MURILO HINOJOSA DE SOUSA

DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DE MÁQUINAS SÍNCRONAS
PELO ENSAIO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA: PROPOSTA DE
METODOLOGIA COM INVERSOR DE FREQUÊNCIA

São Paulo

2011

MURILO HINOJOSA DE SOUSA

DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DE MÁQUINAS SÍNCRONAS
PELO ENSAIO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA: PROPOSTA DE
METODOLOGIA COM INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Silvio Ikuyo
Nabeta

São Paulo
2011

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, de dezembro de 2011.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Sousa, Murilo Hinojosa de

Determinação de parâmetros de máquinas síncronas pelo ensaio de resposta em frequência: proposta de metodologia com inversor de frequência / M.H. de Sousa. -- ed.rev. -- São Paulo, 2011.

94 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1. Máquinas síncronas 2. Máquinas elétricas 3. Ensaio elétrico I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Silvio Ikuyo Nabeta pela orientação, pelo constante apoio e pelas conversas motivadoras.

Aos professores Wilson Komatsu, Walter Kaiser, Lourenço Matakas e Ivan Chabu, que contribuíram para meu amadurecimento científico desde meus anos de graduação.

Ao professor José Jaime Cruz, por colocar à disposição sua experiência no início da análise dos resultados deste trabalho e ao professor Fábio Pereira, por compartilhar seu conhecimento matemático na reta final do desenvolvimento da dissertação.

Aos técnicos de laboratório Edson, Adelino e Marco pelo pronto atendimento quando de sua ajuda necessitei.

À minha família e pessoas próximas, que compreenderam e apoiaram minha dedicação a mais esse passo de meu crescimento pessoal.

Se o conhecimento pode criar
problemas, não será por meio da
ignorância que os resolveremos.

(Isaac Asimov)

RESUMO

O trabalho apresentado tem como objetivo principal propor uma metodologia para obtenção dos parâmetros da máquina síncrona, baseada em ensaio de resposta em frequência, utilizando-se de um inversor e da aplicação de técnicas numéricas de ajuste de curvas.

Dedicam-se tópicos à consolidação de aspectos físicos resultantes das características construtivas das máquinas que devem ser considerados na modelagem. Também se analisam as derivações matemáticas dos modelos.

Posteriormente se estudam os vários tipos de ensaios praticados para determinação dos parâmetros dos modelos apresentados. Particular ênfase é dada ao Ensaio Estático de Resposta em Frequência. São levantadas as vantagens e desvantagens da aplicação desse tipo de ensaio, suas dificuldades e limitações bem como é apresentada uma metodologia para sua execução.

Por fim, o trabalho compila os resultados conseguidos com uma aplicação em bancada, onde foram utilizados equipamentos disponíveis em laboratórios didáticos de máquinas elétricas. É outro objetivo desse estudo a comparação de ensaios de resposta em frequência com ensaios tradicionais (saturação em vazio e curto-circuito permanente, curto-circuito abrupto, etc...).

Palavras-Chave: Máquinas Síncronas, Modelagem, Ensaios para Determinação de Parâmetros, Resposta em Frequência.

ABSTRACT

The presented work has as main objective to propose a methodology for obtaining the synchronous machines parameters, based on frequency response test, by means of a frequency converter and the application of numerical curve fitting routines.

Topics are dedicated to the consolidation of physical aspects resulting of the machines' constructive characteristics which must be considered in the modeling. Mathematical developments of the models are also studied.

Thereafter, the tests that are usually performed for the determination of the synchronous machines' parameters are analyzed. Particular emphasis is given to the Standstill Frequency Response Test. Positive and negative points for this specific type of test are raised. Difficulties and limitations are also defined, and a methodology for its implementation is presented.

Finally, this work compiles the results achieved in a bench application, where equipment available in didactic laboratories of electric machines was used. The comparison of the Standstill Frequency Response Test with traditional tests (no-load saturation, permanent short-circuit, sudden short-circuit, etc...) is also scope of this work.

Keywords: Synchronous Machines, Modeling, Tests for Parameters Determination, Frequency Response.

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.1 – Vista do exterior de um núcleo estatórico	32
Figura 3.2 – Vista do interior de um núcleo estatórico	33
Figura 3.3 – Vista de um enrolamento estatórico.....	33
Figura 3.4 – Exemplo de rotor de polos salientes	34
Figura 3.5 – Orientação dos eixos direto e de quadratura.....	38
Figura 3.6 – Exemplo de circuito equivalente para o eixo direto	45
Figura 3.7 – Circuito equivalente – modelo simplificado	46
Figura 3.8 – Exemplo de circuito equivalente para o eixo de quadratura	47
Figura 4.1 – Ensaio de saturação em aberto e curto-circuito (IEC-60034-4, 1985) ...	51
Figura 4.2 – Ensaio de baixo escorregamento (IEC60034-4, 1985)	52
Figura 4.3 – Ensaio de curto-circuito abrupto	53
Figura 4.4 – Ensaio de recuperação de tensão	55
Figura 5.1 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – curva assintótica	63
Figura 5.2 – Esquema de ligação do arranjo de bancada	65
Figura 5.3 – Conteúdo harmônico do sinal do inversor a 100 Hz.....	66
Figura 5.4 – Conteúdo harmônico do sinal do inversor a 20 Hz.....	66
Figura 5.5 – Conteúdo harmônico do sinal do inversor a 5 Hz	67
Figura 5.6 – Conteúdo harmônico do sinal do inversor a 1 Hz	67
Figura 5.7 – Ruído no sinal do inversor a 1 Hz antes da inserção do filtro.....	68
Figura 5.8 – Conteúdo harmônico a 1 Hz após a inserção do filtro	69
Figura 5.9 – Ruído no sinal do inversor a 1 Hz após a inserção do filtro.....	70
Figura 5.10 – Arranjo de bancada.....	70
Figura 5.11 – Alinhamento segundo o eixo direto	71
Figura 5.12 – Curva característica tensão-corrente do enrolamento	72
Figura 5.13 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – curva de norma (IEEE-115, 2009)	74
Figura 5.14 – Passos básicos da metodologia proposta.....	78
Figura 6.1 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – dados experimentais	80
Figura 6.2 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – primeira curva ajustada.....	82
Figura 6.3 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – segunda curva ajustada.....	82
Figura 6.4 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – terceira curva ajustada.....	83
Figura 6.5 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – quarta curva ajustada.....	83

Figura 6.6 – Máquina com enrolamento amortecedor rompido	86
--	----

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Ensaios no domínio do tempo.....	58
Tabela 4.2 – Ensaios no domínio da frequência	59
Tabela 6.1 – Medições para o eixo direto.....	79
Tabela 6.2 – Parâmetros da indutância operacional para as diferentes replicações.	84
Tabela 6.3 – Comparativo entre T'_{do} , T'_d , T''_{do} e T''_d	84
Tabela 6.4 – Indutâncias de eixo direto para as diferente replicações.....	85
Tabela 6.5 – Comparativo entre L_d , L'_d e L''_d	87

LISTA DE SÍMBOLOS

$\Phi_{a,b,c}$	Fluxo na fase A, B ou C
Φ_{fd}	Fluxo de campo
$\Phi_{jd,jq}$	Fluxo de amortecimento de eixo direto ou de quadratura
$\Psi_{a,b,c}$	Fluxo concatenado na fase A, B ou C
Ψ_{fd}	Fluxo concatenado de campo
$\Psi_{jd,jq}$	Fluxo concatenado de amortecimento de eixo direto ou de quadratura
$i_{a,b,c}$	Corrente na fase A, B ou C ¹
i_{fd}	Corrente de campo
$i_{kd,kq}$	Corrente de amortecimento de eixo direto ou de quadratura
$e_{a,b,c}$	Tensão na fase A, B ou C
e_{fd}	Tensão de campo
$e_{kd, kq}$	Tensão de amortecimento de eixo direto
$\theta_{a,b,c}$	Ângulo entre fase A, B ou C e eixo direto
θ	Ângulo entre fase A e eixo direto
R_a	Resistência de armadura
R_{fd}	Resistência de campo
$R_{kd, kq}$	Resistência de amortecimento de eixo direto ou de quadratura
R_{jkd}	Resistência entre barras de amortecimento de eixo direto
R_{jkq}	Resistência entre barras de amortecimento de eixo de quadratura
$X_{aa,bb,cc}$	Reatância própria na fase A, B ou C ²
$X_{ab,ba}$	Reatância mútua entre fase A - fase B
$X_{ac,ca}$	Reatância mútua entre fase A - fase C
$X_{bc,cb}$	Reatância mútua entre fase B - fase C
$X_{ffd,fd}$	Reatância própria de campo
$X_{jkd,jd}$	Reatância própria de amortecimento de eixo direto ou de quadratura
$X_{jkd,jq}$	Reatância própria de amortecimento de eixo direto ou de quadratura
$X_{fkd,jdfd}$	Reatância mútua entre campo – amortecedor de eixo direto
$X_{fkq,jqfd}$	Reatância mútua entre campo – amortecedor de eixo de quadratura

¹ Foram convencionadas as utilizações descritas, em termos de caracteres maiúsculos ou minúsculos. Caracteres minúsculos representam ao longo do texto grandezas por unidade (pu).

² Foram representadas somente as reatâncias, sendo que as indutâncias podem possuir os mesmos subíndices, respeitando a relação $X = \omega L$.

$X_{jdkq,jqkd}$	Reatância mútua entre amortecedor de eixo direto – eixo de quadratura
$X_{afd,bfd,cf}$	Reatância mútua entre campo – fases A, B ou C
$X_{fad,fbf,fc}$	Reatância mútua entre campo – fases A, B ou C
$X_{akd,bkd,ckd}$	Reatância mútua entre amortecedor de eixo direto – fases A, B ou C
$X_{jad,jbd,jcd}$	Reatância mútua entre amortecedor de eixo direto – fases A, B ou C
$X_{akq,bkq,ckq}$	Reatância mútua entre amortecedor eixo de quadratura – fases A, B ou C
$X_{jaq,jbq,jcq}$	Reatância mútua entre amortecedor eixo de quadratura – fases A, B ou C
$\Phi_{d,q,0}$	Fluxo no eixo direto, quadratura e de componente zero
$\Psi_{d,q,0}$	Fluxo concatenado no eixo direto, quadratura e de componente zero
$i_{d,q,0}$	Corrente no eixo direto, quadratura e de componente zero
$e_{d,q,0}$	Tensão no eixo direto, quadratura e de componente zero
$X_{d,q,0}$	Reatância permanente de eixo direto, quadratura e de componente zero
X_l	Reatância de dispersão
X_{ad}	Reatância de armadura de eixo direto
X_{aq}	Reatância de armadura de eixo de quadratura
X'_d	Reatância transitória de eixo direto
X'_q	Reatância transitória de eixo de quadratura
X''_d	Reatância subtransitória de eixo direto
X''_q	Reatância subtransitória de eixo de quadratura
T'_{do}	Constante de tempo transitória de eixo direto em aberto
T'_d	Constante de tempo transitória de eixo direto
T'_{qo}	Constante de tempo transitória de eixo de quadratura em aberto
T'_q	Constante de tempo transitória de eixo de quadratura
T''_{do}	Constante de tempo subtransitória de eixo direto em aberto
T''_d	Constante de tempo subtransitória de eixo direto
T''_{qo}	Constante de tempo subtransitória de eixo de quadratura em aberto
T''_q	Constante de tempo subtransitória de eixo de quadratura
$Z_d(s)$	Impedância operacional de eixo direto
$Z_q(s)$	Impedância operacional de eixo de quadratura
$G(s)$	Função de transferência tensão de armadura-tensão de campo
$sG(s)$	Função de transferência corrente de campo-corrente de armadura
$Z_{afo}(s)$	Impedância de transferência tensão de campo-corrente de armadura
$Z_{fao}(s)$	Impedância de transferência tensão de armadura-corrente de campo
ω	Velocidade angular, frequência expressa em rad/s
f	Frequência expressa em Hz

$P_{d,q}$	Permeância equivalente de eixo direto, de quadratura
G	Grandeza geral (com seus subíndices)
X'	Reatância em base alterada (com seus subíndices)
i'	Corrente em base alterada (com seus subíndices)
$U_{máx,mín}$	Tensão máxima ou mínima
$I_{máx,mín}$	Corrente máxima ou mínima
V_{inv}	Tensão do inversor
C_f	Capacitância do filtro passa-baixa
L_f	Indutância do filtro passa-baixa
ω_c	Frequência de corte do filtro passa-baixa
V_{arm}	Tensão de armadura medida
I_{arm}	Corrente de armadura medida
Z_{arm}	Impedância de armadura medida

SUMÁRIO

RESUMO

ABSTRACT

LISTA DE FIGURA

LISTA DE TABELAS

LISTA DE SÍMBOLOS

1. INTRODUÇÃO.....	15
1.1. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	15
1.2. OBJETIVO	17
1.3. JUSTIFICATIVA	17
1.4. ESTRUTURAÇÃO.....	17
2. REVISÃO DA LITERATURA	19
2.1. PRIMÓRDIOS	19
2.2. ABORDAGENS TRADICIONAIS.....	21
2.3. SURGIMENTO DOS ENSAIOS EM FREQUÊNCIA	22
2.4. DESENVOLVIMENTO DOS ENSAIOS EM FREQUÊNCIA	25
2.5. O ESTADO-DA-ARTE	28
3. A MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA	31
3.1. DESCRIÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA	31
3.1.1. <i>Descrição Física da Máquina Síncrona</i>	31
3.1.2. <i>Descrição Matemática da Máquina Síncrona</i>	35
3.1.2.1. <i>Apresentação Segundo os Eixos ABC Fixos no Estator</i>	35
3.1.2.2. <i>Interpretação das Reatâncias</i>	38
3.1.2.3. <i>Relações de Transformação</i>	41
3.1.2.4. <i>Apresentação Segundo os Eixos DQ Fixos no Rotor</i>	42
3.2. APRESENTAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA	44
3.2.1. <i>Equações de Tensão, Fluxo e Corrente</i>	44
3.2.2. <i>Circuitos Equivalentes</i>	45
3.2.3. <i>Equações em Função do Tempo</i>	47
3.2.4. <i>Equações em Função da Frequência</i>	48
3.3. SUMÁRIO DA MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA	48
4. ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS.....	50
4.1. ENSAIOS NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	50

4.1.1.	<i>Ensaio em Regime Permanente</i>	50
4.1.1.1.	<i>Ensaio de Saturação em Aberto e de Curto-Circuito</i>	50
4.1.1.2.	<i>Ensaio de Baixo Escorregamento</i>	51
4.1.1.3.	<i>Outros Ensaio</i> s.....	52
4.1.2.	<i>Ensaio em Regime Transitório</i>	53
4.1.2.1.	<i>Ensaio de Curto-Circuito Abrupto</i>	53
4.1.2.2.	<i>Ensaio de Recuperação de Tensão</i>	54
4.1.2.3.	<i>Outros Ensaio</i> s.....	55
4.2.	ENSAIOS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	56
4.2.1.	<i>Ensaio Estáticos</i>	57
4.2.2.	<i>Ensaio Dinâmicos</i>	57
4.3.	SUMÁRIO DOS ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS	58
5.	O ENSAIO ESTÁTICO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	60
5.1.	IMPEDÂNCIAS OPERACIONAIS	60
5.2.	METODOLOGIA PROPOSTA	63
5.2.1.	<i>Obtenção do Diagrama de Bode para $L_d(s)$</i>	64
5.2.1.1.	<i>Equipamentos Envolvidos</i>	64
5.2.1.2.	<i>Alinhamento Segundo o Eixo Direto</i>	71
5.2.1.3.	<i>Medições</i>	71
5.2.2.	<i>Ajuste de Curva</i>	74
5.2.3.	<i>Cálculo das Indutâncias</i>	76
5.3.	SUMÁRIO DO ENSAIO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA ESTÁTICO.....	77
6.	RESULTADOS E DISCUSSÃO	79
6.1.	OBTENÇÃO DO DIAGRAMA DE BODE PARA $L_D(S)$	79
6.2.	AJUSTE DE CURVA	81
6.3.	CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS	84
7.	CONCLUSÕES	88
7.1.	DESENVOLVIMENTOS FUTUROS	89
	REFERÊNCIAS	90

1. INTRODUÇÃO

1.1. *Definição do Problema*

As máquinas síncronas são equipamentos de importância inegável no ramo da engenharia elétrica. Sua contribuição para a geração de energia elétrica é vital para a manutenção e evolução dos padrões de vida do ser humano contemporâneo.

