
DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE MÁQUINAS SÍNCRONAS PELA SIMULAÇÃO POR ELEMENTOS FINITOS DO ENSAIO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Silvio Ikuyo Nabeta, José Roberto Cardoso

LMAG – Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado
PEA – Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
Av. Prof. Luciano Gualberto, tr.3, n° 158 CEP 05508-900 São Paulo
Tel: +55-11-818-5124 Fax: +55-11-818-5719
email: nabeta@pea.usp.br

Albert Foggia, Jean-Louis Coulomb, Gilbert Reyne

LEG – Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Institut National Polytechnique de Grenoble
Tel: +33-4-76-82-62-99 Fax: +33-4-76-82-63-00

RESUMO Este trabalho apresenta a determinação dos parâmetros de uma máquina síncrona de polos salientes através da simulação do Ensaio de Resposta em Frequência (*SSFR – Standstill Frequency Response Testing*) pelo Método dos Elementos Finitos. Os resultados de simulação são comparados aos valores obtidos pelo ensaio de curto-circuito trifásico, ensaio este realizado em tensão reduzida para se observar a condição de linearidade.

Palavras-chaves: Máquinas Síncronas, Elementos Finitos, Ensaio de Resposta em Frequência

ABSTRACT This work presents the determination of the parameters of a salient-pole synchronous machine by a Finite Element simulation of the *SSFR – Standstill Frequency Response Testing*. Computed results are compared with experimental values issued from the symmetric short-circuit test which was carried out in low-voltage in order to assure the linear condition.

Keywords: Synchronous Machine, Finite Element, Standstill Frequency Response Testing

1 INTRODUÇÃO

A determinação dos parâmetros de máquinas síncronas é efetuada, geralmente, através de ensaios, sendo o mais freqüente o ensaio de curto-circuito trifásico.

Todavia, a obtenção precisa dos parâmetros ainda na fase de projeto é uma aspiração, não apenas dos projetistas de máquinas elétricas, mas também dos projetistas dos sistemas e dispositivos associados à máquina.

O conhecimento antecipado dos parâmetros permite todo um estudo antecipado e uma predição de comportamentos, não apenas da máquina isolada, mas também do conjunto onde esta está inserida, conduzindo a um sistema final de maior confiabilidade e custo reduzido.

Nos dias atuais, com a evolução e a disseminação dos meios computacionais, poderosas ferramentas numéricas têm seu uso generalizado, o que torna possível, entre outras, a predisposição precisa de dados, tais como as reatâncias e constantes de tempo de máquinas síncronas, outrora apenas disponíveis através de ensaios dos produtos acabados.

Uma dessas ferramentas é o Método dos Elementos Finitos (MEF) que, aplicada na Engenharia Elétrica, permite determinar grandezas eletromagnéticas em dispositivos e sistemas elétricos.

Neste trabalho utilizaremos o MEF para simular o Ensaio de Resposta em Frequência e determinar os parâmetros, reatâncias e constantes de tempo, de uma máquina síncrona de polos salientes.

Os resultados de simulação serão comparados aos valores obtidos através do Ensaio de Curto-Circuito Trifásico, uma vez que a realização do Ensaio de Resposta em Frequência não foi possível por indisponibilidade de equipamentos.

2 ESTUDO DE MÁQUINAS SÍNCRONAS

O estudo de máquinas síncronas é, normalmente, realizado por meio de um circuito elétrico a parâmetros concentrados.

Um dos modelos mais difundidos advém da Teoria de Park (Adkins e Harley, 1975) na qual as grandezas trifásicas do estator são transformadas e transferidas a um novo sistema de referências, ortogonal e fixo ao rotor, conhecido como eixos D-Q (Direto e Quadratura).

Artigo submetido em 28/01/97
1a. Revisão em 04/09/97; 2a. Revisão em 25/05/98
Aceito sob recomendação do Ed. Cons. Prof.Dr. Edson Watanabe

Assim, para uma máquina com dois enrolamentos amortecedores, um no eixo D e outro no eixo Q, temos a representação mostrada na figura 1.

