para Máquina Síncrona de Imãs Permanentes com aplicação de carga resistiva (continuação)

Tensão induzida (V)	Vint (V)	Ângulo de carga δ (°)	Desvio padrão de δ (°)	Temperatura (°C)	Conjugado (Nm)	Rotação (rps)	Rotação (rad/s)	Potência mecânica de entrada (W)	Potência elétrica de saída (W)	Rendimento
199,921	202,746	4,472	0,049134691	42,691	3,189	15,168	95,305	303,909	114,216	0,376
199,836	201,085	8,192	0,045515199	43,024	4,025	15,052	94,572	380,695	225,425	0,592
203,869	203,567	11,269	0,053769061	27,270	4,913	14,990	94,188	462,734	343,843	0,743
203,706	203,644	14,708	0,089789938	27,907	5,787	15,018	94,361	546,100	461,123	0,844
204,044	203,593	14,913	0,073980529	26,586	5,820	15,042	94,513	550,078	475,758	0,865
203,522	201,264	20,447	0,099684551	28,625	7,351	14,955	93,966	690,788	686,625	0,994
203,418	201,212	25,663	0,068973871	29,030	9,668	15,051	94,569	914,322	906,472	0,991
202,952	199,031	29,934	0,09647768	30,852	11,640	15,052	94,576	1100,857	1095,386	0,995
202,820	196,014	33,848	0,091557836	31,369	13,743	15,011	94,316	1296,145	1273,097	0,982
202,431	194,704	37,205	0,071890547	32,885	15,734	15,143	95,148	1497,084	1439,655	0,962
202,321	190,964	40,404	0,092630991	33,316	17,452	15,087	94,794	1654,338	1568,024	0,948
202,000	187,266	43,171	0,106244237	34,571	18,697	15,056	94,597	1768,707	1671,286	0,945
201,663	183,683	45,446	0,082143605	35,885	19,945	15,045	94,532	1885,439	1761,869	0,934
201,353	179,582	47,670	0,106986921	37,098	20,674	15,001	94,254	1948,631	1833,794	0,941
201,111	176,609	50,166	0,086521651	38,042	21,716	15,102	94,889	2060,610	1916,562	0,930
200,876	172,354	51,918	0,093057067	38,962	22,388	15,034	94,462	2114,842	1954,869	0,924
200,562	168,517	53,571	0,10244978	40,187	22,885	15,029	94,432	2161,101	1990,261	0,921
200,223	164,801	55,372	0,089779141	41,513	23,319	15,042	94,509	2203,841	2016,505	0,915
200,667	161,111	56,941	0,121874195	39,776	23,798	15,010	94,313	2244,499	2049,442	0,913

Dados adquiridos para Máquina Síncrona de Imãs Permanentes com aplicação de carga indutiva