A tecnologia das máquinas síncronas vem sendo estudada desde o final do século retrasado, de onde se depreende que seu projeto, fabricação e aplicação estão amplamente consolidados na área de sistemas elétricos de potência.

A afirmação anterior se faz parcialmente verdadeira, já que outro ramo de evolução tecnológica vem alterando o estudo das máquinas elétricas em geral. O advento da eletrônica e subsequente tecnologia de processamento digital possibilitou o aprofundamento de técnicas de simulações e modelagens numéricas que outrora só se permitiam realizar através de cálculos analíticos, naturalmente limitados à adoção de hipóteses simplificadoras e dificilmente reprodutoras de condições reais de operação.

É nesse novo cenário que se desenvolve parte dos estudos mais atuais relativos às máquinas síncronas. Simulações com elementos finitos são um exemplo de aplicação da computação ao mundo das máquinas elétricas. Além disso, técnicas mais rápidas e precisas de aquisição e tratamento de dados permitem a modelagem em ordens superiores (por exemplo, obtenção de circuitos equivalentes com mais ramos em paralelo), o que nos fornece respostas mais fiéis ao comportamento real da máquina.

A modelagem de qualquer fenômeno físico esbarra na delimitação das variáveis as quais se desejam estudar. No que diz respeito às máquinas síncronas especificamente temos como objeto de estudo seu comportamento, relativo à estabilidade em sistemas elétricos de potência, em resposta a diversas variações às quais esses tipos de equipamento estão sujeitos em operação. Em linhas gerais, falamos de perturbações no ângulo de carga, na tensão ou na frequência da rede, podendo ser de pequenas ou grandes proporções.

Independente de qual a causa da instabilidade verifica-se o efeito de separação do sistema elétrico de potência, seja de uma máquina, seja de um ou mais grupos de máquinas (ilhas elétricas). O responsável pelo projeto de uma usina e, conseqüentemente, pela correta especificação das máquinas síncronas contidas nela, deve fornecer informações adequadas ao projetista do gerador com relação ao tipo de operação desejado, quais sejam a operação interligada e a operação isolada ou ilhada.

Importante ressaltar que diversos modelos podem ser desenvolvidos de maneira a se estudar especificamente um ou outro fenômeno em profundidade. No entanto, dificilmente tem-se lançado mão de quaisquer modelos mais complexos no estudo e projeto das máquinas. É usual apenas se obterem as grandezas importantes das máquinas na fase de projeto através de simulações e raramente se procuram medir em campo esses parâmetros, devido a uma série de limitações.

Normalmente obtém-se das máquinas as tradicionais curvas de saturação em vazio e de curto-circuito, que nos permitem calcular parâmetros que nos derivam modelos importantes para a caracterização das máquinas síncronas, mas que somente representam seu comportamento em regime permanente.

Mesmo os conhecidos ensaios de curto-circuito trifásico abrupto, por exemplo, encontram limitações em sua aplicação, decorrentes da dificuldade de se adaptar os equipamentos associados ao gerador (disjuntores, barras, etc...) a essas condições de operação, para não mencionar as solicitações eletromagnéticas às quais as máquinas são submetidas durante a aplicação do curto-circuito.

Nesse campo é onde os ensaios estáticos de resposta em frequência, ou *Standstill Frequency Response Tests* (SSFRT) encontram seu maior potencial de aplicação. Esses ensaios se caracterizam pela aplicação de um pequeno sinal em uma faixa de frequência (da ordem de milésimos até centenas de *Hz*) para diversas configurações de ligação dos enrolamentos de campo e de armadura da máquina, com seu rotor parado. Além de permitir a derivação de modelos mais elaborados e fiéis, não se impõe nenhuma condição indesejada à máquina.

Naturalmente, devemos mitigar as limitações decorrentes dessa aplicação. A aplicação de sinais de baixa potência pode levar a relações de não linearidade

(MINNICH, 1986) e o rotor parado pode ocultar alguns efeitos característicos decorrentes da operação real em velocidade síncrona.

1.2. *Objetivo*

Como se pode perceber, existe uma diversidade de ensaios e metodologias que nos permitem obter alguns entre os diversos parâmetros de interesse nas máquinas síncronas, como reatâncias (ou indutâncias) de eixo direto ou de quadratura, em regime permanente ou transitório e respectivas constantes de tempo. Com foco na obtenção de reatâncias de eixo direto, esse trabalho propõe uma metodologia de ensaio baseada em resposta em frequência utilizando inversor de frequência e aplicação de algoritmo numérico de ajuste de curva.

1.3. *Justificativa*

A metodologia baseada em resposta em frequência tem a vantagem de nos fornecer reatâncias de eixo direto tanto em regime permanente, como em regime transitório e subtransitório, sem impor solicitações eletromagnéticas à máquina. A reatância de eixo direto em regime transitório é de especial interesse, por não poder ser facilmente obtida através dos métodos tradicionais. Além disso, essa mesma metodologia pode vir a nos fornecer parâmetros no eixo de quadratura. Por fim, a utilização de um arranjo de bancada de baixo custo favorece a replicabilidade do ensaio.

1.4. *Estruturação*

O Capítulo 2 é dedicado à breve exposição do desenvolvimento tecnológico na área de obtenção dos parâmetros das máquinas síncronas, desde o início do século passado.

Espera-se no Capítulo 3 apresentar os diversos tipos de modelos que podem ser derivados. Consolida-se nesse capítulo tanto uma base física, abordando aspectos

construtivos das máquinas e sua influência na derivação de modelos, quanto uma base matemática, introduzindo conceitos da teoria do duplo-eixo.

Com esse panorama estabelecido, deseja-se detalhar os ensaios para obtenção desses modelos no Capítulo 4. Para facilitar a compreensão, os diversos tipos de ensaios existentes são classificados e analisados, o que nos permite enumerar os parâmetros que podem ser obtidos em cada um deles.

É no Capítulo 5 que será dado foco ao SSFRT, onde se procura estabelecer uma metodologia básica para sua aplicação e análise, correlacionando os passos básicos para se atingir o resultado: realização do ensaio, tratamento matemático e cálculo dos parâmetros. Além disso, uma aplicação prática com foco no ensaio de resposta em frequência procura propor uma alternativa para a divulgação e prática mais frequente desse método.

No capítulo 6 exporemos e analisaremos os resultados obtidos. É prevista uma comparação entre alguns tipos de ensaios, de modo a se validar os resultados e discutir eventuais discrepâncias.

Finalmente, tecemos as conclusões finais a respeito do estudo no capítulo 7.

2. REVISÃO DA LITERATURA

Não é de hoje que se busca a definição de modelos para máquinas síncronas tendo em vista a simulação para previsão de seu comportamento. Importante ressaltar que a definição de modelos pressupõe uma descrição teórica adequada da máquina. Os primeiros estudos de grande repercussão formalmente publicados sobre esse tema datam do início do século passado (BLONDEL, 1913).

2.1. *Primórdios*

Pode-se dizer que Blondel (1913) foi um dos responsáveis pela fundamentação da teoria necessária à análise de máquinas de polos salientes, ao publicar seu estudo sobre a decomposição das forças magneto-motrizes em componentes nos eixos direto e de quadratura.

Anos depois, estudos derivados de Blondel surgiram. Doherty e Nickle (1926) o tomaram como partida para explorar a determinação das componentes harmônicas das tensões de armadura em máquinas síncronas operando em regime permanente. Aspectos até então deixados de lado foram levantados, tais como o fato das harmônicas possuírem velocidades múltiplas da nominal e sentidos de rotação diferentes.

Considerando operação em regime permanente, a componente fundamental do campo girante acompanha a rotação do rotor com velocidade síncrona. Do ponto de vista do rotor, portanto, essa componente é estacionária e possui amplitude fixa. Já as componentes harmônicas possuem velocidades relativas ao rotor, o que as leva a enxergar uma permeância variável com o tempo, fazendo com que suas amplitudes sejam pulsantes. Os autores propõem uma forma de solução do problema que consiste em equacionar essas formas de onda e decompô-las em componentes estacionárias.

Ao perceber o grau de complexidade que o tema atingira, Park e Robertson (1928) decidiram realizar uma compilação do material até então existente, classificando e

detalhando os tipos de parâmetros que poderiam ser obtidos e os ensaios que poderiam ser realizados para sua derivação.

Foi de maneira até então inovadora que os autores classificaram as reatâncias em três tipos básicos:

Reatâncias relacionadas à sequência de fases: essas reatâncias levam em conta a distribuição simétrica das correntes de armadura e nos fornecem reatâncias de sequência direta, de sequência inversa ou sequência zero.

Reatâncias relacionadas ao regime temporal: essas reatâncias levam em conta o regime temporal das correntes de armadura e nos fornecem as reatâncias de regime permanente, transitório ou subtransitório.

Reatâncias relacionadas à orientação rotórica: essas reatâncias levam em conta a orientação relativa das forças magneto-motrizes em relação à posição do rotor e nos fornecem as reatâncias de eixo direto ou de eixo de quadratura.

O artigo segue com a exposição dos principais ensaios, hoje tidos como tradicionais, para determinação dos parâmetros citados anteriormente, dentre os quais podemos citar o levantamento das curvas de curto-circuito e saturação em vazio, teste de baixo escorregamento, aplicação de curto-circuito trifásico abrupto, teste de recuperação de tensão, etc...

Em publicações posteriores, Park (1929 e 1933) propõe um tratamento generalizado para máquinas síncronas e assíncronas, em operação em regime ou transitória e com tipos construtivos arbitrários. Algumas premissas básicas são adotadas, tais como desprezar efeitos de histerese e saturação e considerar forma de onda senoidal da força magneto-motriz de armadura (ou seja, ausência de harmônicas).

O autor compila estudos anteriores sobre máquinas para derivar uma série de equações fundamentais que relacionam tensões como função de fluxos concatenados, correntes e rotação da máquina. Tais avaliações acontecem no âmbito da teoria do duplo-eixo e podem ser facilmente transpostas para componentes de fase.

Além da derivação de equações fundamentais, o autor se ocupa da análise de grandezas importantes como ângulo de carga, torque e potência. Várias condições de operação também são estudadas, tais como operação de máquinas em paralelo, curto-circuito trifásico, máquina operando em barramento infinito (em vazio ou em carga), etc...

Dando especial ênfase ao estudo do comportamento das máquinas síncronas através da aplicação de circuitos equivalentes, Rankin (1945) procurou consolidar o conhecimento no que diz respeito aos circuitos equivalentes completos.

Por “completo”, entenda-se o circuito equivalente que representa da forma mais fiel possível o comportamento das grandezas rotóricas, através da adição dos ramos de circuitos amortecedores. Modelos simplificados podem bastar para determinadas análises do comportamento das máquinas, mas em certas áreas é necessária a representação mais detalhada, a saber, no projeto dos circuitos amortecedores, no estudo do torque de sincronização e torque amortecedor, etc.

2.2. *Abordagens Tradicionais*

Pode-se dizer que a primeira metade do século XX serviu à consolidação da base teórica das máquinas síncronas (e das máquinas elétricas rotativas em geral). Concordia (1951) publicou uma extensa descrição teórica dedicada especificamente às máquinas síncronas, enquanto Adkins (1957) dedicou um livro à teoria geral das máquinas, aplicando a teoria do duplo-eixo de uma forma mais generalizada a qualquer tipo de máquina.

Com a modelagem teórica relativamente consolidada, uma série de estudos começou a surgir, descrevendo ensaios em máquinas reais e observando discrepâncias entre valores calculados e medidos. Canay (1969) tratou desse tema.

O autor buscou encontrar as origens dessas discrepâncias observando a influência das tensões e correntes induzidas no rotor. Quatro máquinas são ensaiadas em curto-circuito abrupto: turbogerador (rotor sólido) com enrolamento amortecedor, turbogerador (rotor sólido) sem enrolamento amortecedor, hidrogenador com polos salientes laminados e hidrogenador com polos salientes sólidos.

A partir da introdução de uma nova reatância no circuito equivalente, o autor buscou contemplar efeitos secundários considerados importantes na determinação de grandezas do rotor. Entre os fenômenos contemplados estão a indução de corrente na superfície de rotores sólidos, a indução de corrente nas superfícies laterais das ranhuras do rotor e os efeitos dos enrolamentos amortecedores nas correntes transitórias.

A essa época começam a surgir as primeiras normas que versam sobre realização de ensaios em máquinas síncronas. A *International Electrotechnical Commission* (IEC) publicou em 1964 a edição IEC 60034-4 (*Methods For Determining Synchronous Machine Quantities from Tests*) para tratar sobre o tema. Essa norma é amplamente aceita, principalmente no mercado europeu, mas se mostra um tanto conservadora ao abordar de forma tímida os conceitos relacionados aos ensaios que logo entrariam em voga: os ensaios estáticos de resposta em frequência.

Antes disso, em 1945, a antiga AIEE (*American Institute of Electrical Engineers*) já publicara um texto específico para o assunto, que viria futuramente a ser denominada IEEE-115 (*Test Procedures For Synchronous Machines*).

2.3. Surgimento dos Ensaios em Frequência

Interessante notar que o desenvolvimento da teoria do duplo-eixo e a definição de circuitos equivalentes vieram inicialmente atender a demanda dos projetistas de disjuntores e sistemas de proteção por dados do gerador importantes para sua parametrização. Contudo, a profundidade com que foi estudado o assunto abriu portas para uma área de aplicação diferente, a saber, o estudo de estabilidade de máquinas elétricas em sistemas de potência.

Dandeno (1980) discorre sobre as atividades realizadas nos trinta e cinco anos anteriores, enfatizando como a determinação de parâmetros ganhou importância nos estudos de estabilidade.

O circuito equivalente normalmente utilizado para essa aplicação era de certa forma simples, considerando representação somente no eixo direto, e considerando um ramo para a excitação e outro para o enrolamento amortecedor.

O ponto negativo é a dificuldade de representação do circuito de eixo de quadratura, o que leva os usuários finais do modelo a adotarem valores baseados em cálculos dos fabricantes e diminui a fidelidade da modelagem.

Além disso, o autor aponta que, com o grau de aprofundamento esperado nos estudos de estabilidade, demanda-se uma modelagem que apresente um comportamento o mais fiel possível, o que exige representação do circuito equivalente em ordens superiores. Infelizmente, a obtenção de alguns dos parâmetros presentes nesses modelos não é possível via métodos convencionais.

Dandeno então menciona o crescimento, ao longo da década de 70, dos estudos que aplicam conceitos bastante diferentes dos até então aplicados na obtenção de parâmetros, i.e; resposta ao comportamento transitório da máquina. Esses métodos consistem em estudar funções de transferência entre os diversos enrolamentos da máquina, estaticamente, em operação em vazio ou em operação em carga, através da aplicação de pequenos sinais de frequência variável nas máquinas.

Coultes (1981) se ocupa da aplicação do SSFRT (teste com máquina parada). Alguns aspectos práticos interessantes são abordados. Por exemplo, o autor compara diferentes possibilidades de grupos de ligação, de modo a se medir com precisão as resistências dos enrolamentos. Ele também cita a importância de se manter a temperatura constante durante os testes, como também os cuidados com medição de corrente via *shunt*, recomendando a utilização de medição diferencial para evitar a interferência de sua resistência nos cálculos. Em seu estudo, o autor percorre a faixa de frequências de $0,001\text{ Hz}$ a 1000 Hz , com maior número de pontos por década na região entre milésimos e centésimos de Hz .