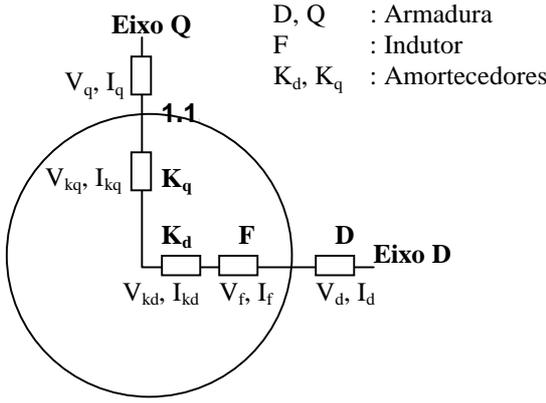


Figura 1: Máquina síncrona com 2 enrolamentos amortecedores

Nessa nova referência, as equações de tensão podem ser escritas como:

$$V_d = -\frac{d\phi_d}{dt} - \phi_q \cdot \omega_r - r_a \cdot i_d \quad (1)$$

$$V_q = -\frac{d\phi_q}{dt} + \phi_d \cdot \omega_r - r_a \cdot i_q \quad (2)$$

$$V_f = r_f \cdot i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (3)$$

$$0 = r_{kd} \cdot i_{kd} + \frac{d\phi_{kd}}{dt} \quad (4)$$

$$0 = r_{kq} \cdot i_{kq} + \frac{d\phi_{kq}}{dt} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_f \\ \phi_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_{af} & M_{akd} \\ \frac{3}{2} M_{af} & L_f & M_{fkd} \\ \frac{3}{2} M_{akd} & M_{fkd} & L_{kd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{kd} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_q \\ \phi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_{akq} \\ \frac{3}{2} M_{akq} & L_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

sendo:

- L : indutância própria;
- M : indutância mútua;
- ϕ : fluxo;
- r : resistência;
- ω_r : velocidade angular do rotor

2.1 Indutâncias Operacionais

Em alguns estudos, o curto-circuito trifásico por exemplo, pode-se considerar que a velocidade angular ω_r do rotor é constante. Nesses casos as equações (1-5) tornam-se lineares a coeficientes constantes e o operador d/dt pode ser substituído pela variável de Laplace p (Adkins e Harley, 1975).

Ainda, eliminando-se as correntes i_f , i_{kd} e i_{kq} das equações (6) e (7) obtém-se:

$$V_d = -p\phi_d - \phi_q \cdot \omega_r - r_a \cdot i_d \quad (8)$$

$$V_q = -p\phi_q + \phi_d \cdot \omega_r - r_a \cdot i_q \quad (9)$$

$$V_f = p\phi_f - r_f \cdot i_f \quad (10)$$

$$0 = p\phi_{kd} + r_{kd} \cdot i_{kd} \quad (11)$$

$$0 = p\phi_{kq} + r_{kq} \cdot i_{kq} \quad (12)$$

$$\phi_d = L_d(p) \cdot i_d + G(p) \cdot V_f \quad (13)$$

$$\phi_q = L_q(p) \cdot i_q \quad (14)$$

nas quais L_d e L_q são as indutâncias operacionais da máquina síncrona e $G(p)$ é uma função de transferência entre o indutor e a armadura.

Suas expressões são da forma:

$$L_d(p) = L_d \cdot \frac{(1 + T_d' p)(1 + T_d'' p)}{(1 + T_{d0}' p)(1 + T_{d0}'' p)} \quad (15)$$

$$L_q(p) = L_q \cdot \frac{(1 + T_q'' p)}{(1 + T_{q0}'' p)} \quad (16)$$

$$G(p) = \frac{M_{af}}{r_f} \cdot \frac{(1 + T_{kd} p)}{(1 + T_{d0}' p)(1 + T_{d0}'' p)} \quad (17)$$

com

T_{d0}' Constante de tempo transitória do eixo direto, armadura em aberto

T_d' Constante de tempo transitória do eixo direto, armadura em curto-circuito

T_{d0}'' Constante de tempo subtransitória do eixo direto, armadura em aberto

T_d'' Constante de tempo transitória do eixo direto, armadura em aberto

T_{q0}'' Constante de tempo transitória do eixo em quadratura, armadura em aberto