Tensão de fase (V)	Corrente (A)	Potência ativa (W)	Potência aparente (VA)	Potência reativa (Var)	Fator de potência	Impedância (Ω)	Resistência (Ω)	Reatância (Ω)	Frequência (Hz)	Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	Tensão induzida (V)
198,808937	0,195402	5,78608628	38,8493909	38,40222649	0,1496591	1002,91764	153,846606	991,047433	60,348071	29,50058793	203,2978495
192,265253	0,389716	10,3868461	74,92790021	74,16266944	0,13837306	483,8337587	68,4319613	478,969908	60,248021	32,04677386	202,6460259
187,30957	0,562449	12,7748807	105,351097	104,5502007	0,12132498	325,8552661	40,5812096	323,31845	60,348204	32,36842377	202,5636835
182,841448	0,72188	9,77345109	131,9841453	131,6165117	0,07387311	247,5360168	18,7151384	246,827517	60,707986	33,43443662	202,2907842
177,723446	0,88267	17,0368615	156,8717633	155,9221549	0,10881735	196,0882543	21,9945516	194,850823	60,485768	33,49589532	202,2750508
173,80876	1,012957	13,3707316	176,0483828	175,5320338	0,0756411	166,9395483	12,9566365	166,435989	60,682504	34,65457098	201,9784298
165,827971	1,27649	15,2719281	211,6680637	211,113265	0,07204521	125,6522898	9,38525627	125,301297	60,675196	35,85526171	201,671053
158,338248	1,523716	17,5575313	241,243287	240,5998543	0,07270063	99,98235624	7,59644417	99,6933578	60,667589	37,64793265	201,2121292
151,923889	1,739588	18,7640182	264,2699752	263,5987719	0,07099028	83,54619263	6,25498333	83,3117128	60,679217	38,6520466	200,9550761
145,774207	1,943927	19,6432626	283,3470702	282,6618519	0,06929577	71,36238886	5,2567462	71,1685124	60,684606	40,45428858	200,4937021
140,416046	2,128199	20,5125371	298,8056913	298,0963714	0,06863337	62,43042583	4,59627411	62,2610017	60,685396	41,6584728	200,185431
135,451469	2,290485	21,3622246	310,2224263	309,4810696	0,06887172	55,65045367	4,13680529	55,4964849	60,673635	42,57775765	199,950094
131,681972	2,450032	21,4970926	322,5961438	321,873673	0,06665967	50,26641129	3,65232154	50,1335482	60,904393	40,8002451	200,4051373
125,767312	2,599224	22,0472875	326,8667465	326,1178467	0,06746189	44,99845564	3,34207705	44,8741744	60,107004	41,45458648	200,2376259
121,971476	2,732759	22,3040609	333,2882599	332,5355957	0,0669387	41,28138944	3,05616008	41,1681066	60,11981	42,40429948	199,9944993
118,350168	2,859141	22,5314553	338,3441002	337,5876188	0,0666075	38,07969942	2,832776	37,9741871	60,110151	43,86624046	199,6202424
116,711848	3,010449	23,1595397	351,3080096	350,5389302	0,06592721	35,46621786	2,63095461	35,3684985	60,398231	36,97775007	201,383696
113,479916	3,121891	23,372924	354,2184154	353,4421265	0,06597418	33,08001451	2,47065771	32,9876221	60,370074	38,49385212	200,9955739
110,626289	3,228483	23,4283602	357,1006805	356,3263565	0,06560359	31,01893253	2,32544697	30,9316419	60,376291	39,19774737	200,8153767
107,933503	3,329126	23,5146383	359,2705863	358,4943374	0,06545399	29,19554928	2,20015122	29,1125305	60,377471	40,13445708	200,575579
105,317889	3,420297	23,5312528	360,1694065	359,3929788	0,06534491	27,59020472	2,089489	27,5109693	60,366254	41,56936688	200,2082421
105,273231	3,471326	32,1384434	365,4604941	363,4201113	0,09073986	27,19071754	2,86220976	27,0396538	60,302129	41,56936688	200,2082421
102,867297	3,511018	23,4400409	361,1163053	360,3482586	0,0649198	26,11772466	1,98161624	26,0424411	60,353685	42,40932051	199,993214
100,763867	3,607252	23,5326705	363,4259556	362,6560378	0,06476586	24,76210837	1,88892822	24,6899567	60,195105	40,43989023	200,4973881
102,406962	3,673628	32,5027306	376,2093527	374,3492663	0,08697868	24,77960359	2,44245444	24,6589369	60,214611	38	201,122
87,1805891	4,22989	31,8920207	368,7623638	366,9518547	0,08779217	17,64521742	1,81231308	17,5519007	60,365263	36,481	201,510864
81,156501	4,570332	14,4641506	370,8981502	370,595361	0,03917883	14,88623909	0,61680714	14,873455	60,109389	34,86765869	201,9238794
76,012177	4,773187	13,4821825	362,8283017	362,5435078	0,03743958	13,1281336	0,51038375	13,1182087	60,202743	37,97493323	201,1284171
76,7488282	4,781166	13,4784576	366,931552	366,6513217	0,03700306	13,25201371	0,51404159	13,2420402	60,151307	34,75125349	201,9536791

Dados adquiridos para Máquina Síncrona de Enrolamento de Campo com aplicação de carga resistiva												
Tensão de fase (V)	Corrente (A)	Resistência (Ω)	Fator de potência	Frequência (Hz)	Potência ativa (W)	Potência reativa (VAr)	Potência aparente (VA)	Impedância (Ω)	Reatância (Ω)	Ângulo de carga ($^\circ$)		
133,185	0,259	512,422	0,998146	50,089	34,454	2,101	34,518	513,889	38,795	1,3834		
130,906	0,750	174,362	0,999460	50,044	98,174	3,228	98,227	174,456	5,734	3,9746		
127,840	1,240	103,088	0,999725	49,997	158,449	3,714	158,493	103,116	2,416	6,4130		
124,473	1,681	74,039	0,999804	49,963	209,180	4,142	209,221	74,053	1,466	9,4709		
120,419	2,085	57,746	0,999841	49,933	251,032	4,482	251,072	57,755	1,031	12,3064		
115,699	2,461	47,012	0,999858	49,896	284,655	4,796	284,696	47,019	0,792	14,9491		
110,267	2,794	39,454	0,999869	49,874	308,099	4,985	308,139	39,459	0,638	18,3620		
101,025	3,228	31,291	0,999879	49,836	326,088	5,075	326,128	31,295	0,487	23,5267		
95,061	3,417	27,818	0,999882	49,823	324,766	4,986	324,804	27,822	0,427	26,5223		
89,207	3,591	24,837	0,999886	49,839	320,330	4,837	320,366	24,840	0,375	29,6089		
79,500	3,858	20,607	0,999998	49,900	306,699	0,613	306,699	20,607	0,041	34,9000		
69,000	4,080	16,912	0,999999	49,900	281,520	0,356	281,520	16,912	0,021	40,0000		
50,220	4,290	11,706	0,999989	49,900	215,441	1,011	215,444	11,706	0,012	50,2000		