Hurley (1981), por sua vez, vai mais longe e procura não somente obter os parâmetros de uma máquina através do SSFRT como também aplicar o modelo obtido ao estudar o comportamento da máquina quando submetida a manobras na rede. O equipamento em questão constitui-se de um turbogerador de 645 MVA e dois polos que foi ensaiado de $0,001$ a 100 Hz . O autor escolhe um modelo de segunda ordem para a representação da máquina.

Após a obtenção dos parâmetros, são realizados os ensaios na rede, dentre os quais se incluem desligamento da máquina em condição sobre-excitada,

subexcitada e com reativos nulos. Para Hurley, os resultados da comparação entre respostas calculadas nos modelos e a resposta ensaiada são em geral satisfatórios.

Sua principal observação, contudo, diz respeito à ordem do modelo adotada, que não permite a reprodução fiel no eixo de quadratura. Mesmo assim, o autor não considera valer à pena a adoção de um modelo de terceira ordem, devido ao aumento da complexidade matemática envolvido. Além disso, ele enfatiza a incapacidade da modelagem através do SSFRT em fornecer parâmetros saturados, já que os ensaios se dão naturalmente em baixos níveis de tensão.

Esse aspecto importante foi estudado mais profundamente por Minnich (1986). No caso da avaliação da resposta à aplicação de pequenos sinais, ele mostra que se deve atentar ao fato de que a permeabilidade magnética do núcleo não acompanha a curva de magnetização convencional, efeito que ele chama de permeabilidade incremental. Esse efeito pode trazer resultados não esperados caso correções adequadas não sejam feitas.

Por outro lado, ele apresenta a dificuldade de se estudar o comportamento relacionado à aplicação de grandes sinais, devido ao comportamento não linear da magnetização (saturação). Cálculos nesses casos são extremamente complicados, já que ferramentas básicas usadas em estudos de máquinas, como a superposição, não podem ser aplicadas.

Além das diferentes implicações do tipo de sinal a ser aplicado, o autor aponta inconsistências ao comparar resultados do SSFRT com o *Running-Open-Circuit Frequency Response Test* (ROCFRT). Enquanto o primeiro teste consiste em analisar as respostas estáticas da máquina à aplicação dos sinais, o segundo considera a operação a velocidade nominal, com diferentes níveis de excitação.

A condição de operação em rotação nominal permite detectar no ROCFRT fenômenos relacionados à indução magnética no rotor e à variação das características da máquina devido à reacomodação das peças quando submetidas à ação da força centrípeta.

Minnich mostra um teste comparativo em uma máquina no Canadá, onde a presença das cunhas nas ranhuras (*slot-wedges*) feitas com material magnético e curto-circuitadas altera sobremaneira a função de transferência que relaciona enrolamento de campo com enrolamento de armadura. Por outro lado, testes

comparativos entre ROCFRT e SSFRT não apresentaram grandes discrepâncias para uma máquina similar, porém com uma topologia diferente para a conexão das cunhas.

Apesar de considerar importante a comparação entre o SSFRT e o ROCFRT, o autor não crê ser imprescindível realizar o *On-Line Frequency Response Test* (OLFRT), no qual a máquina é conectada à rede. Ele acha que pouco se obtém de novo nesses testes e que sua realização é complexa comparada aos outros ensaios.

Com a importância e a ampla experiência adquiridas foi uma questão de tempo até que os ensaios em frequência passassem a ser assimilados por conhecidas instituições normativas. Em 1987, o *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) publica um anexo à norma IEEE-115 dedicado ao assunto. Em 1995, esse anexo foi incorporado definitivamente ao corpo da norma e representa atualmente uma das referências mais importantes para ensaios frequenciais em máquinas elétricas, mantendo-se como tal na última versão da norma lançada em 2010.

2.4. Desenvolvimento dos Ensaios em Frequência

Dado o volume crescente de publicações, fica claro que as décadas de 70 e 80 serviram para consolidar os procedimentos e ampliar a prática dos ensaios frequenciais para determinação de parâmetros de máquinas síncronas. Walton e Croft (1989) propõem uma generalização dos tipos de ensaios possíveis para obtenção dos parâmetros. Os autores dividem os tipos de ensaio nas seguintes categorias:

Resposta ao degrau: aplicável para modelos de segunda ordem, onde se encontram os parâmetros através da análise da resposta no tempo. Tem como vantagem a facilidade de se gerarem sinais na forma de degrau, e desvantagem a não aplicabilidade a modelos de ordens superiores. Representantes mais importantes dos ensaios de resposta em degrau são os tradicionais ensaios de curto-circuito abrupto ou decréscimo de tensão.

Resposta à rampa: considerado menos prático do que o teste em degrau pela dificuldade de se gerarem sinais do tipo rampa de forma precisa e bem controlada.

Resposta ao impulso: tem como maior vantagem a obtenção direta da função de transferência. Novamente, não é aplicável para modelos de ordem superior e apresenta a dificuldade de não se obterem impulsos suficientemente próximos do que se consideram ideais.

Resposta ao ruído: apresentam-se como possibilidades o uso de sinais binários ou ternários, ou sequências aleatórias. Representa uma tendência atual devido à ascensão dos sistemas digitais.

Resposta à senóide: obtêm-se os parâmetros medindo-se as amplitudes e as fases das respostas a uma excitação senoidal. Permite a derivação de modelos de ordens superiores, porém, nesses casos, as variações de fase e amplitude são menores, o que exige ferramentas matemáticas poderosas para o ajuste das curvas.

Walton (2000) vai além, em trabalho posterior, no qual foca seu estudo nos métodos possíveis de análise das respostas em frequência obtidas. As tradicionais ferramentas numéricas de ajuste de curvas, tais como o método dos mínimos quadrados, exige que se tomem hipóteses simplificadoras, como por exemplo, a definição da ordem do modelo antes do cálculo e a necessidade da adoção de valores iniciais.

Walton propõe um método analítico alternativo (que utiliza as muitas vezes desprezadas curvas de fase da resposta em frequência) de obtenção dos zeros e polos da função de transferência resultante da resposta em frequência, que permite derivar modelos de ordens superiores de forma mais fiel.

Um exemplo de quão usuais os ensaios em frequência se tornaram foi o trabalho desenvolvido por Dandeno et al. (1999). Este estudo é motivado pelas características das máquinas de polos salientes que as diferenciam das máquinas de polos lisos, quais sejam: elevado número de polos, índice de saliência bastante diferente da unidade, rotores constituídos por chapas laminadas ao invés de aço forjado, enrolamento de campo concentrado ao invés de distribuído, concepção diferenciada para os enrolamentos amortecedores e número fracionado de ranhuras por polos por fase.

Dentre as conclusões, o grupo liderado por Dandeno enumera a dificuldade com o alinhamento dos eixos direto e de quadratura para máquinas com alto número de polos já que valores de poucos graus mecânicos são demandados. A alta dispersão dos valores de fase aquisitados em baixas frequências, devido aos baixos valores de resistência de armadura, exige uma precisão e resolução maior da aquisição de dados nessa faixa. Além disso, o número fracionado de ranhura por polos por fase também contribui com a dificuldade de alinhamento dos eixos direto e de quadratura.

Canay (1993) procura, em uma análise feita com um turbogerador, levantar alguns pontos fracos do SSFRT. Seu estudo consiste em ensaiar um turbogerador no domínio da frequência e no domínio do tempo, a fim de comparar os resultados. O autor também realiza uma comparação entre modelos de ordens diferentes.

A primeira conclusão do autor é que modelos de ordens superiores permitem tratar uma gama maior de fenômenos do comportamento da máquina. Contudo, a complexidade matemática envolvida para modelos desse tipo os limita, de modo que Canay recomenda sua utilização somente em estudos acadêmicos. Outro fator que leva o autor a ponderar dessa maneira é que os efeitos mais bem representados pelo modelo de maior ordem se encontram em baixas frequências, que em aplicações reais interferem pouco no desempenho da máquina, já que nessas regiões de alta constante de tempo a máquina já sofreu intervenção dos sistemas de controle.

A segunda conclusão importante diz respeito às razões de não fidelidade da modelagem em frequência. O cálculo da impedância operacional considera, por definição, a resistência CC dos enrolamentos de armadura. Contudo, nos testes em CA do SSFRT essa resistência possui valores maiores (principalmente em altas frequências), devido ao efeito de correntes de Foucault. Outro fator apontado é a medição em valores de magnetização diferentes daquele em que se opera a máquina normalmente. Por fim, devido à ausência de rotação no SSFRT, os contatos dos pontos de conexão dos enrolamentos amortecedores se afrouxam, aumentando sua resistência equivalente.

Saunders (1999) fez um estudo semelhante, no qual aponta as peculiaridades do SSFRT. O autor classifica as seguintes formas de energia presentes na operação de uma máquina síncrona:

Energia cinética: consequente da massa girante.

Energia potencial: decorrente do campo magnético e das forças resultantes do campo elétrico entre enrolamentos.

Energia dissipativa: associada às perdas elétricas no cobre e no ferro, bem como perdas mecânicas, tais como atrito e ventilação.

Durante o SSFRT, a máquina está parada, de modo que a energia cinética e as parcelas dissipativas referentes a atrito e ventilação são nulas. A aplicação de baixos níveis de tensão leva à diminuição da contribuição da energia potencial elétrica. Além disso, o pequeno nível de magnetização diminui as perdas no núcleo e, naturalmente, as perdas resistivas são pequenas, o que torna o campo magnético praticamente o único responsável pelos efeitos atuantes na máquina durante o SSFRT.

Pode-se dizer que a área de estudo da estabilidade dos sistemas de potência se beneficiou sobremaneira com o avanço na área de determinação de modelos matemáticos fiéis para as máquinas síncronas. Todo esse desenvolvimento culminou com a criação de uma norma específica para o assunto, a IEEE 1100 (*Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analysis*), que versa de maneira bastante detalhada sobre todos os aspectos da obtenção de parâmetros, dando particular ênfase aos ensaios no domínio da frequência.

2.5. O Estado-da-Arte

A análise das especificidades da aplicação do SSFRT em máquinas de polos salientes ainda atrai estudiosos do tema atualmente. Bortoni (1998 e 2004) foi mais um autor a se ocupar do tema.

Bortoni propõe uma metodologia que permite a realização do SSFRT com o rotor posicionado arbitrariamente, ou seja, sem necessariamente alinhar o rotor aos eixos direto ou de quadratura. Para isso, o autor realiza os testes nos três enrolamentos e

calcula as impedâncias resultantes através de uma relação inicialmente proposta por Dalton e Cameron (1952) para cálculo simplificado de reatâncias subtransitórias e de sequência negativa em máquinas síncronas de polos salientes.

O autor aponta que para máquinas maiores (ou com maior número de polos) os resultados apresentam menos desvios em relação aos métodos tradicionais do que para máquinas menores. Mesmo assim, o autor considera os erros dentro dos níveis admissíveis.

Outra frente de ensaios para determinação de parâmetros vem ganhando espaço atualmente, com o avanço das tecnologias computacionais. Tratam-se dos ensaios *on-line*, que permitem a modelagem dos efeitos não contemplados nos ensaios estáticos. Tsai (1995) sugere um método desse tipo, que considera o estudo no domínio do tempo.

O autor propõe a injeção de pequenos distúrbios nas máquinas, contrapondo-se aos tradicionais ensaios *on-line*, tais como os ensaios de sincronismo, rejeição de carga e manobra da rede. A razão para a sugestão da alternativa é a dificuldade de se operarem os ensaios citados, que representam grandes distúrbios, tanto na máquina como na rede à qual ela está conectada.

Tsai seleciona um modelo que julga apropriado para representar a máquina a ser ensaiada, baseado na IEEE-1100. Com a ajuda de uma ferramenta de otimização, o autor estuda a resposta a pequenas variações na tensão de campo da máquina, em diferentes condições de carga. Conclui-se que a metodologia é válida ao se comparar a resposta a pequenos distúrbios com os métodos tradicionais, e o autor aponta algumas vantagens de seu método, entre as quais a possibilidade de se monitorar a máquina em tempo real e detectar defeitos nos enrolamentos ao longo de sua operação.

Huang (2009) também estuda a modelagem *on-line*, defendendo suas vantagens de contemplação dos efeitos de magnetização e forças centrípetas consequentes da operação da máquina. A autora enfatiza que a condição de magnetização nominal é importante caso estudos relacionados ao conteúdo harmônico das tensões e correntes geradas pelas máquinas sejam almejados.

A autora considera a utilização de um circuito eletrônico constituído de *choppers* para a injeção de pequenos sinais de corrente na máquina, suficientes para

possibilitar a extração das impedâncias sem interferir na operação da máquina. Com o auxílio de uma ferramenta de otimização (algoritmo genético), Huang estuda os resultados da injeção do ruído de corrente em determinada faixa de frequências.

O modelo é considerado válido ao ser comparado com testes tradicionais em uma máquina de bancada. Huang enfatiza a flexibilidade do método, que permite monitorar a máquina constantemente durante operação e fornece informações importantes sobre seu desempenho.

Outra frente de estudos para obtenção de parâmetros de máquinas síncronas lança mão de técnicas de simulação. Ferreira (2005) analisa, via simulação pelo método dos elementos finitos, a injeção de ruído em uma máquina.

O método é baseado na teoria de controle e de sinais e permite a extração dos parâmetros analisando a resposta à injeção de um sinal caracterizado como uma sequência pseudo-aleatória. Entre as vantagens desse método, temos a excitação tanto de baixas como de altas frequências durante o teste.

3. A MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA

3.1. *Descrição da Máquina Síncrona*

3.1.1. Descrição Física da Máquina Síncrona

Com o objetivo de dar base ao estudo dos diversos modelos com os quais podemos apresentar as máquinas síncronas, expõe-se uma breve descrição sobre suas principais características físicas.

De um modo geral, as máquinas elétricas rotativas constituem-se de duas estruturas principais responsáveis pela interação eletromagnética. O estator, como o próprio nome sugere, consiste de um componente estático, composto basicamente pelo núcleo (ferromagnético) e enrolamento (usualmente de cobre) estatóricos. Já o rotor consiste de um componente rotativo, que também é composto por um núcleo (ferromagnético) e um enrolamento (usualmente de cobre) rotórico.

Existem diversos tipos de configuração de máquinas, mas podemos relacioná-los basicamente em função do enrolamento utilizado (ADKINS, 1957): enrolamentos de corrente contínua, enrolamentos polifásicos e comutadores.

Máquinas de corrente contínua possuem enrolamentos de corrente contínua em seu estator e comutadores associados a enrolamentos de corrente contínua em seu rotor. Operando como geradores, a excitação se dá através do estator (enrolamento de campo em corrente contínua) e a tensão é induzida no rotor (enrolamento de armadura em corrente contínua).

Máquinas síncronas, por sua vez, possuem enrolamentos de corrente contínua em seu rotor e enrolamentos polifásicos no estator. Operando como geradores, ao contrário da máquina de corrente contínua, a excitação se dá através do rotor (enrolamento de campo em corrente contínua) e a tensão é induzida nos enrolamentos polifásicos do estator (enrolamento de armadura em corrente alternada).

Máquinas assíncronas, por fim, possuem enrolamentos polifásicos tanto em seu rotor como em seu estator. Quando possuem acesso ao rotor, este pode ser

excitado (enrolamento de campo em corrente alternada), sendo o estator o induzido (enrolamento de armadura em corrente alternada).

Podemos analisar as variações possíveis do ponto de vista construtivo, focando principalmente a máquina síncrona, apesar de muitos dos conceitos aqui apresentados se aplicarem a outros tipos de máquinas.

O estator, apesar de apresentar uma série de requisitos construtivos do ponto de vista de suportabilidade mecânica a esforços decorrentes de transientes eletromagnéticos, é uma estrutura relativamente simples. Trata-se de um pacote de lâminas de aço-silício devidamente envernizadas e empilhadas, com o objetivo de reduzir as induções de correntes parasitas.