T_q'' Constante de tempo transitória do eixo em quadratura, armadura em curto-circuito

T_{kd} Constante de tempo da dispersão do amortecedor do eixo direto

X_d reatância síncrona do eixo direto
 $X_d = 2\pi f \cdot L_d$

X_d' reatância transitória do eixo direto

$$X_d' = X_d \cdot \frac{T_d'}{T_{d0}'} \quad (18)$$

X_d'' reatância subtransitória do eixo direto

$$X_d'' = X_d \cdot \frac{T_d'' \cdot T_{d0}'}{T_{d0}'' \cdot T_{d0}'} \quad (19)$$

X_q reatância síncrona do eixo em quadratura
 $X_q = 2\pi f \cdot L_q$

X_q'' reatância subtransitória do eixo em quadratura

$$X_q'' = X_q \cdot \frac{T_q''}{T_{q0}''} \quad (20)$$

Observa-se, portanto, que a partir das reatâncias operacionais $L_d(p)$ e $L_q(p)$ é possível se obter os parâmetros de interesse de uma máquina síncrona

Observa-se, portanto, que a partir das reatâncias operacionais $L_d(p)$ e $L_q(p)$ é possível se obter os parâmetros de interesse de uma máquina síncrona.

Analisando a expressão (8) de V_d , para o caso particular de rotor parado ($\omega_r=0$) a referida expressão toma a forma:

$$V_d = -p\phi_d - r_a i_d$$

Substituindo ϕ_d pela expressão (13), tem-se:

$$V_d = -pL_d(p) - pG(p)V_f - r_a i_d$$

Supondo que o enrolamento do indutor está em curto-circuito ($V_f=0$) obtém-se:

$$V_d = -pL_d(p) - r_a i_d$$

E, finalmente, a indutância operacional $L_d(p)$ pode ser expressa como uma relação da tensão e da corrente de armadura.

$$L_d(p) = -\frac{V_d/i_d + r_a}{p} \quad (21)$$

A expressão (21) mostra que a indutância operacional pode ser determinada no domínio freqüencial a partir da tensão e da corrente de armadura.

Este é o princípio do Ensaio de Resposta em Freqüência que será apresentado na seção subsequente.

3 ENSAIO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Um dos métodos de determinação dos parâmetros de máquinas síncronas que vem se destacando nos últimos tempos é o Ensaio de Resposta em Freqüência (Coultes e Watson, 1981; Dandeno e Poray, 1981; Canay, 1993).

Esse ensaio se tornou viável graças à evolução dos instrumentos de medida e à melhoria das técnicas de medição (Keyhani, 1992).

As vantagens do método repousam no baixo risco ao qual a máquina fica submetida, inversamente do que ocorre no ensaio de curto-circuito trifásico, e na sua execução com o rotor parado.

As medidas no domínio freqüencial são, entretanto, susceptíveis aos ruídos de harmônicos inerentes em tais casos e que acabam por introduzir uma dispersão acentuada entre os pontos experimentais.

Basicamente, esse ensaio consiste em obter o diagrama de Bode da indutância operacional, em ambos os eixos, através das medidas de tensão e corrente estatóricas numa dada faixa de freqüência.

A figura 2 apresenta, de forma esquemática, a curva de módulo do diagrama de Bode para a indutância operacional $L_d(p)$ com os respectivos parâmetros associados.

Observa-se por esta curva que os polos ($1/T'_{d0}$ e $1/T''_{d0}$) e os zeros ($1/T'_d$ e $1/T''_d$) delimitam as regiões de transição das reatâncias síncrona, transitória e subtransitória.