Dados adquiridos para Máquina Síncrona de Enrolamento de Campo com aplicação de carga indutiva										
Tensão de fase (V)	Corrente (A)	Potência ativa (W)	Potência aparente (VA)	Potência reativa (VAr)	Fator de potência	Impedância (Ω)	Resistência (Ω)	Reatância (Ω)	Frequência (Hz)	
129,056	0,312	5,773	40,211	39,791	0,143634	414,191	59,553	409,752	50,029	
124,147	0,606	8,931	75,197	74,658	0,118794	204,963	24,378	203,271	50,062	
113,578	1,118	13,562	126,994	126,259	0,106794	101,575	10,866	100,876	50,064	
103,508	1,534	16,712	158,759	157,868	0,105261	67,478	7,117	67,021	50,073	
94,443	1,877	18,503	177,210	176,230	0,104400	50,329	5,265	49,992	50,071	
90,182	2,016	19,061	181,766	180,750	0,104848	44,740	4,702	44,464	50,039	
83,007	2,265	22,828	187,962	186,555	0,121429	36,655	4,459	36,365	50,031	
76,654	2,457	22,293	188,368	187,029	0,118328	31,192	3,698	30,948	50,044	
71,531	2,632	21,877	188,280	186,991	0,116175	27,175	3,163	26,967	50,048	
66,771	2,772	21,280	185,088	183,847	0,114956	24,087	2,773	23,900	50,060	
60,522	2,941	20,414	178,001	176,814	0,114669	20,577	2,363	20,416	50,066	
55,041	3,100	20,341	170,629	169,400	0,119211	17,755	2,119	17,602	50,074	
50,411	3,220	20,038	162,319	161,065	0,123452	15,656	1,934	15,512	50,078	
47,736	3,286	19,773	156,879	155,616	0,126061	14,526	1,832	14,387	50,078	
45,245	3,344	19,434	151,304	150,039	0,128467	13,530	1,739	13,395	50,084	
40,000	3,450	18,856	138,000	136,706	0,119000	11,594	1,380	11,485	50,084	
33,500	3,680	17,856	123,280	121,980	0,112000	9,103	1,020	9,007	50,084	
13,800	4,200	12,000	57,960	56,704	0,090000	3,286	0,296	3,215	50,084	

ANEXO:

Fórmulas aplicadas pelo PA 4000

ANEXO: FÓRMULAS UTILIZADAS PELO INSTRUMENTO PA 4000

Abreviações	Descrição	Unidades	Fórmula
V_{RMS}	Tensão RMS	Volt (V)	$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_1^2 dt}$
A_{RMS}	Corrente RMS	Ampères (A)	$A_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt}$
F	Frequência	Hertz (Hz)	
W	Potência real	Watt (W)	$W = \frac{1}{T} \int_0^T v_i i_i dt$
FP	Fator de potência		$PF = \left[\frac{Watt}{V_{rms} \times A_{rms}} \right]$
VA	Potência aparente	Volt-Ampères (VA)	$VA = [V_{rms} \times A_{rms}]$
VAr	Potência reativa	Volt-Ampères Reativos (VAr)	$VAr = \sqrt{(VA)^2 - W^2}$
Z	Impedância	Ohm (θ)	$Z = \frac{V_{fund}}{I_{fund}}$
R	Resistência	Ohms (Ω)	$R = \frac{V_f}{A_f} \times \cos \theta (\theta = V \text{ phase} - A \text{ phase})$
X	Reatância	Ohms (Ω)	$X = \frac{V_f}{A_f} \times \sin \theta (\theta = V \text{ phase} - A \text{ phase})$
Vf	Tensão fundamental	Volts (V)	$\sqrt{(V1.r^2 + V1.q^2)}$
Af	Corrente fundamental	Ampères (A)	$\sqrt{(A1.r^2 + A1.q^2)}$
Wf	Potência fundamental	Watts (W)	$V1.r \times A1.r + V1.q \times A1.q$
VAf	Potência aparente fundamental	Volt-Ampères (VA)	$\sqrt{W.fund^2 + VAr.fund^2}$
VArf	Potência reativa fundamental	Volt-Ampères Reativos (VAr)	$if W > 0$ $(V1.r \times A1.q) - (V1.q \times A1.r)$ $if W < 0$ $(V1.q \times A1.r) - (V1.r \times A1.q)$
PFf	Fator de potência fundamental		$\frac{W.fund}{VA.fund}$

V_{CC}	Tensão CC	Volt (V)	$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T v dt$
A_{CC}	Corrente CC	Ampères (A)	$A_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$

Fonte:(TEKTRONIX, [s.d.])