O núcleo magnético é suportado por estruturas que podem ser tão simples como tirantes e barras soldadas ao pacote empilhado ou tão complexas como gaiolas aparafusadas e soldadas ao pacote empilhado. As lâminas são devidamente conformadas de modo a se configurarem ranhuras ao longo de seu perímetro interno, onde se alojarão os enrolamentos polifásicos de armadura. A Figura 3.1 e a Figura 3.2 mostram, respectivamente, exemplos de possíveis tipos construtivos para o empilhamento do núcleo e para o alojamento do enrolamento nas ranhuras:

Figura 3.1 – Vista do exterior de um núcleo estatórico

Figura 3.2 – Vista do interior de um núcleo estático

Vale salientar que os enrolamentos polifásicos de três fases são amplamente utilizados devido à alimentação de energia elétrica se dar nessa forma de conexão. As máquinas síncronas podem ter enrolamentos constituídos de condutores isolados, bobinas ou barras, dependendo da potência da máquina. A Figura 3.3 mostra um exemplo de enrolamento estático de uma máquina com condutores isolados:

Figura 3.3 – Vista de um enrolamento estático

O rotor, por sua vez, pode assumir uma variedade grande de tipos construtivos. Por um lado, por se tratar de um enrolamento alimentado em corrente contínua, não

demanda necessariamente a construção de um núcleo laminado. Além disso, quando em operação balanceada, a indução gerada pela armadura são ondas senoidais variantes no tempo e tráfegantes no espaço, com a mesma velocidade de rotação do rotor (velocidade síncrona).

Contudo, ao se alimentarem cargas desbalanceadas, o perfil das ondas passa a ser constituído por harmônicas, que não tráfegam na velocidade síncrona. Essas harmônicas passam a possuir velocidade relativa ao rotor diferente de zero, o que provoca a indução de correntes parasitas. Para se minimizar esse efeito indesejado, sugere-se a laminação do rotor (DOHERTY; NICKLE, 1926).

Com relação ao tipo de polo, as máquinas síncronas de baixo número de polos são comumente construídas com polos lisos, a partir de chapas empilhadas onde se alojam as bobinas de campo em ranhuras. Máquinas de alto número de polos, por sua vez, possuem polos salientes, também utilizando chapas empilhadas, mas com alojamento das bobinas de campo ao redor do núcleo polar. Alternativamente, máquinas de baixo número de polos podem possuir polos salientes, sendo nesse caso comum a concepção através de um rotor sólido. A Figura 3.4 nos permite ver a construção típica de um rotor de alto número de polos:

Figura 3.4 – Exemplo de rotor de polos salientes

A concepção normal para o enrolamento do rotor é a utilização de condutores isolados, constituindo um enrolamento de camadas múltiplas, comuns em máquinas de polos lisos e salientes. Uma alternativa para máquinas de polos salientes é a utilização de barras de cobre, que constituem um enrolamento de camada simples.

Outro aspecto construtivo fundamental da máquina síncrona são os enrolamentos amortecedores. Estes têm funções variadas, dentre as quais o amortecimento de torques oscilatórios decorrentes de variação na potência da rede, redução da sobretensão nas fases sãs durante curto-circuitos, amortecimento das correntes induzidas devido à sincronização fora de fase, entre outras (ADKINS, 1957).

A seguir procuraremos definir modelos matemáticos que representem de maneira adequada as características físicas e o comportamento da máquina síncrona.

3.1.2. Descrição Matemática da Máquina Síncrona

Tomaremos como base para a modelagem a seguir máquinas síncronas com enrolamentos de armadura trifásicos. Além desses enrolamentos, serão considerados os enrolamentos de campo em corrente contínua e os enrolamentos amortecedores. Estes últimos serão representados através de enrolamentos físicos ou, no caso de rotor sólido, através das correntes induzidas nas superfícies do rotor.

3.1.2.1. Apresentação Segundo os Eixos ABC Fixos no Estator

Podemos obter as seguintes relações entre tensão e fluxo concatenado para os enrolamentos anteriormente mencionados (CONCORDIA, 1951).

Para a armadura tem-se:

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{d\psi_a}{dt} - R_a i_a \\ e_b &= \frac{d\psi_b}{dt} - R_a i_b \\ e_c &= \frac{d\psi_c}{dt} - R_a i_c \end{aligned} \tag{3.1}$$

O sinal negativo obedece à adoção da convenção do gerador no equacionamento.

Para os enrolamentos de campo e amortecedores de eixo direto e quadratura tem-se:

$$e_{fd} = \frac{d\psi_{fd}}{dt} + R_{fd} i_{fd} \quad (3.2)$$

$$0 = \frac{d\psi_{jd}}{dt} + \sum R_{jkd} i_{kd} \quad (3.3)$$

$$0 = \frac{d\psi_{jq}}{dt} + \sum R_{jkq} i_{kq} , \quad (3.4)$$

nos quais o índice “ jk ”, para j igual a k , representam resistência do enrolamento amortecedor. Para j diferente de k , representam relações de resistência do anel de curto entre barras que constituem um enrolamento de amortecimento. Por construção, não se verificam essas relações de resistência entre enrolamentos de amortecimento posicionados segundo o eixo direto e os posicionados segundo o eixo de quadratura. Contudo, notar que resistências entre enrolamentos de amortecimento orientados segundo o mesmo eixo são possíveis (por exemplo, R_{12d} , R_{12q} , etc...).

Vale lembrar que a tensão em cada enrolamento amortecedor é nula por construção, já que esses são curto-circuitados em seus terminais (construção semelhante a uma gaiola de esquilo em máquinas de indução).

As relações (3.1) a (3.4), entre tensão e fluxo concatenado, podem ser escritas em notação matricial:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_{fd} \\ \psi_{jd} \\ \psi_{jq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{jkd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{jqk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_a \\ -i_b \\ -i_c \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Normalmente, por construção, os enrolamentos de fase são idênticos, o que nos permite considerar resistências iguais para os mesmos. As resistências dos enrolamentos de campo e de amortecimento também estão representadas

Por sua vez, exprimem-se os fluxos concatenados em função das diversas reatâncias, próprias e mútuas, presentes.

$$\begin{aligned} \psi_a &= -X_{aa}i_a - X_{ab}i_b - X_{ac}i_c + X_{afd}i_{fd} + \sum X_{akd}i_{kd} + \sum X_{akq}i_{kq} \\ \psi_b &= -X_{ba}i_a - X_{bb}i_b - X_{bc}i_c + X_{bfd}i_{fd} + \sum X_{bkd}i_{kd} + \sum X_{bkq}i_{kq} \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\psi_c = -X_{ca}i_a - X_{cb}i_b - X_{cc}i_c + X_{cfd}i_{fd} + \sum X_{ckd}i_{kd} + \sum X_{ckq}i_{kq}$$

$$\psi_{fd} = -X_{fad}i_a - X_{fbd}i_b - X_{fcd}i_c + X_{ffd}i_{fd} + \sum X_{fkd}i_{kd} + \sum X_{fkq}i_{kq} \quad (3.7)$$

$$\psi_{jd} = -X_{jad}i_a - X_{jbd}i_b - X_{jcd}i_c + X_{jdfd}i_{fd} + \sum X_{jkd}i_{kd} + \sum X_{jdkq}i_{kq} \quad (3.8)$$

$$\psi_{jq} = -X_{jaq}i_a - X_{jbq}i_b - X_{jqc}i_c + X_{jqfd}i_{fd} + \sum X_{jqkd}i_{kd} + \sum X_{jqk}i_{kq} \quad (3.9)$$

Para (3.8) e (3.9), verificamos uma simplificação na nomenclatura para as reatâncias próprias dos enrolamentos amortecedores: ao invés de utilizarmos o índice “jdkd”, aplicamos o índice “jkd”. Analogamente o fizemos para a reatância própria do enrolamento amortecedor de quadratura.

Matricialmente, os fluxos concatenados em função das diversas reatâncias se apresentam da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_{fd} \\ \psi_{jd} \\ \psi_{jq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{aa} & X_{ab} & X_{ac} & X_{afd} & X_{akd} & X_{akq} \\ X_{ba} & X_{bb} & X_{bc} & X_{bfd} & X_{bkd} & X_{bkq} \\ X_{ca} & X_{cb} & X_{cc} & X_{cfd} & X_{ckd} & X_{ckq} \\ X_{fad} & X_{fbd} & X_{fcd} & X_{ffd} & X_{fkd} & X_{fkq} \\ X_{jad} & X_{jbd} & X_{jcd} & X_{jdfd} & X_{jkd} & X_{jdkq} \\ X_{jaq} & X_{jab} & X_{jac} & X_{jqfd} & X_{jqkd} & X_{jqkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_a \\ -i_b \\ -i_c \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

No capítulo seguinte, almejaremos interpretar o significado das reatâncias ora apresentadas.

3.1.2.2. Interpretação das Reatâncias

Podemos tecer alguns comentários sobre as diversas reatâncias representadas. Para isso, convencionaremos as orientações para os diferentes eixos, conforme Figura 3.5:

Figura 3.5 – Orientação dos eixos direto e de quadratura

De acordo com a Figura 3.5, por definição, o eixo direto é orientado com o polo e move-se com sua velocidade. Se considerarmos, na armadura, um enrolamento trifásico ABC com fases dispostas a 120 graus elétricos uma das outras, vale:

$$\begin{aligned}\theta_a &= \theta \\ \theta_b &= \theta - 120^\circ \\ \theta_c &= \theta + 120^\circ\end{aligned}\tag{3.11}$$

As reatâncias próprias das fases da armadura (X_{aa} , X_{bb} , X_{cc}) podem ser analisadas do ponto de vista da decomposição dos fluxos, considerando que:

$$\begin{aligned}\phi_d &= P_d \cos \theta_a \\ \phi_q &= P_q \sin \theta_a,\end{aligned}$$

nas quais P representa um valor proporcional à permeância. Como exemplo, temos para a fase A:

$$\phi_d \cos \theta_a - \phi_q \sin \theta_a = P_d \cos^2 \theta_a - P_q \sin^2 \theta_a = \frac{P_d + P_q}{2} + \frac{P_d - P_q}{2} \cos 2\theta,$$

ou seja, a reatância própria de armadura é máxima quando o eixo D coincide com o eixo A ($\theta = 0^\circ$) e mínima quando o eixo Q coincide com o eixo A ($\theta = 90^\circ$). Analogamente o comportamento é similar para as outras fases B e C.

As reatâncias mútuas entre as fases da armadura (X_{ab} , X_{ba} , X_{ac} , e seus pares simétricos) podem ser analisadas segundo o mesmo princípio. Como exemplo, temos que o campo produzido pela fase A e que interage com o enrolamento B é expresso por:

$$\begin{aligned}
\phi_d \cos \theta_b - \phi_q \sin \theta_b &= P_d \cos \theta_a \cos \theta_b - P_q \sin \theta_a \sin \theta_b \\
&= P_d \cos \theta \cos(\theta - 120^\circ) - P_q \sin \theta \sin(\theta - 120^\circ) \\
&= -\frac{P_d + P_q}{4} + \frac{P_d - P_q}{2} \cos 2(\theta - 60^\circ) = -\left(\frac{P_d + P_q}{4} + \frac{P_d - P_q}{2} \cos 2(\theta + 30^\circ) \right),
\end{aligned}$$

ou seja, a reatância mútua de armadura é máxima (negativa) quando o eixo D coincide com um ângulo de 30° de defasagem em relação ao eixo A ($\theta = -30^\circ$) e mínima quando o eixo D se posiciona entre as fases A e B ($\theta = 60^\circ$). Analogamente, o comportamento é similar para as outras fases. Além disso, vale lembrar que, devido à simetria, temos identidade entre os valores de mútuas entre as fases.

As reatâncias próprias dos enrolamentos de campo e amortecedores (X_{ffd} , X_{jkd} , X_{jkq}) são consideradas constantes, desde que desconsideremos os efeitos de saturação e consideremos distribuição do campo homogênea nas ranhuras.

As reatâncias mútuas dos enrolamentos de campo e amortecedores que se posicionam no mesmo eixo (X_{fkd} , X_{jdfd}) são constantes e simétricas. As mútuas cruzadas, ou seja, que relacionam eixo direto com eixo de quadratura (X_{fkdq} , X_{jldkq} , X_{qkd} , X_{jqfd}) são, por definição, nulas. Contudo, notar que reatâncias mútuas entre enrolamentos amortecedores orientados segundo o mesmo eixo são diferentes de zero (por exemplo, X_{12d} , X_{12q} , etc...).

As reatâncias mútuas entre enrolamentos de armadura e campo e mútuas entre enrolamentos de armadura e amortecedores (X_{afd} , X_{akd} , X_{akq} , etc) variam senoidalmente com o ângulo θ e, por construção, possuem seus máximos, em módulo, quando os dois enrolamentos em questão estiverem alinhados (por exemplo, a reatância mútua entre a fase A e o campo tem seu máximo quando $\theta = 0^\circ$) e seus mínimos quando os eixos dos dois enrolamentos em questão estiverem em quadratura ($\theta = 90^\circ$).

A representação matemática da máquina através das reatâncias de fase nos permite utilizar diretamente os conceitos de reatâncias apresentados neste capítulo. Contudo, sua difícil manipulação matemática nos leva a lançar mão de ferramentas

que nos permitem tratar os problemas de maneiras mais simples, conforme será apresentado a seguir.

3.1.2.3. Relações de Transformação

Todas as relações até agora mostradas consideram representações referidas às fases do enrolamento de armadura. De modo a simplificar o desenvolvimento matemático, utiliza-se a transformação de Park (PARK, 1928), a qual transforma as grandezas de armadura para o referencial DQ fixo ao rotor.

Consideremos G uma grandeza genérica (em nossa área de interesse, normalmente G descreve correntes, tensões ou fluxos concatenados). As Transformadas de Park de G , da base de sequência de fases para a base de eixos segundo a orientação rotórica podem ser expressas, de acordo com as orientações descritas na Figura 3.5 e em (3.11) (CONCORDIA, 1951):

$$\begin{bmatrix} G_d \\ G_q \\ G_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \cos \theta & \frac{2}{3} \cos(\theta - 120^\circ) & \frac{2}{3} \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\frac{2}{3} \sin \theta & -\frac{2}{3} \sin(\theta - 120^\circ) & -\frac{2}{3} \sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Também podemos definir as Anti-Transformadas de Park:

$$\begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_d \\ G_q \\ G_0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Em seguida veremos a aplicação prática das transformadas de Park.

3.1.2.4. Apresentação Segundo os Eixos DQ Fixos no Rotor

Em posse das transformadas em (3.12) e das considerações sobre as diversas reatâncias, podemos reescrever (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9):

$$\begin{aligned}\psi_d &= -X_d i_d + X_{afd} i_{fd} + \sum X_{akd} i_{kd} \\ \psi_q &= -X_q i_q + \sum X_{akq} i_{kq} \\ \psi_0 &= -X_0 i_0\end{aligned}\tag{3.14}$$

$$\psi_{fd} = -\frac{3}{2} X_{afd} i_d + X_{ffd} i_{fd} + \sum X_{fk d} i_{kd}\tag{3.15}$$

$$\psi_{jd} = -\frac{3}{2} X_{akd} i_d + X_{fk d} i_{fd} + \sum X_{jkd} i_{kd}\tag{3.16}$$

$$\psi_{jq} = -\frac{3}{2} X_{akq} i_q + \sum X_{jkq} i_{kq}\tag{3.17}$$

Nota-se que, ao se tentar representar essas relações matricialmente, teremos como resultado uma matriz não simétrica. Os motivos são as reatâncias mútuas decorrentes das correntes de armadura e do fluxo concatenado nos circuitos de campo ($\frac{3}{2} X_{afd}$, $\frac{3}{2} X_{akd}$ e $\frac{3}{2} X_{akq}$) e as reatâncias mútuas entre os circuitos de campo/amortecedor e os circuitos de armadura (X_{afd} , X_{akd} e X_{akq}).