O ensaio é normalizado pela *IEEE-Std 115* (IEEE-Std 115, 1987) e a figura 3 mostra a configuração recomendada pela mesma.

A indutância operacional do eixo D será obtida por:

$$Z_d(p) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{arm}(p)}{i_{arm}(p)} \quad (22)$$

$$L_d(p) = \frac{Z_d(p) - r_a}{p} \quad (23)$$

sendo:

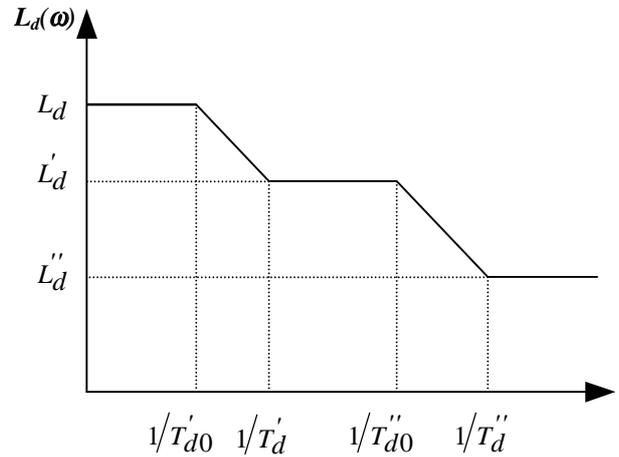


Figura 2: Curva esquemática do módulo de $L_d(\omega)$

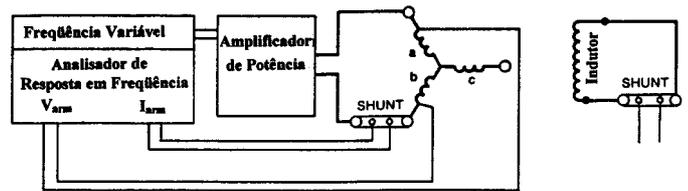


Figura 3: Configuração recomendada pela norma IEEE

$$r_a = \text{resistência da armadura}$$

$$p = j\omega; \text{ na qual } j = \sqrt{-1}$$

A figura 4 mostra uma curva típica de $L_d(p)$, módulo e fase, para um caso com 4 constantes de tempo (IEEE-Std 115, 1987).

Observa-se que, na prática, a curva de módulo se mostra bem diferente da apresentada na figura 2 e o patamar referente à indutância transitória L'_d é praticamente inexistente.

Isso nos leva à utilização de algoritmos de ajustes de curvas para a extração de polos e zeros a partir do diagrama de Bode.

A indutância síncrona L_d é obtida pela extrapolação da curva até a freqüência zero.

As reatâncias transitória e subtransitória são obtidas pelas equações (18) e (19).

Para a indutância operacional $L_q(p)$ os procedimentos são similares aos mencionados.

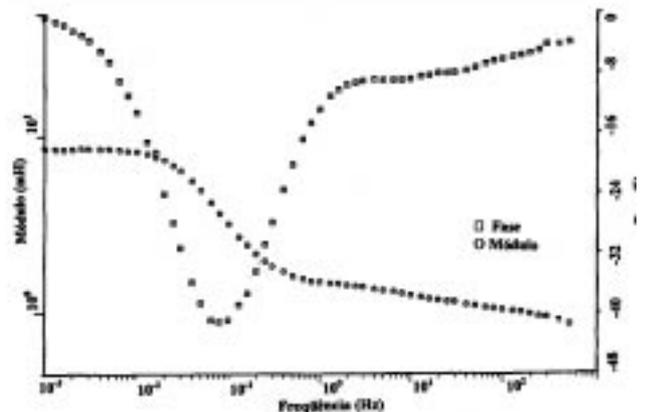


Figura 4: Curva característica de $L_d(p)$

4 MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Os métodos numéricos, em particular o Método dos Elementos Finitos, (MEF) vêm se consolidando como ferramentas poderosas no estudo de máquinas elétricas (Minnich, Chari e Berkery, 1983; Dougherty e Minnich, 1983; Maun e Kamabu, 1988).