Adotaremos, com a finalidade de simplificar a notação final, as seguintes mudanças de variáveis:

$$X' = \frac{3}{2} X \quad i' = \frac{2}{3} i$$

Aplicando essas mudanças³ às correntes dos enrolamentos de campo e às reatâncias mútuas, conseguimos desenvolver as relações (3.14), (3.15), (3.16) e (3.17):

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \\ \psi_{fd} \\ \psi_{jd} \\ \psi_{jq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_d & 0 & 0 & X_{afd} & X_{akd} & 0 \\ 0 & X_q & 0 & 0 & 0 & X_{akq} \\ 0 & 0 & X_0 & 0 & 0 & 0 \\ X_{afd} & 0 & 0 & X_{ffd} & X_{fkd} & 0 \\ X_{akd} & 0 & 0 & X_{fkd} & X_{jkd} & 0 \\ 0 & X_{akq} & 0 & 0 & 0 & X_{jkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ -i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Percebe-se claramente o ganho com a aplicação das transformadas, que nos fornece uma matriz muito mais esparsa do que (3.10) (lembrando que as reatâncias “anuladas” possuíam comportamento variável com θ , o que dificultava sobremaneira seu tratamento matemático). Maiores simplificações ainda podem ser consideradas. Por exemplo, as componentes de sequência “0” não existem em caso de operação com carga balanceada.

Assim, aplicando a transformada (3.12) em (3.1), obtemos as tensões de armadura na referência DQ:

$$\begin{aligned} e_d &= \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \frac{d\theta}{dt} - R_a i_d \\ e_q &= \frac{d\psi_q}{dt} - \psi_d \frac{d\theta}{dt} - R_a i_q \end{aligned} \quad (3.19)$$

³ Por conveniência, deste ponto em diante, as variáveis X' e i' serão representadas por suas correspondentes X e i , já que não teremos interesse, ao longo do texto, em retornar à primeira forma de apresentação.

$$e_0 = \frac{d\psi_0}{dt} - R_a i_0$$

Ou, matricialmente, considerando que (3.2), (3.3) e (3.4) se mantêm:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \\ e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \\ \psi_{fd} \\ \psi_{jd} \\ \psi_{jq} \end{bmatrix} - \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{jkd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{jkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ -i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Notamos o surgimento de uma parcela da tensão dos eixos direto e de quadratura com a velocidade angular do rotor $\omega = d\theta/dt$. Essas parcelas representam a tensão induzida motocional devido à rotação do rotor em relação à armadura.

Os sistemas matriciais (3.5), (3.10), (3.18) e (3.20) representam matematicamente e de forma geral o comportamento das grandezas de interesse em uma máquina síncrona, tanto no sistema ABC quanto no sistema DQ. Essas relações podem ser usadas de diversas maneiras, seja para prever o comportamento da máquina analiticamente ou para confeccionar circuitos equivalentes, conforme apresentaremos a seguir.

3.2. Apresentação da Máquina Síncrona

3.2.1. Equações de Tensão, Fluxo e Corrente

Em 3.1.2 apresentamos a descrição matemática da máquina relacionando as tensões, fluxos e correntes nos seus diversos circuitos (armadura, campo, enrolamentos de amortecimento), seja na orientação dos eixos ABC fixos no estator (relações (3.5) e (3.10)) ou dos eixos DQ fixos no rotor (relações (3.18) e (3.20)).

Esse tipo de modelagem não é de simples aplicação, pois envolve resolução de sistemas lineares de múltiplas variáveis. Além disso, não é usual obter em aplicações práticas valores de fluxo nos diversos circuitos, bem como, por exemplo, tensão e corrente nos enrolamentos amortecedores.

Contudo, essa representação analítica é útil na resolução didática de problemas envolvendo regime permanente da máquina. A importância dessas equações também está no fato de que podemos compreender o significado físico de cada uma das reatâncias. Além disso, servem como ponto de partida para os outros modelos que serão apresentados a seguir.

3.2.2. Circuitos Equivalentes

Podemos representar as relações apresentadas em 3.2.1 através de circuitos equivalentes. Essa representação permite visualizar os fluxos de corrente e as induções de tensão de maneira mais intuitiva. Além disso, podemos aplicar as técnicas de resolução de circuitos para obter as grandezas e parâmetros de interesse.

Tendo como base a teoria do duplo-eixo (eixos DQ), assumiremos o circuito equivalente para o eixo direto, conforme Figura 3.6:

Figura 3.6 – Exemplo de circuito equivalente para o eixo direto

No que diz respeito ao enrolamento de armadura, temos representados o fenômeno da dispersão (índice “l”) e da magnetização no eixo direto (índice “ad”). Ao desconsiderarmos todas as outras reatâncias e resistências do circuito, remetemos ao caso mais simples de representação da máquina, que considera somente uma reatância síncrona (de eixo direto, ou X_d), conforme Figura 3.7:

Figura 3.7 – Circuito equivalente – modelo simplificado

O modelo da Figura 3.7 não nos fornece informações sobre o comportamento da máquina no enrolamento de campo, nem no eixo de quadratura, mas pode ser útil em representações mais simplificadas da máquina a determinados fenômenos (operação em regime permanente, por exemplo). Em estudos tradicionais de graduação, considera-se esse modelo simplificado aplicado a rotores de polos lisos, ou seja, com circuito equivalente idêntico para eixo direto e eixo de quadratura.

O circuito equivalente de eixo direto da Figura 3.6 pode ser caracterizado como de segunda ordem, devido a presença de dois ramos para a representação do enrolamento rotórico, nesse caso um ramo de amortecimento (com o índice “ $1d$ ”) e o ramo de campo (com o índice “ fd ”). Mais ramos poderiam ser adicionados a fim de se aumentar a fidelidade do modelo.

Podemos notar também a presença de uma reatância adicional em série (índice “ $f1d$ ”). Esse parâmetro representa a diferença entre as indutâncias de mútua de enrolamento de armadura com enrolamento de campo e indutância de acoplamento de enrolamento de amortecimento com enrolamento de campo. Mostra-se em (CANAY, 1969) que não se pode desprezar esse parâmetro caso deseje-se obter respostas transitórias no enrolamento de campo.

Analogamente, podemos identificar um exemplo de circuito equivalente para o eixo de quadratura da máquina, conforme Figura 3.8:

Figura 3.8 – Exemplo de circuito equivalente para o eixo de quadratura

A representação é similar ao caso do eixo direto, com exceção da ausência do enrolamento de campo que, por construção, não possui influência no eixo de quadratura.

Esse circuito equivalente de eixo de quadratura pode ser caracterizado como de primeira ordem, devido à presença de um ramo para representação do enrolamento rotórico, nesse caso um ramo de amortecimento (com o índice “ $1q$ ”). Mais ramos poderiam ser adicionados a fim de se aumentar a fidelidade do modelo.

Apesar de suas vantagens, os circuitos equivalentes não são capazes de nos fornecer respostas ao comportamento transitório da máquina. Para isso, sugere-se a modelagem através das equações em função do tempo.

3.2.3. Equações em Função do Tempo

A apresentação das relações de tensão e corrente através de funções com formas de onda senoidais e parcelas de decaimento permite estudar características transitórias das máquinas síncronas.

Diferente dos modelos estudados em 3.2.1 e 3.2.2, as equações em função do tempo nos fornecem informações relativas ao comportamento da máquina em resposta, por exemplo, aos diversos tipos de curto-circuito, às rejeições de carga e à sincronização fora de fase.

Os parâmetros envolvidos nessa modelagem incluem as indutâncias e constantes de tempo de eixo direto, em regime transitório e subtransitório, conforme apresentaremos em 4.1.2.1. Demonstra-se que esses parâmetros relacionam-se

com os parâmetros dos circuitos equivalentes através de relações de associação série-paralelo (ADKINS, 1957).

Conforme veremos mais adiante, as equações em função do tempo são aplicadas, por exemplo, na determinação de parâmetros através de ensaios de curto-circuito abrupto. Contudo, a obtenção de alguns parâmetros, tais como indutâncias transitórias de eixo direto e indutâncias de eixo de quadratura, se torna difícil através desses ensaios. Sugerimos a seguir uma forma alternativa de representação que permite obter esses parâmetros através de outra categoria de ensaios.

3.2.4. Equações em Função da Frequência

As equações em função da frequência também lançam mão de indutâncias e constantes de tempo de eixo direto, em regime transitório e subtransitório. A representação, contudo, toma a forma de funções de transferência, apresentando o comportamento da máquina ao longo das frequências através da relação entre polos e zeros.

Conforme apresentaremos no capítulo 5, as equações em função da frequência são aplicadas na determinação de parâmetros através de ensaios de resposta em frequência.

3.3. *Sumário da Modelagem da Máquina Síncrona*

Os conceitos apresentados até aqui mostram que existe um número variado de possibilidades para obtermos parâmetros (cálculos analíticos, simulações e ensaios) e diferentes apresentações para a modelagem (equações, circuitos equivalentes e funções de transferência).

Equações de tensão, fluxo e corrente, bem como modelos de circuito equivalente são ferramentas adequadas para o estudo da máquina síncrona quando operando em regime permanente. Por sua vez, equações em função do tempo (formas de onda senoidais com parcelas de decaimento) e em função da frequência (funções de

transferência) permitem obter parâmetros e equacionar as respostas transitórias das máquinas síncronas.

A definição do modelo apropriado deve levar em consideração o fenômeno ao qual se deseja estudar. Além disso, é importante escolher de forma adequada a metodologia de obtenção desses parâmetros, dentre os quais destacamos os ensaios que serão analisados no próximo capítulo.

4. ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS

4.1. Ensaios no Domínio do Tempo

Os ensaios no domínio do tempo representam a variedade de técnicas tradicionalmente aplicadas para determinação dos parâmetros das máquinas síncronas. Podemos distinguir duas categorias básicas: os ensaios que nos fornecem informações sobre parâmetros em regime permanente e os ensaios que nos fornecem informações sobre parâmetros em regime transitório.

Por se tratarem de técnicas mais tradicionais, os ensaios no domínio do tempo apresentam metodologias de cálculo muito bem definidas e de fácil execução. Além disso, a complexidade matemática envolvida no tratamento dos dados medidos é pequena, normalmente lançando mão somente de algumas operações algébricas para determinação dos parâmetros.

A seguir apresentaremos alguns exemplos dessa categoria de ensaios.

4.1.1. Ensaios em Regime Permanente

4.1.1.1. Ensaio de Saturação em Aberto e de Curto-Circuito

Os ensaios de saturação em aberto e de curto-circuito são a técnica mais amplamente utilizada para obtenção de parâmetros das máquinas síncronas.

Consistem basicamente em acionar o gerador síncrono através de um motor acoplado em seu eixo, normalmente em sua rotação nominal. Duas condições são medidas: para terminais de armadura em aberto, medem-se a tensão de armadura e a corrente de campo. Para terminais de armadura em curto, medem-se a corrente de armadura e a corrente de campo.

Traçando-se as curvas características de tensão em vazio e corrente de armadura em curto-circuito em função da corrente de campo é possível obter a reatância

síncrona de eixo direto (X_d), saturada e não saturada, bem como a relação de curto-circuito. A Figura 4.1 fornece um exemplo das curvas características mencionadas:

Figura 4.1 – Ensaio de saturação em aberto e curto-circuito (IEC-60034-4, 1985)

A maior vantagem desses ensaios é a sua facilidade de execução. Basta um motor com potência suficiente para sobrepujar as forças de atrito e de inércia da máquina para realizar os ensaios.

Essa técnica, todavia, não fornece informações sobre o eixo de quadratura, para o qual devemos aplicar outros ensaios, como veremos a seguir.

4.1.1.2. Ensaio de Baixo Escorregamento

Conforme o próprio nome indica, o teste deve ser realizado a uma velocidade levemente diferente da síncrona, ou seja, devemos impor uma condição de baixo escorregamento à máquina.

Nessa condição, teremos um comportamento das formas de onda de tensão e corrente conforme Figura 4.2:

Figura 4.2 – Ensaio de baixo escorregamento (IEC60034-4, 1985)

Através da manipulação algébrica adequada dos valores de tensões e correntes máximos e mínimos, é possível obter não somente a reatância síncrona de eixo de quadratura (X_q), como a própria reatância síncrona de eixo direto (X_d):

$$X_q = \frac{U_{\min}}{\sqrt{3}I_{\max}}$$

$$X_d = \frac{U_{\max}}{\sqrt{3}I_{\min}}$$

4.1.1.3. Outros Ensaiois

Uma alternativa para obtenção de X_q é o teste de excitação negativa, que consiste na medição das tensões e correntes de armadura e da corrente de campo com a máquina conectada à rede. Reduz-se a excitação até que ela assuma valores negativos (por exemplo, através do regulador de tensão de máquinas com excitação estática), e executam-se as medições até que ocorra o evento de deslocamento do polo (*pole pitch*). X_q também pode ser obtido através da medição das tensões e correntes de armadura e do ângulo de carga (IEEE-115, 2009)

Existe também uma série de ensaios que nos permitem obter reatâncias de sequência negativa e sequência zero. Resistências de armadura, de sequência negativa e sequência zero também podem ser ensaiadas (IEC-60034-4, 1985).

Os ensaios apresentados até esse ponto nos fornecem informações que permitem modelar o comportamento das máquinas em situações de regime permanente. Contudo, o estudo do desempenho da máquina perante condições de falta, por exemplo, exige o conhecimento das características transitórias da mesma, conforme veremos a seguir.

4.1.2. Ensaio em Regime Transitório

4.1.2.1. Ensaio de Curto-Circuito Abrupto

Esse método consiste na aplicação de um curto circuito trifásico abrupto nos terminais de armadura, com a máquina operando em rotação nominal, sem carga e com os terminais de campo ligados a uma fonte. Os terminais de armadura devem ser curto-circuitados, tanto quanto possível, no mesmo instante.

Ao analisarmos o comportamento da onda de corrente de curto-circuito ao longo do tempo, podemos classificar três períodos notáveis: regime permanente, período transitório e período subtransitário. A forma de onda da corrente assume um aspecto semelhante ao visto na Figura 4.3, onde podemos visualizar inclusive a parcela de corrente contínua no instante inicial e o decaimento até o valor de corrente de curto-circuito de regime permanente (JORDÃO, 1980).

Figura 4.3 – Ensaio de curto-circuito abrupto

Para se estudar o comportamento transitório da máquina ao longo do tempo recomenda-se modelá-la através de equações com constantes de decaimento, conforme exemplo a seguir (JORDÃO, 1980):

$$I = E \left(\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X'_d} + \frac{1}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left(\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right) \cos(\omega t + \lambda) + \frac{E}{2} \left(\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q} \right) e^{-\frac{t}{T_a}} \cos(\lambda)$$

Com alguma manipulação gráfica, ou através de ferramentas computacionais, podemos obter os diversos parâmetros dessas equações a partir de uma forma de onda obtida a partir da aplicação do curto-circuito trifásico.

Tal método nos permite obter as reatâncias transitória e subtransitória de eixo direto (X'_d e X''_d), bem como suas respectivas constantes de tempo (T'_d e T''_d). Vale enfatizar que a medição das constantes de tempo pode ser prejudicada, na medida em que esses valores são sensíveis à inserção de resistências externas no circuito de medição.

Outra desvantagem dessa técnica é a ausência de informações referentes ao eixo de quadratura.

4.1.2.2. Ensaio de Recuperação de Tensão

Como alternativa ao ensaio de curto-circuito abrupto, destaca-se o ensaio de recuperação de tensão. Após a aplicação do curto-circuito trifásico, conforme observado em 4.1.2.1, devemos abrir os terminais de armadura, tanto quanto possível, no mesmo instante.

Essa técnica é análoga ao ensaio de aplicação de curto-circuito trifásico, porém nesse caso analisamos o comportamento transitório do reestabelecimento da tensão, ao invés de observarmos o comportamento da corrente de curto-circuito.

A Figura 4.4 a seguir nos permite visualizar a manipulação gráfica necessária para obtenção dos parâmetros desejados. Além dos valores de $(X'_d \text{ e } X''_d)$, obtemos suas respectivas constantes de tempo em circuito aberto (T'_{do} e T''_{do}) (IEEE-115, 2009).

Figura 4.4 – Ensaio de recuperação de tensão

Novamente, não obtemos informações sobre o eixo de quadratura. A ausência de carga nos testes até agora mencionados implica em alinhamento do campo girante de armadura com o eixo direto (ângulo de carga nulo), o que impossibilita o estudo de comportamentos das tensões e correntes a reações ocorridas no eixo de quadratura.

4.1.2.3. Outros Ensaios

Conforme verificamos nos tópicos anteriores, a realização de testes em regime transitório impõe, de maneira geral, uma condição de operação que não nos permite obter informações sobre o eixo de quadratura da máquina (a saber, operação em vazio, ou seja, com ângulo de carga nulo).

No entanto, é possível obter parâmetros de eixo de quadratura lançando mão de ensaios estáticos, com a máquina parada e orientada segundo esse eixo. O mais

simples dos testes consiste em medir as tensões e correntes de armadura para a condição de rotor da máquina alinhado segundo o eixo de quadratura. Com esse teste, o qual podemos considerar como um ensaio estático à 60 Hz, obtemos a reatância subtransitória de eixo de quadratura (X''_q). O mesmo teste pode ser realizado no eixo direto para obtenção de X''_d .

Outros testes mais complicados são possíveis para determinação não somente de X''_q , como também de reatância transitória de eixo de quadratura (X'_q) e suas respectivas constantes de tempo (T'_q e T''_q), também em aberto (T'_{qo} e T''_{qo}) (IEEE-115, 2009)⁴.

Esses testes são, contudo, de complexa implementação, já que exigem a realização de ensaios dinâmicos sob carga, com monitoramento em tempo real do ângulo de carga e aplicação ou abertura de curto-circuito abrupto (à semelhança dos testes vistos em 4.1.2.1 e 4.1.2.2) em instantes de tempo adequados.

Nesse sentido, os chamados testes de resposta em frequência apresentam uma alternativa relativamente simples para obtenção dos parâmetros, tanto no eixo de quadratura como no eixo direto, conforme veremos a seguir.

4.2. Ensaio no Domínio da Frequência

Os ensaios no domínio da frequência vêm ganhando espaço nas últimas décadas com a evolução das tecnologias de processamento digital, que permitiu o desenvolvimento de equipamentos que viabilizam sua realização bem como de técnicas de programação que favorecessem o tratamento matemático dos dados.

Esses ensaios apresentam algumas vantagens em relação aos tradicionais ensaios no domínio do tempo. Podemos destacar a realização dos testes com sinais de baixas potências, que não levam a máquina a condições de solicitações eletromagnéticas tais como ocorrem em ensaios de curto-circuito trifásico abrupto,

⁴ Fisicamente, não é usual definir reatância de eixo de quadratura transitória, já que a contribuição do enrolamento de campo, por definição, não existe nesse eixo. Apesar disso, a IEEE-115, baseada na IEC -60034-4, a define baseada na razão entre tensão antes de uma mudança abrupta e a corrente após essa mudança, descontadas as influências dos instantes iniciais da mudança abrupta, que caracteriza o período subtransitório. Essencialmente é a mesma definição daquela para o eixo direto.

por exemplo. Outra característica importante dos testes de resposta em frequência é a possibilidade de obter vários parâmetros simultaneamente.

A seguir enumeraremos algumas variedades de ensaios no domínio da frequência.

4.2.1. Ensaios Estáticos

Em 4.1.2.3, vimos como podemos obter uma reatância de eixo de quadratura através da realização de um ensaio estático, com alinhamento de eixo adequado. Naquele teste, aplica-se frequência nominal da máquina, donde se demonstra que excitamos a reatância subtransitória da máquina (altas frequências). Com isso, obtemos o valor de X''_q .

Estendendo-se esse conceito, considerando-se que é possível alterar o valor de frequência da tensão aplicada à máquina, podemos obter os valores de reatância em regime permanente (baixas frequências) e regime transitório (médias frequências). Esse conceito vale tanto para o alinhamento segundo o eixo de quadratura como para o alinhamento segundo o eixo direto.

No capítulo 5, mostraremos como podemos obter todos esses parâmetros (X_d , X'_d , X''_d , X_q , e X''_q), bem como suas respectivas constantes de tempo (T'_d , T''_d , T'_{do} , T''_{do} , T'_q e T''_q), através da análise de funções de transferência.

4.2.2. Ensaios Dinâmicos

Variantes dos ensaios estáticos de resposta em frequência procuram solucionar alguns problemas destes tipos de testes.

Dentre eles, destacamos a ausência da rotação, que pode alterar características mecânicas tais como fixação de terminais dos enrolamentos. Sugere-se, para isso, um arranjo de bancada que permita a realização dos ensaios de resposta em frequência com a máquina girando, em vazio (*Running Open Circuit Frequency Response Test – ROCFRT*) (MINNICH, 1986).

Outra característica importante que pode ser adicionada ao ensaio é sua realização em carga. Tais testes, conhecidos também como *Online Frequency Response Test*

(*OLFRT*) permitem obter características de desempenho da máquina que levem em consideração efeitos de indução magnéticas provenientes da operação sob carga. Propõe-se, inclusive, a monitoração dos parâmetros da máquina em tempo real, de modo a se diagnosticar ou prever problemas a partir da mudança de suas reatâncias ao longo do período de operação (HUANG, 2009).

4.3. Sumário dos Ensaios para Determinação de Parâmetros

A variedade de ensaios para obtenção dos diversos parâmetros da máquina síncrona demonstra que é necessário escolher aquele que satisfaça as necessidades de determinada aplicação.

Para estudos mais simplificados, os ensaios de saturação em aberto e de curto-circuito se mostram satisfatórios. O estudo do desempenho da máquina ao longo do tempo, por sua vez, exige o conhecimento dos parâmetros transitórios e subtransitórios.

Por fim, o conhecimento das características no eixo de quadratura apresenta uma dificuldade adicional na realização dos ensaios.

A Tabela 4.1 e a Tabela 4.2 resumizam os principais ensaios descritos no domínio do tempo e no domínio da frequência, respectivamente:

Tabela 4.1 – Ensaio no domínio do tempo

ENSAIO	REATÂNCIA OBTIDA	VANTAGENS	DESVANTAGENS
Ensaio de Saturação em Aberto e de Curto Circuito	X_d	Execução simples	Análise do regime transitório / Análise do eixo de quadratura
Ensaio de Baixo Escorregamento	$X_d; X_q$	Execução simples	Análise do regime transitório
Ensaio de Curto-Circuito Trifásico Abrupto	$X_d; X'_d; X''_d$	Método consagrado	Análise do eixo de quadratura / Estresses eletromagnéticos
Ensaio de Recuperação de Tensão	$X_d; X'_d; X''_d$	Alternativa ao curto-circuito trifásico abrupto	Análise do eixo de quadratura / Estresses eletromagnéticos

Ensaio Estático a Frequência Industrial	$X''_d; X''_q$	Execução simples	Análise dos regimes permanente e transitório
---	----------------	------------------	--

Tabela 4.2 – Ensaio no domínio da frequência

ENSAIO	REATÂNCIA OBTIDA	VANTAGENS	DESVANTAGENS
Ensaio Estático de Resposta em Frequência	$X_d; X'_d; X''_d; X'_q; X''_q$	Execução (relativamente) simples / Ausência de estresses eletromagnéticos	Complexidade matemática / Influência da rotação / Influência da carga
Ensaio Dinâmico de Resposta em Frequência em Vazio	$X_d; X'_d; X''_d; X'_q; X''_q$	Ausência de estresses eletromagnéticos	Complexidade matemática / Execução difícil / Influência da carga
Ensaio Dinâmico de Resposta em Frequência em Carga	$X_d; X'_d; X''_d; X'_q; X''_q$	Ausência de estresses eletromagnéticos	Complexidade matemática / Execução difícil

Daremos continuidade ao trabalho focando o estudo nas características do ensaio estático de resposta em frequência.

5. O ENSAIO ESTÁTICO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

5.1. Impedâncias Operacionais

Conforme já explorado nos capítulos 2 e 4, o ensaio estático de resposta em frequência possui vantagens que o torna interessante para determinadas aplicações. A fim de se compreender com mais detalhes esse tipo de ensaio bem como a interpretação dos seus resultados, é importante introduzir o conceito de impedância operacional.

A apresentação das grandezas das máquinas através das impedâncias operacionais é uma forma alternativa de se representarem as equações da máquina sem relacioná-las com as grandezas rotóricas, a saber: correntes de campo e correntes de amortecimento (CONCORDIA, 1951).

A fim de obter essa representação, devemos substituir (3.15), (3.16) e (3.17) em (3.2), (3.3) e (3.4), obter relações em termos de e_{fd} , i_d e i_q e substituir os resultados em (3.14). O resultado, se observado no domínio da frequência (s) e não no domínio do tempo (t), é o seguinte:

$$\begin{aligned}\psi_d &= G(s)e_{fd} - L_d(s)i_d \\ \psi_q &= -L_q(s)i_q\end{aligned}\tag{5.1}$$

Cada uma das relações $G(s)$, $L_d(s)$ e $L_q(s)$ representa funções de transferência, que podem ser obtidas pelas relações:

$$\begin{aligned}L_d(s) &= \left. \frac{\psi_d}{i_d} \right|_{efd=0} \\ L_q(s) &= \frac{\psi_q}{i_q}\end{aligned}$$

$$G(s) = \frac{\psi_d}{e_{fd}} \bigg|_{id=0}$$

Essa forma de apresentação é teoricamente concebível, porém não é muito aplicável na prática, pois necessita do fluxo concatenado, grandeza que não pode ser medida diretamente. Por tal razão, definem-se as impedâncias operacionais e algumas funções de transferência adicionais, conforme apresentado nas expressões a seguir (IEEE 115, 1995):

$$Z_d(s) = R + sL_d(s) = \frac{e_d}{i_d} \bigg|_{efd=0} \quad (5.2)$$

$$Z_q(s) = R + sL_q(s) = -\frac{e_q}{i_q} \quad (5.3)$$

$$G(s) = \frac{e_d}{se_{fd}} \bigg|_{id=0} \quad (5.4)$$

$$sG(s) = \frac{i_{fd}}{i_d} \bigg|_{efd=0} \quad (5.5)$$

$$Z_{afo}(s) = \frac{e_{fd}}{i_d} \bigg|_{ifd=0} \quad (5.6)$$

$$Z_{fao}(s) = \frac{e_d}{i_{fd}} \bigg|_{id=0} \quad (5.7)$$

Em uma primeira análise, percebemos que todas essas relações dependem de grandezas mensuráveis nos terminais dos enrolamentos de campo e de armadura.

Definimos as impedâncias operacionais de eixo direto e de eixo de quadratura (5.2) e (5.3), que representam a relação entre suas respectivas tensões e correntes de armadura em função da frequência.

Também temos as funções de transferência (5.4) e (5.5), que relacionam, respectivamente, tensões e correntes entre armadura e campo também em função da frequência. Por questões de conveniência, costuma-se preferir (5.5), que permite medições simultâneas a (5.2), por consistir de uma relação entre grandezas em uma mesma condição de ligação do enrolamento de campo da máquina, a saber, em curto-circuito ($e_{fd} = 0$).

Por fim, relacionamos as impedâncias de transferência (5.6) e (5.7), que representam a relação cruzada de tensões e correntes de armadura e campo. Nesses casos, costuma-se preferir a utilização de (5.6) (DE MELLO, 1988).

O seguinte conjunto de equações, por sua vez, é uma possível abordagem para a relação entre parâmetros transitórios e subtransitórios e as indutâncias operacionais (ADKINS, 1957):

$$L_d(s) = \frac{(1 + T'_d s)(1 + T''_d s)}{(1 + T'_{do} s)(1 + T''_{do} s)} L_d \quad (5.8)$$

$$L_q(s) = \frac{(1 + T''_q s)}{(1 + T'''_{qo} s)} L_q \quad (5.9)$$

$$G(s) = \frac{(1 + T_{kd} s)}{(1 + T'_{do} s)(1 + T''_{do} s)} \frac{L_{ad}}{R_{fd}} \quad (5.10)$$

A escolha da forma de apresentação conforme equacionado anteriormente nos permite trabalhar de maneira prática adotando os conceitos de polos e zeros e diagramas de Bode. Com isso podemos obter diretamente os gráficos de resposta em frequência levantados através de ensaios e relacionar cada patamar a seus respectivos polos e zeros, conforme Figura 5.1:

Figura 5.1 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – curva assintótica

Percebe-se que existiriam três patamares, que representam, respectivamente, as indutâncias de eixo direto em regime permanente (L_d , em baixas frequências), em regime transitório (L'_d , em médias frequências) e regime sub-transitório (L''_d , em altas frequências). Vale ressaltar que a Figura 5.1 assume esta forma somente se desenhada em escala di-logarítmica.

Ademais, demonstra-se que as indutâncias transitória e subtransitória relacionam-se com a indutância de regime permanente e as diversas constantes de tempo através de (ADKINS, 1957):

$$L'_d = L_d \frac{T'_d}{T'_{do}} \quad (5.11)$$

$$L''_d = L'_d \frac{T''_d}{T''_{do}} \quad (5.12)$$

Baseado nos conceitos ora apresentados estabeleceu-se uma metodologia para a obtenção das indutâncias de eixo direto da máquina, que será apresentada a seguir.

5.2. Metodologia Proposta

A metodologia adotada neste texto será a obtenção de indutâncias por meio da análise de diagramas de Bode, obtidos através de ensaios estáticos de resposta em frequência. Aplicar-se-á um algoritmo de ajuste de curvas de modo a se obter os parâmetros com os quais poderemos calcular as indutâncias de interesse.

A metodologia é proposta como uma alternativa àquela exposta em norma (IEEE-115, 2009), buscando possibilitar a obtenção dos parâmetros através do ensaios de resposta em frequência com uma arranjo de bancada de baixo custo, aplicando-se um inversor de frequência de mercado.

5.2.1. Obtenção do Diagrama de Bode para $L_d(s)$

5.2.1.1. Equipamentos Envolvidos

O primeiro passo da metodologia proposta é a obtenção do diagrama de Bode para $L_d(s)$, através de ensaios de resposta em frequência. Os seguintes equipamentos foram utilizados nos ensaios:

- Inversor de frequência: foi utilizado um inversor de mercado, com objetivo de permitir a reprodução do ensaio sem a necessidade de adquirir equipamentos muito sofisticados;
- Filtro passa-baixa: a utilização do inversor implicou em presença de harmônicas. Para a mitigação de sua influência nos ensaios foi projetado um filtro simples, com indutor série e capacitor paralelo;
- Instrumentação: foram aplicados instrumentos analógicos e instrumentos digitais (osciloscópio) para a aquisição das grandezas de interesse, a saber, tensão e corrente de armadura;
- Máquina síncrona: a máquina ensaiada possui potência nominal de 2 kVA, rotação nominal de 1800 rpm a 60 Hz e foi conectada em duplo-estrela, sendo sua tensão e corrente nominais nessa configuração, respectivamente, 230 V e 5 A.

A configuração da Figura 5.2 foi ensaiada, para a faixa de frequências de 0,7 a 120 Hz. O limite inferior da faixa de frequências foi definido de acordo com a precisão mínima que pode ser obtida com o inversor e o limite superior foi definido de acordo com orientação de norma (IEEE-115, 2009):

Figura 5.2 – Esquema de ligação do arranjo de bancada

V_{inv} é uma fonte de tensão representando o inversor. Notar que a saída do inversor foi ligada na forma monofásica, ou seja, uma de suas fases não está sendo utilizada.

L_f e C_f representam elementos de um filtro. O filtro foi adicionado ao conjunto para mitigar o conteúdo harmônico do sinal proveniente do inversor.