Nesta seção apresentaremos os sistemas do MEF para problemas em regime permanente senoidal e uma técnica adicional conhecida como acoplamento de circuitos elétricos.

Por ser muito extensa e não se constituir no objeto principal deste trabalho, a formulação será apresentada de forma sucinta. Maiores detalhes podem ser encontrados em Lombard (1993).

4.1 Formulação Magnetodinâmica

O estudo de problemas eletromagnéticos tem seu ponto de partida nas equações de Maxwell.

Assim, para casos dependentes do tempo, as equações diferenciais que regem o fenômeno são:

Para condutores filiformes

$$\text{rot}(\nu \cdot \text{rot} A) = j \quad (24)$$

Para condutores maciços

$$\text{rot}(\nu \cdot \text{rot} A) + \sigma \left(\frac{dA}{dt} + \text{grad} V \right) = 0 \quad (25)$$

com: A = potencial vetor magnético
 j = vetor densidade de corrente
 V = potencial escalar elétrico
 ν = relutividade magnética
 σ = condutibilidade elétrica

Entendemos como condutor maciço os condutores susceptíveis ao efeito pelicular, efeito esse que não ocorre em condutores filiformes.

Aplicando o MEF às equações (24) e (25) obtemos os seguintes sistemas matriciais, (Lombard, 1993):

Para condutores filiformes:

$$[S][A] = [C][I] \quad (26)$$

Para condutores maciços:

$$[S][A] + \frac{d[A]}{dt} = [C][\Delta V] \quad (27)$$

Nota-se pela equação (26) que os condutores filiformes são alimentados por fontes de corrente enquanto que a maioria dos dispositivos eletromecânicos são alimentados por fontes de tensão.

A necessidade de se ter uma formulação geral que contemplasse tanto condutores filiformes como os maciços e, ainda, permitisse a alimentação por fonte de tensão fez com que se desenvolvesse a técnica de acoplamento de circuitos elétricos, que é descrito a seguir.

4.2 Acoplamento de Circuitos Elétricos

Esta técnica se baseia na associação das equações de Kirchhoff ao sistema oriundo do MEF.

Além de permitir a alimentação em tensão para os condutores filiformes, esta técnica permite acoplar à análise componentes externos tais como resistores e indutores.

Para se entender o princípio deste acoplamento, analisemos inicialmente o indutor representado na figura 5a na qual estão representados o núcleo ferromagnético e os dois lados da bobina que envolve uma das colunas do indutor.

Admitindo-se que esta bobina é alimentada por uma fonte de tensão E , o circuito correspondente é o apresentado na figura 5b, no qual R_{ext} e L_{ext} representam a resistência e a indutância de cabeça de bobina.

Realizando a análise de Kirchhoff neste circuito, obtemos a expressão:

$$E = \Delta V_1 + \Delta V_2 + R_{ext} \cdot I + L_{ext} \cdot \frac{dI}{dt} \quad (28)$$

Para o acoplamento desta equação com o sistema matricial (26) correspondente aos condutores filiformes resta relacionar as tensões ΔV com a corrente I .

Esta relação vem da lei de Ohm expressa por:

$$-\sigma \cdot \text{grad} V = j + \sigma \cdot \frac{dA}{dt} \quad (29)$$

Aplicando o MEF na expressão (29), obtemos o sistema

matricial:

$$[\Delta V] = [R][I] + [C] \cdot \frac{d[A]}{dt} \quad (30)$$

Para se considerar ainda os condutores maciços na análise, é preciso combinar a equação (27) às equações (26), (28) e (30).