De modo a ilustrar esse problema, a Figura 5.3, a Figura 5.4, a Figura 5.5 e a Figura 5.6 mostram os conteúdos harmônicos do sinal do inversor em diversas frequências, obtidos através de análise FFT (*Fast Fourier Transformation*). Os sinais foram aquisitados diretamente do osciloscópio em arquivos do tipo .csv e analisados em Matlab:

Figura 5.3 – Conteúdo harmônico do sinal do inversor a 100 Hz

Figura 5.4 – Conteúdo harmônico do sinal do inversor a 20 Hz

Figura 5.5 – Conteúdo harmônico do sinal do inversor a 5 Hz

Figura 5.6 – Conteúdo harmônico do sinal do inversor a 1 Hz

A Figura 5.7 apresenta a forma de onda da tensão aplicada pelo inversor a 1 Hz no tempo, o que permite visualizar o conteúdo de ruído e sua influência no sinal:

Figura 5.7 – Ruído no sinal do inversor a 1 Hz antes da inserção do filtro

O filtro foi dimensionado para cortar a frequência proveniente do chaveamento do modulador por largura de pulso do inversor. Essa frequência foi medida para diversas frequências de saída do inversor e nos forneceu o valor de 8 kHz . De modo a não influenciar as medições nas frequências de interesse ($0,7$ a 120 Hz), selecionou-se a frequência de corte em 1 kHz .

Considerando o valor disponível em laboratório para o indutor de $L_f = 100 \text{ mH}$, temos a seguinte seleção para C_f , considerando a frequência de corte em 1 kHz :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \rightarrow 2\pi 1000 = \frac{1}{\sqrt{0,1 C_f}} \rightarrow 0,1 C_f = \frac{1}{(2\pi 1000)^2} \rightarrow C_f = 0,25 \mu F$$

Contudo, o capacitor disponível em laboratório possuía $0,22 \mu F$, o que nos fornece, em contrapartida, uma frequência de corte de $1,07 \text{ kHz}$, que satisfaz nosso requisito inicial. A Figura 5.8 apresenta a análise FFT para o sinal medido a 1 Hz , após a inserção do filtro, evidenciando a atenuação de frequências acima de 1 kHz :

Figura 5.8 – Conteúdo harmônico a 1 Hz após a inserção do filtro

Por sua vez, I_{arm} e V_{arm} representam os pontos de medição, que podem ser feitas através de instrumentos analógicos (multímetros) ou digitais (osciloscópio). É importante notar que os medidores analógicos se mostraram inadequados para utilização em baixas frequências. A razão é que os componentes desses equipamentos eletromecânicos (por exemplo, as molas de torção) são calculados e calibrados para operar em frequência industrial (50 ou 60 Hz), de modo que para baixas frequências (menores do que cerca de 5 Hz) temos oscilação dos ponteiros.

Vale salientar que a medição digital também é desfavorecida para baixas frequências, já que existe a presença de ruído com ordens de grandezas similares às do sinal aplicado, mesmo após a inserção do filtro passa-baixa, conforme podemos verificar na Figura 5.9:

Figura 5.9 – Ruído no sinal do inversor a 1 Hz após a inserção do filtro

Em 5.2.3 se define uma maneira mitigar a imprecisão em baixas frequências.

Por fim, L_a , L_b e L_c representam os três enrolamentos de armadura, ligados em estrela. Notar que uma das fases não está sendo utilizada (L_c).

Vale salientar que a máquina é ensaiada estaticamente, sendo a ideia principal obter a resposta em frequência dos enrolamentos de armadura. Com isso podemos obter as reatâncias de eixo direto e de quadratura, de acordo com a orientação do eixo, conforme observaremos a seguir. A Figura 5.10 mostra os equipamentos utilizados montados em bancada de testes:

Figura 5.10 – Arranjo de bancada

5.2.1.2. Alinhamento Segundo o Eixo Direto

Previamente à realização do ensaio, é necessário alinhar o eixo do rotor segundo a orientação do eixo direto. Com esse objetivo, aplicaremos uma tensão entre os terminais A e B de armadura e mediremos a tensão no enrolamento de campo, conforme Figura 5.11:

Figura 5.11 – Alinhamento segundo o eixo direto

A condição de alinhamento no eixo direto será satisfeita quando o circuito de campo se posicionar de maneira a concatenar a maior parte do campo magnético produzido pelas correntes de armadura, ou seja, quando a tensão máxima for induzida no enrolamento de campo. Na orientação indicada na Figura 5.11, essa condição será satisfeita quando o enrolamento de campo estiver na horizontal.

5.2.1.3. Medições

Após o alinhamento segundo o eixo direto e o adequado travamento do rotor, seguiremos às medições propriamente ditas. O objetivo é calcular as indutâncias de eixo direto da máquina, a partir da resposta em frequência obtida com os ensaios. Para cada frequência gerada pelo inversor, mediremos o valor de tensão de armadura e corrente de armadura e realizaremos os cálculos a seguir.

Calcula-se a impedância de armadura através de:

$$Z_{arm} = \frac{V_{arm}}{I_{arm}}$$

Observando a Figura 5.2, percebe-se que a fim de obter a indutância de eixo direto da máquina devemos considerar a impedância de uma bobina somente, ou seja, obtemos a impedância de eixo direto através de:

$$Z_d = \frac{Z_{arm}}{2}$$

A fim de obter a indutância, devemos calcular a resistência de cada bobina do enrolamento. Esse valor foi obtido através de aplicação de tensão contínua entre os terminais das fases e obtenção da curva característica tensão-corrente, vista na Figura 5.12.

Figura 5.12 – Curva característica tensão-corrente do enrolamento

Assim como procedemos com a impedância, a resistência do enrolamento terá o valor de metade do coeficiente angular da reta obtida, ou seja, $R_a = 1,41 \text{ ohms}$. Notar que a metodologia proposta não prevê a contemplação de efeitos de variação da resistência, tais como efeito pelicular, variação com temperatura, contabilização das resistências dos equipamentos de medição, etc...

De posse desses valores, podemos obter a reatância de eixo direto, através de:

$$Z_d = \sqrt{R_a^2 + X_d^2} \rightarrow X_d = \sqrt{Z_d^2 - R_a^2}$$

Por fim, obtemos a indutância através da relação, em termos de módulo:

$$X_d = \omega L_d \rightarrow L_d = \frac{X_d}{\omega},$$

no qual ω é a frequência expressa em *rad/s*, calculada a partir de f :

$$\omega = 2\pi f$$

Ao realizarmos o ensaio ponto a ponto, ou seja, varrendo as frequências de 0,7 a 120 Hz com espaçamento adequado, obteremos um conjunto de indutâncias de eixo direto e um conjunto de frequências, que podem ser representados através de um diagrama de Bode. Um exemplo de resultado de ensaio realizado em máquina real (traçados em uma curva di-logarítmica à semelhança da Figura 5.1) pode ser visto na Figura 5.13:

Figura 5.13 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – curva de norma (IEEE-115, 2009)

Nota-se, comparando a Figura 5.1 e a Figura 5.13, que ensaios reais não fornecem patamares bem definidos. Contudo, é possível obter o conjunto de polos e zeros através de ferramentas de ajuste de curvas. De maneira mais simplificada, é possível obter as reatâncias de regime permanente e de regime subtransitário referindo-se às tendências assintóticas dos valores de impedância correspondentes às mais baixas frequências e às mais altas frequências, respectivamente.

A seguir apresentaremos as características gerais do algoritmo de ajuste de curvas desenvolvido para essa aplicação.

5.2.2. Ajuste de Curva

O objetivo do segundo passo da metodologia proposta é permitir a obtenção de uma função de transferência (nos moldes da indutância operacional de eixo direto mostrada em (5.8)) através da aplicação de um algoritmo de ajuste de curva ao diagrama de Bode obtido em 5.2.1. Ao encontrarmos a função de transferência correspondente podemos identificar um a um seus polos e zeros e encontrar L_d , T'_d , T''_d e T'''_d .

Uma das alternativas para o ajuste de curva é aplicar o método dos mínimos quadrados (MMQ). O MMQ trabalha na solução de sistema através da minimização da somatória dos quadrados de uma função resíduo.

A função “resíduo” se define quando possuímos dados coletados e desejamos representá-lo através de uma determinada função. Por exemplo, para se representar um conjunto de dados coletados através de uma reta, utilizando como critério o erro quadrático, devemos minimizar a função $f(a,b)$:

$$f(a,b) = \sum_{i=1}^n (y_i - [a + bx_i])^2,$$

na qual os y_i representam um conjunto de dados medidos, a e b são os coeficientes da reta que representará a distribuição dos dados e x_i são os conjuntos de pontos para os quais se mediram y_i . Ademais, n representa o número de pontos medidos. Uma maneira alternativa de representação de $f(a,b)$ é:

$$f(a,b) = \sum_{i=1}^n r_i^2,$$

onde r_i representa a função “resíduo”. Em suma, minimizar a função $f(a,b)$ nos permite encontrar os parâmetros a e b que melhor ajustam uma curva aos dados medidos y_i e x_i .

Em nosso caso especificamente, temos um conjunto de dados L_i medidos em bancada ao longo de diversas frequências f_i . Nosso objetivo será minimizar a função $f(T'_d, T''_d, T'_{do}, T''_{do}, L_d)$, que se escreve da seguinte maneira:

$$f(T'_d, T''_d, T'_{do}, T''_{do}, L_d) = \sum_{i=1}^n (L_i - \left[\frac{|1 + j2\pi f_i T'_d| |1 + j2\pi f_i T''_d|}{|1 + j2\pi f_i T'_{do}| |1 + j2\pi f_i T''_{do}|} L_d \right])^2, \quad (5.13)$$

lembrando que, para cada polo e zero da função de transferência, temos que desenvolver a função “módulo” conforme exemplo:

$$|1 + j2\pi f_i T'_d| = \sqrt{1 - 4\pi^2 f_i^2 T'^2_d}$$

Em suma, minimizar a função $f(T'_d, T''_d, T'_{do}, T''_{do}, L_d)$ nos permite encontrar os parâmetros T'_d , T''_d , T'_{do} , T''_{do} e L_d que melhor ajustam uma curva aos dados medidos L_i e f_i .

Com base na metodologia dos mínimos quadrados descrita anteriormente foi elaborada uma rotina baseada em algoritmo genético (AG) para o ajuste de curva (MITCHELL, 1987) e (WALL, 1996). Rotina semelhante já foi aplicada em outra área de estudo com sucesso (PEREIRA, 2011).

Salienta-se que, de modo a favorecer a convergência do AG, adotam-se as condições de contorno a seguir, determinadas a partir do prévio conhecimento da ordenação e ordem de grandeza das constantes de tempo:

$$\begin{aligned} 0,01 \text{ s} < T'_{do} < 0,1 \text{ s} \\ 0,01 \text{ s} < T'_d < 0,03 \text{ s} \\ 0,001 \text{ s} < T''_{do} < 0,02 \text{ s} \\ 0,0001 \text{ s} < T''_d < 0,01 \text{ s} \\ T'_{do} > T'_d > T''_{do} > T''_d \end{aligned} \tag{5.14}$$

A seguir apresentaremos os passos esperados para a determinação dos parâmetros de interesse, a saber: L_d , L'_d e L''_d .

5.2.3. Cálculo das Indutâncias

O terceiro passo da metodologia proposta é calcular as indutâncias de interesse a partir dos parâmetros encontrados em 5.2.2.

Faz parte da metodologia proposta a adoção do valor da indutância de eixo direto em regime permanente obtido através de ensaios consagrados, tal qual o ensaio de curto-circuito abrupto. Como exposto em 5.2.1, a medição em baixas frequências não permite a obtenção de valores precisos para tensão e corrente, o que desfavorece o levantamento do valor de L_d . Portanto, uma condição de contorno adicional no AG será levada em conta, a saber:

$$L_d = 93,3 \text{ mH} \quad (5.15)$$

A contribuição da metodologia vem na forma da obtenção das indutâncias de eixo direto em regime transitório e subtransitório, através das constantes de tempo da função de transferência (5.8) (obtidas com o ajuste de curva de 5.2.2), das equações (5.11), (5.12) e das condições de contorno (5.14) e (5.15).

5.3. Sumário do Ensaio de Resposta em Frequência Estático

Apresentou-se a metodologia desenvolvida neste trabalho, que tem como objetivo a obtenção das indutâncias de eixo direto em regime transitório e subtransitório (fixando-se com valor conhecido a indutância de eixo direto em regime permanente) de uma máquina síncrona com base no ensaio de resposta em frequência.

A obtenção do diagrama de Bode para $L_d(s)$, a aplicação de um algoritmo de ajuste de curva e o cálculo das indutâncias são os passos básicos da metodologia, que pode ser visualizada de modo resumido na Figura 5.14:

Figura 5.14 – Passos básicos da metodologia proposta

A seguir serão expostos os resultados conseguidos com a aplicação da metodologia resumida pela Figura 5.14.

6. RESULTADOS E DISCUSSÃO

6.1. Obtenção do Diagrama de Bode para $L_d(s)$

O primeiro passo da metodologia (obtenção do diagrama de Bode) nos forneceu o conjunto de medições e cálculos vistos na Tabela 6.1. Frequências estão expressas em Hz , tensões em V , correntes em A , resistências, reatâncias e impedâncias em ohms e indutâncias em mH :

Tabela 6.1 – Medições para o eixo direto

f	V_{arm}	I_{arm}	Z_{arm}	Z_d	R_a	X_d	L_d
0,70	5,53	1,74	3,18	1,59	1,41	0,73	165,74
0,90	7,55	2,29	3,30	1,65	1,41	0,85	150,28
1,10	9,64	2,93	3,29	1,65	1,41	0,84	121,99
1,30	11,60	3,51	3,30	1,65	1,41	0,86	104,97
1,50	13,60	4,14	3,29	1,64	1,41	0,84	88,93
1,70	15,40	4,74	3,25	1,62	1,41	0,80	75,11
1,90	17,30	5,32	3,25	1,63	1,41	0,81	67,45
2,50	4,01	1,14	3,52	1,76	1,41	1,05	66,71
3,00	5,02	1,45	3,46	1,73	1,41	1,00	53,08
4,00	6,73	1,93	3,49	1,74	1,41	1,02	40,67
5,00	8,12	2,30	3,53	1,77	1,41	1,06	33,70
6,00	9,31	2,61	3,57	1,78	1,41	1,09	28,88
7,00	10,40	2,87	3,62	1,81	1,41	1,13	25,80
8,00	11,40	3,08	3,70	1,85	1,41	1,20	23,79
9,00	12,40	3,26	3,80	1,90	1,41	1,27	22,52
10,00	13,20	3,42	3,86	1,93	1,41	1,31	20,93
12,00	9,36	2,33	4,02	2,01	1,41	1,43	18,94
14,00	10,90	2,50	4,36	2,18	1,41	1,66	18,88
16,00	11,80	2,61	4,52	2,26	1,41	1,76	17,56
18,00	12,80	2,72	4,71	2,35	1,41	1,88	16,64
20,00	14,10	2,82	5,00	2,50	1,41	2,06	16,41
22,00	14,80	2,88	5,14	2,57	1,41	2,15	15,53
24,00	15,80	2,95	5,36	2,68	1,41	2,28	15,09
26,00	17,00	2,99	5,69	2,84	1,41	2,47	15,10
28,00	18,10	3,03	5,97	2,99	1,41	2,63	14,96

30,00	4,28	0,70	6,13	3,07	1,41	2,72	14,44
40,00	5,57	0,74	7,53	3,76	1,41	3,49	13,88
50,00	6,81	0,77	8,89	4,45	1,41	4,21	13,42
60,00	7,84	0,78	10,00	5,00	1,41	4,80	12,72
70,00	8,90	0,79	11,31	5,65	1,41	5,48	12,45
80,00	9,48	0,80	11,82	5,91	1,41	5,74	11,42
90,00	10,20	0,81	12,67	6,34	1,41	6,18	10,92
100,00	11,80	0,84	14,06	7,03	1,41	6,89	10,96
110,00	12,30	0,84	14,59	7,30	1,41	7,16	10,36
120,00	13,00	0,85	15,31	7,66	1,41	7,52	9,98

Notar que os valores de tensão e corrente se agrupam em quatro conjuntos, de acordo com a parametrização do inversor necessária para operação satisfatória nessa determinada faixa de frequências. As faixas são *0,7 a 1,9 Hz*, *2,5 a 10 Hz*, *12 a 28 Hz* e *30 a 120 Hz*. Essas diferentes faixas foram escolhidas de modo a se possibilitar sinais com amplitudes grandes o suficientes para serem mensuráveis com os instrumentos disponíveis e pequenas o suficiente para não ultrapassarem de maneira expressiva os valores nominais da máquina.