De acordo com Lombard (Lombard, 1993) esse sistema global, incluindo os condutores filiformes e maciços, e as equações de Kirchhoff resulta:

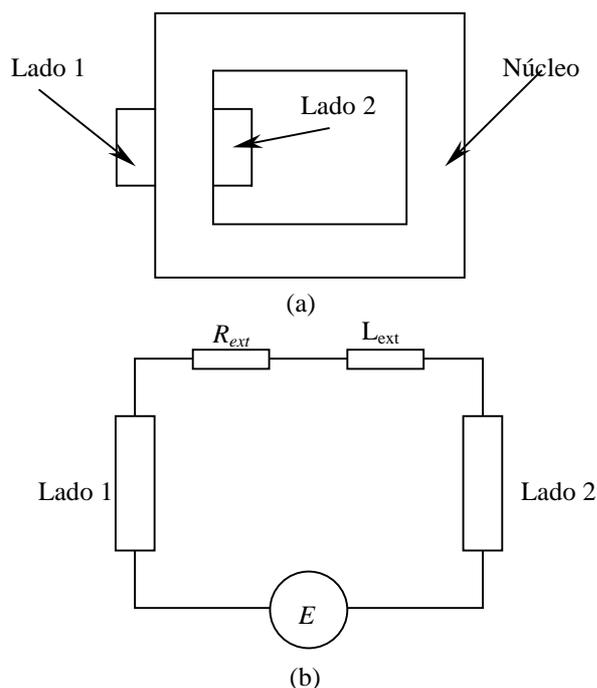


Figura 5: Acoplamentos de circuitos elétricos ao MEF

$$\begin{bmatrix} [\mathbf{S}] + j[\mathbf{G}] & -[\mathbf{C}] & -[\mathbf{C}'][\mathbf{D}']^T \\ -[\mathbf{C}]^T & +[\frac{\mathbf{R}^{-1}}{j}] & -[\frac{\mathbf{D}}{j}]^T \\ -[\mathbf{D}'][\mathbf{C}']^T & -[\frac{\mathbf{D}}{j}] & -[\frac{\mathbf{Z}_m}{j}] - [\mathbf{L}_m] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\mathbf{A}] \\ [\mathbf{V}] \\ [\mathbf{I}_m] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [0] \\ [-\frac{E_m}{j\omega}] \end{bmatrix} \quad (31)$$

com:

$$S_{ij} = L \iint_{\Omega} v \cdot \text{grad} \alpha_i \cdot \text{grad} \alpha_j \, d\Omega$$

$$G_{ij} = L \iint_{\Omega} \sigma \alpha_i \alpha_j \, d\Omega$$

$$C'_i = L \iint_{\Omega} \sigma \alpha_i \cdot d\Omega$$

$$R_k = \frac{L}{\iint_{\Omega_k} \sigma \, dS_k}$$

$$C_i = \left(\frac{N_s \cdot L}{S_k} \right) \iint_{\Omega} \alpha_i \, d\Omega$$

$[D]$ e $[D']$ são matrizes que indicam os sentidos das correntes I_m nas malhas

$[I_m]$ é o vetor de corrente de malhas

$[Z_m]$ é a matriz de resistências externas

$[L_m]$ é a matriz de indutâncias externas

$[\Delta V]$ é o vetor de queda de tensão nos condutores

$[E_m]$ é o vetor das fontes de tensão nas malhas

L é o comprimento dos condutores

α_i e α_j são funções de forma

5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Neste trabalho apenas os parâmetros do eixo D foram determinados.

A simulação numérica do SSFR foi realizada através do programa de elementos finitos FLUX2D (1994) na sua formulação bidimensional, em regime permanente senoidal, linear e acoplado com circuitos elétricos.

O circuito elétrico utilizado neste trabalho é apresentado na figura 6. As impedâncias Z_i representam as impedâncias de cabeça de bobina de cada enrolamento.

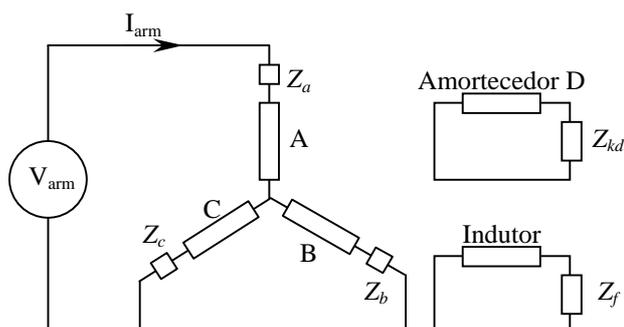


Figura 6: circuito elétrico utilizado

A máquina síncrona analisada tem as seguintes características: 3 KVA; 220 V; 60 Hz; 4 polos salientes.

A característica particular dessa máquina é o fato dos amortecedores serem bobinados e, por isso, não serem susceptíveis ao efeito pelicular das correntes induzidas.

Desta forma, torna-se possível a utilização de um modelo a 4 constantes de tempo para o eixo D, como aquele representado pela equação (15).

Máquinas síncronas com amortecedores a barras maciças podem ser representadas por uma indutância operacional a 6 constantes de tempo, como proposto por Nabeta *et alii* (1995).

A geometria utilizada na simulação para este trabalho é mostrada na figura 7.

A indutância no eixo D foi calculada numa faixa de frequência

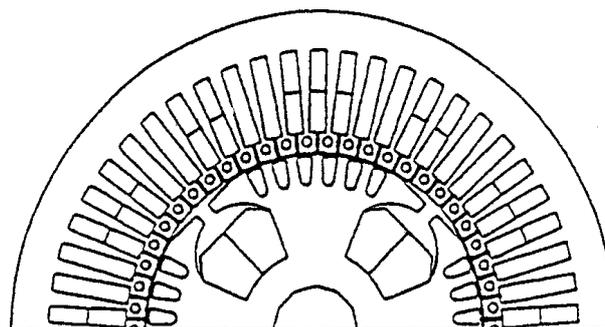


Figura 7: Geometria da máquina síncrona

de 1mHz a 400 Hz pelas seguintes expressões.

$$Z_d(j\omega) = \frac{4}{3} \cdot \frac{V_{arm}(j\omega)}{i_{arm}(j\omega)} \quad (32)$$

$$L_d(p) = \frac{Z_d(j\omega) - r_a}{j\omega} \quad (33)$$

6 RESULTADOS

O diagrama de Bode obtido através dos dados da simulação é mostrado na figura 8.

Através do pacote computacional MATRIX_x (1992) fez-se o ajuste de curvas com um modelo a 4 constantes de tempo.

Extraindo-se os polos e zeros dessa curva ajustada obteve-se as 4 constantes de tempo, como mostradas na tabela 1(a).

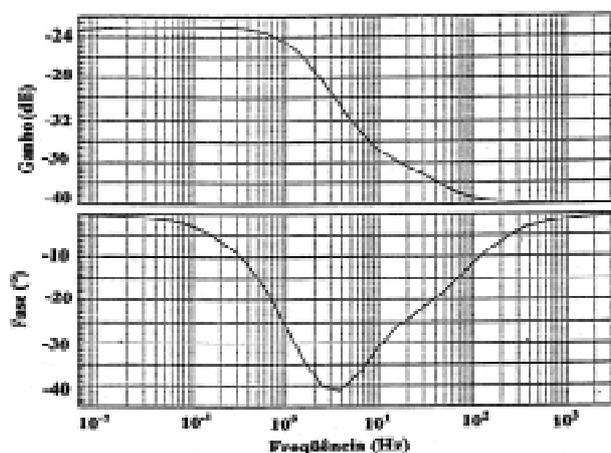


Figura 8: Diagrama de Bode de $L_d(p)$

Extrapolando-se a curva de módulo para $\omega=0$ e utilizando as relações (18) e (19) obteve-se as reatâncias, síncrona, transitória e subtransitória, respectivamente, como apresentadas na tabela 1(b).

Os resultados de simulação foram comparados com valores experimentais obtidos do ensaio de curto-circuito trifásico, o qual foi realizado em tensão reduzida, observando-se assim a condição de linearidade para a determinação dos parâmetros, principalmente de X_d .