A curva correspondente a essas medições pode ser vista na Figura 6.1:

Figura 6.1 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – dados experimentais

Notar que o diagrama foi traçado em uma curva di-logarítmica à semelhança da Figura 5.1.

Podemos claramente observar uma semelhança entre as curvas da Figura 6.1 (curva da indutância operacional medida em bancada) e Figura 5.13 (curva da indutância operacional medida em ensaio de norma), o que indica que as tendências da curva obtida com o ensaio são razoáveis.

Contudo, há problema de leitura nas frequências baixas, conforme exposto em 5.2.1. Quando se utilizam instrumentos analógicos, existe a dificuldade de leitura devido à oscilação dos ponteiros. Mesmo quando se utiliza instrumentação digital (osciloscópio), também existe dificuldade devido ao alto conteúdo de ruído na forma de onda de tensão (conforme Figura 5.9), que não permite uma medição precisa dos valores pico-a-pico através dos cursores.

Outra observação a ser feita: podemos notar da Figura 5.13 que a indutância de eixo direto de regime permanente é excitada para frequências das ordens de décimos ou milésimos de Hz . Já a indutância de eixo direto subtransitória é excitada para frequências das ordens de centenas ou milhares de Hz . Ou seja, em nossos ensaios talvez não atinjam frequências suficientemente baixas para obter valores mais fiéis de L_d .

A baixa resolução na medição a baixas frequências é uma limitação natural do arranjo de bancada adotado, que prevê um inversor de frequência utilizado em mercado ao invés de equipamento especial para levantamento de resposta a baixas frequências. Como forma de mitigação, adotamos valor de L_d obtido a partir de um ensaio consagrado, tal qual o ensaio de curto-circuito abrupto.

Com isso, partiremos para o segundo passo da metodologia que consiste em aplicar o algoritmo de ajuste de curva aos dados obtidos na Tabela 6.1.

6.2. Ajuste de Curva

A Figura 6.2, a Figura 6.3, a Figura 6.4 e a Figura 6.5 mostram as curvas ajustadas através do AG em quatro diferentes casos:

Figura 6.2 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – primeira curva ajustada

Figura 6.3 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – segunda curva ajustada

Figura 6.4 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – terceira curva ajustada

Figura 6.5 – Diagrama de Bode para $L_d(s)$ – quarta curva ajustada

Podemos claramente observar uma semelhança entre as curvas da Figura 6.2, da Figura 6.3, da Figura 6.4 e da Figura 6.5 (curvas da indutância operacional ajustadas) e a curva da Figura 5.13 (curva da indutância operacional medida em

ensaio de norma), o que indica que as tendências da curva obtida com o ajuste são razoáveis.

Podemos então partir para o terceiro passo da metodologia, que consiste em calcular as indutâncias de interesse a partir dos resultados obtidos com o algoritmo de ajuste de curva.

6.3. Cálculo das Indutâncias

O terceiro passo da metodologia (cálculo dos parâmetros) tem como ponto de partida os parâmetros obtidos como resultado da aplicação do algoritmo de ajuste de curva. Cada uma das curvas ajustadas possui um respectivo conjunto de parâmetros, que podem ser visualizados na Tabela 6.2:

Tabela 6.2 – Parâmetros da indutância operacional para as diferentes replicações

Replicação	L_d [mH]	T'_{do} [s]	T'_d [s]	T''_{do} [s]	T''_d [s]
1	93,30	0,0789	0,0130	0,0130	0,0099
2	93,30	0,0795	0,0106	0,0010	0,0004
3	93,30	0,0803	0,0109	0,0010	0,0001
4	93,30	0,0790	0,0119	0,0119	0,0099

Primeiramente, analisamos as constantes de tempo obtidas, comparando-as com as obtidas em ensaio de curto-circuito abrupto, através da metodologia apontada em 4.1.2.1, conforme Tabela 6.3:

Tabela 6.3 – Comparativo entre T'_{do} , T'_d , T''_{do} e T''_d

Método	T'_{do} [s]	T'_d [s]	T''_{do} [s]	T''_d [s]
Ensaio de Curto-Circuito Trifásico Abrupto	0,0692	0,0120	0,0083	0,0060
Ensaio Estático de Resposta em Frequência	0,0789	0,0130	0,0130	0,0099

Podemos perceber que os valores obtidos para a região transitória estão satisfatoriamente próximos àqueles obtidos pelo ensaio de curto-circuito trifásico abrupto. Os valores para a região subtransitória, por sua vez, apresentam desvios para os quais podemos apontar duas causas: imprecisão na manipulação gráfica do método do curto-circuito abrupto em baixas constantes de tempo e aparecimento de resistências parasitas que podem se deteriorar em frequências mais altas. Apontamos esses motivos como a causa para a identidade entre T''_{do} e T'_d , que não era esperada em princípio.

Por fim, aplicando (5.11) e (5.12) aos dados da Tabela 6.2, somos capazes de obter as indutâncias de interesse, conforme Tabela 6.4:

Tabela 6.4 – Indutâncias de eixo direto para as diferentes replicações

Replicação	L_d [mH]	L'_d [mH]	L''_d [mH]
1	93,30	15,37	11,73
2	93,30	12,47	4,63
3	93,30	12,71	1,81
4	93,30	14,02	11,74

A primeira observação a ser feita a respeito dos quatro diferentes conjuntos de dados diz respeito aos valores assintóticos para altas frequências obtidos nas replicações 2 e 3. Conforme Figura 6.1, sabe-se que o resultado para altas frequências deve apresentar um comportamento assintótico (no caso, convergir para um valor em torno de 10 mH, conforme sugere a Tabela 6.1), condição não satisfeita nessas replicações.

A próxima observação diz respeito aos resultados 1 e 4. Ao calcularmos o erro da curva ajustada, chegamos a valores muito próximos, e inferiores a 10%, o que evidencia que ambos os resultados podem ser tomados como corretos. A título de continuidade do trabalho, tomaremos o resultado da replicação 1 para próximas análises.

Para fins de comparação, compilamos valores de indutâncias da máquina obtidos através de diversos ensaios para obtenção de parâmetros de máquinas síncronas:

- Ensaios de saturação em vazio e de curto-circuito para L_d ;

- Ensaio estático a 60 Hz para L'_d ;
- Ensaio estático a 60 Hz para L''_d ;
- Ensaio de curto-circuito trifásico abrupto para L_d , L'_d e L''_d ;
- Ensaio estático de resposta em frequência para L_d , L'_d e L''_d .

Os ensaios de saturação em vazio e de curto-circuito para L_d , bem como o ensaio estático a 60 Hz para L'_d e o ensaio de curto-circuito trifásico abrupto para L_d , L'_d e L''_d foram realizados conforme metodologias expostas no capítulo 4.

O ensaios estático de resposta em frequência para L_d , L'_d e L''_d , por sua vez, foi executado de acordo com a metodologia proposta neste trabalho e apresentada no capítulo 5.

Finalmente, o valor de L'_d obtido através do ensaio estático a 60 Hz foi obtido por meio de ensaio em uma máquina similar à utilizada neste trabalho, porém com enrolamento amortecedor rompido, conforme podemos visualizar na Figura 6.6.

Figura 6.6 – Máquina com enrolamento amortecedor rompido

Ao rompermos o enrolamento amortecedor, a imposição de uma forma de onda senoidal variante no tempo com frequência de 60 Hz (respeitando o devido alinhamento no eixo direto) não mais excitará o enrolamento amortecedor, mas sim o enrolamento de campo, prevalecendo assim seu efeito na forma da indutância de eixo direto de regime transitório:

Podemos observar a comparação entre os diversos resultados na Tabela 6.5:

Tabela 6.5 – Comparativo entre L_d , L'_d e L''_d

Método	L_d [mH]	L'_d [mH]	L''_d [mH]
Ensaio de Saturação em Aberto e de Curto-Circuito	85,68		
Ensaio Estático a 60 Hz com amortecedor			13,16
Ensaio Estático a 60 Hz sem amortecedor		15,26	
Ensaio de Curto-Circuito Trifásico Abrupto	93,32	16,15	11,83
Ensaio Estático de Resposta em Frequência	93,30	15,37	11,73
Desvio ⁵ .	+8,9%	+0,7%	-10,9%

Lembrando que a indutância de eixo direto em regime permanente (L_d) foi fixada em valor similar ao obtido pelo ensaio de curto-circuito trifásico abrupto, percebe-se que os valores das indutâncias de eixo direto em regime transitório (L'_d) e subtransitório (L''_d) obtidos com o ensaio estático de resposta em frequência se encontram dentro de intervalos razoáveis (+/- aproximadamente 10%) ao compararmos com os métodos consagrados de obtenção desses parâmetros.

⁵ Os desvios foram tomados em relação aos ensaios de saturação em aberto e de curto-circuito para L_d , ensaio estático a 60 Hz sem amortecedor para L'_d e ensaio estático com amortecedor para L''_d .

7. CONCLUSÕES

O trabalho apresentado se ocupou com a proposição de uma metodologia para obtenção de parâmetros de máquinas síncronas por meio de realização de ensaio de resposta em frequência utilizando-se de um inversor de frequência usualmente encontrado no mercado.

Os ensaios de resposta em frequência apresentam uma série de vantagens em relação aos ensaios no domínio do tempo, dentre as quais destacamos a possibilidade de se obterem diversos parâmetros ao mesmo tempo, em mais de uma orientação de eixo, e de não imporem estresses eletromagnéticos às máquinas, por se tratarem de ensaios de resposta a sinais. Como desvantagens principais, podemos destacar a complexidade nos arranjos de ensaios e no tratamento matemático dos dados adquiridos.

Ao contrário da metodologia proposta em norma (IEEE-115, 2009), a metodologia ora apresentada possui a vantagem de prescindir da utilização de equipamentos sofisticados para a injeção de sinais de frequência variável da ordem de milésimos de Hz até centenas de Hz. No caso da metodologia apresentada utiliza-se um inversor de frequência de mercado, com resolução de décimos de Hz até centenas de Hz, o que favorece a reprodução do arranjo devido ao seu baixo custo.

Naturalmente, uma desvantagem se configura ao estudarmos a resposta da máquina a frequências não tão baixas quanto as recomendadas pelas normas. A metodologia proposta exige que se tome valor de indutância de eixo direto em regime permanente (L_d) conhecido. Ademais, a definição de um algoritmo genético munido de condições de contorno colaborou na convergência do resultado.

No entanto, os resultados obtidos nos mostraram que o ensaio estático de resposta em frequência representa uma alternativa viável para obtenção das indutâncias de eixo direto, em regime transitório (L'_d) e subtransitário (L''_d). É de interesse especial a obtenção do valor de L'_d já que, como visto no capítulo 4, não é usual obter esse parâmetro em ensaios consagrados, com exceção do ensaios de curto-circuito abrupto.

7.1. *Desenvolvimentos Futuros*

Recomenda-se a aplicação da metodologia com inversor de frequência também como forma de se obter parâmetros no eixo de quadratura. Outro passo adicional poderia ser desenvolvido, tal como a definição de um método para obtenção das indutâncias *online*, ou seja, realizar o ensaio dinâmico de resposta em frequência na máquina síncrona.

REFERÊNCIAS

ADKINS, B. **The general theory of electrical machines**. London: Chapman and Hall, 1957.

BLONDEL, A. E. **Synchronous motors and converters: theory and methods of calculation and tests**. New York: McGraw-Hill Book Company, 1913.

BORTONI, E. C. **Modelagem de máquinas síncronas de polos salientes empregando técnicas de resposta em frequência**. 1998. Tese (Doutorado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 1998.

BORTONI, E. C. **A standstill frequency response method for large salient pole synchronous machines**. IEEE transactions on energy conversion, New York, v. 19, n. 4, 2004.

CANAY, I. M. **Discrepancies of rotor quantities and exact equivalent diagrams**. IEEE transactions on power apparatus and systems, New York, v. PAS-88, n. 7, 1969.

CANAY, I. M. **Determination of the model parameters of machines from the reactances operators $X_d(p)$, $X_q(p)$** . IEEE transactions on energy conversion, New York, v. 8, n. 2, 1993.

CONCORDIA, C. **Synchronous machines: theory and performance**. London: John Wiley & Sons, 1951.

COULTES, M. E.; WATSON, W. **Synchronous machine models by standstill frequency response tests**. IEEE transactions on power apparatus and systems, New York, v. PAS-100, n. 4, 1981.

DANDENO, P. L. et al. **Supplementary definitions and associated test methods for obtaining parameters for synchronous machine stability study simulations.** IEEE transactions on power apparatus and systems, New York, v. PAS-99, n. 4, 1980.

DANDENO P.L. et al. **Experience with standstill frequency response testing and analysis of salient pole synchronous machines.** IEEE transactions on energy conversion, New York, v. 14, n. 4, 1999.

DE MELLO, F. P.; HANNET L. N.; WILLIS J.R. **Determination of synchronous machine stator and field leakage inductances from standstill frequency response tests.** IEEE transactions on power systems, New York, v. 3, n. 4, 1988.

DOHERTY, R.E.; NICKLE C.A. **Synchronous Machines I - An Extension of Blondel's Two-Reaction Theory.** AIEE transactions, New York, 1926.

FERREIRA, D. W. **Estudo de métodos para a determinação de parâmetros de máquinas síncronas usando o método dos elementos finitos.** 2005. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2005.

HUANG, J. **Online synchronous machine parameter extraction from small-signal injection techniques.** IEEE transactions on energy conversion, New York, v. 14, n. 4, 2009.

HURLEY, J. D.; SCHWENK, H. R. **Standstill frequency response modeling and evaluation by field tests on a 645 MVA turbine generator.** IEEE transactions on power apparatus and systems, New York, v. PAS-100, n. 2, 1981.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 60034-4:** methods for determining synchronous machine quantities from tests. Geneva, 1985.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE 115-2009**: test procedures for synchronous machines. New York, 2010.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE 1100**: guide for synchronous generator modeling practices and applications in power system stability analyses. New York, 1995.

JORDÃO, R. G. **Máquinas Síncronas**. São Paulo: Editora da USP, 1980.

MINNICH, S.H. **Small signals, large signals and saturation in generator modeling**. IEEE transactions on energy conversion, New York, v. EC-1, n. 1, 1986.

MITCHELL, T. **Machine learning**. McGraw-Hill, 1987.

PARK, R. H.; ROBERTSON, B. L. **The reactances of synchronous machines**. AIEE transactions, New York, 1928.

PARK, R. H. **Two-reaction theory of synchronous machines**: generalized method of analysis - part I. AIEE transactions, New York, 1929.

PARK, R. H. **Two-reaction theory of synchronous machines - II**. AIEE transactions, New York, 1933.

PEREIRA, F. H.; PIRES, C. L. NABETA, S. I. **Optimal theoretical placement of rectifier substations on DC traction systems**. IET Electrical Systems in Transportation. Aceito para publicação, 2011.

RANKIN, A.W. **The direct- and quadrature axis equivalent circuits of the synchronous machines**. AIEE transactions, New York, 1945.

SAUNDERS, R. M. **Standstill frequency-response methods and salient-poles machines**. IEEE transactions on energy conversion, New York, v. 14, n. 4, 1999.

TSAI, H. et al. **On-line synchronous machine parameter estimation from small disturbance operating data**. IEEE transactions on energy conversion, New York, v. 10, n. 1, 1995.

WALL, M. **A C++ library of genetic algorithm components**, Mechanical Engineering Department, Massachusetts Institute of Technology, 1996

WALTON, A.; CROFT J. S. **The modelling of synchronous machines**. IEEE proceedings, New York, 1989 (?).

WALTON, A. **A systematic method for the determination of the parameters of synchronous machines from the results of frequency response tests**. IEEE transactions on energy conversion, New York, v. 15, n. 2, 2000.