Tabela 1(a): Comparação das constantes de tempo

Constantes	T'_{d0}	T'_d	T''_{d0}	T'''_d
Método	(s)	(s)	(s)	(s)
Simulação SSFR	0,68	0,15	0,033	0,021
Ensaio de curto-circuito	-----	0,12	-----	0,019

Tabela 1(b): Comparação das constantes de tempo

Reatâncias	X_d	X'_d	X''_d
Método	(Ω)	(Ω)	(Ω)
Simulação SSFR	22,16	5,00	3,19
Ensaio de curto-circuito	20,73	4,99	3,16

As simulações foram executadas em estações de trabalho HP série 700 e para cada frequência o tempo de processamento foi de 15 minutos.

No total, foram realizadas 48 simulações.

7 CONCLUSÕES

A simulação do Ensaio de Resposta em Frequência com rotor parado (SSFR) foi realizada através do Método dos Elementos Finitos.

Os valores das reatâncias e das constantes de tempo obtidas pela simulação apresentaram boa conformidade com os valores extraídos do ensaio de curto-circuito.

Os resultados mostram que é possível se obter os parâmetros de máquinas síncronas, na fase de projeto, com aceitável precisão pelo método proposto.

Esse resultado mostra ainda que uma função de transferência a 4 constantes de tempo é suficiente para a representação de $L_d(p)$ da máquina em questão. Isso significa que, quando da proposição do circuito elétrico para o eixo D, apenas um ramo é o suficiente para se representar o enrolamento amortecedor.

Convém salientar que o cálculo de $L_d(p)$ pela expressão (21) é sensível ao valor da resistência de armadura r_a que, geralmente, é bem baixo.

Portanto, um especial cuidado deve ser dispensado na determinação dessa resistência antes da sua consideração nos cálculos posteriores.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo suporte financeiro durante a elaboração deste trabalho.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Adkins, B. E Harley, R.G. (1975) *The General Theory of Alternating Current Machines*. Chapman & Hall, London.
- Canay, I.M. (1993) Determination of the model parameters of machines from the reactance operators $X_d(p)$, $X_q(p)$ (evaluation of standstill frequency response test), *IEEE-Transactions on Energy Conversion*, vol.8, n° 2, pp. 272-279.
- Coultes, W. E Watson, W. (1981) Synchronous machine models by standstill frequency response test, *IEEE-Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.100, n° 4, pp. 1480-1489.
- Dandeno, P.L. E Poray, A.T. (1981) Development of detailed turbogenerator equivalent circuits from standstill frequency response measurements, *IEEE-Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.100, n° 4, pp. 1646-1655.
- Dougherty, J. W. E Minnich, S. H. (1983) Operational inductances of turbine generators; test data versus finite element method, *IEEE-Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, n° 10, pp. 3393-3404.
- FLUX2D (1994) Finite element Software for electromagnetic Applications, version 7.11, Cedrat (CEE) Magsoft (USA)
- IEEE-Std 115 (1987) Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing.
- Keyhani, A. (1992) Synchronous machine parameter identification, *IEE-Electric Machines and PowerSystems*, n° 20, pp. 45-69.
- Lombard, P. E Meunier, G. (1993) A General purpose method for electric and magnetic combined problems for 2D axisymmetric and transient systems, *IEEE-Transactions on Magnetics*, vol.29, n° 2, pp. 1737-1740.
- MATRIX_x (1992) Core version, 3.0, Integrated Systems Inc.
- Maun, J. C. E Kamabu, T. (1988) Results of turbine generator modelling by the finite element method, *Proceedings ICEM-88*, Pisa, Italy, pp. 281-285.
- Minnich, S. H.; Chari, M. V. K. E Berkery, J. F. (1993) Operational inductances of turbine generators by finite elements method, *IEEE-Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS 112, n° 1, pp. 20-27.
- Nabeta, S. I.; Cardoso, J. R.; Foggia, A.; Coulomb, J. L.; Reyne, G. (1995) Determinação dos parâmetros transitórios de máquinas síncronas pelo método dos elementos finitos considerando o efeito pelicular nas barras amortecedoras, *Anais do XIII SNPTEE-Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, Camboriú.