

DETERMINACION DE PARAMETROS DE CIRCUITOS EQUIVALENTES DE LA MAQUINA DE INDUCCION MEDIANTE UN METODO DE RESPUESTA DE FRECUENCIA.

LEON PIEDRA, RAUL E.
UNIVERSIDAD DE CUENCA.

RESUMEN

La creciente utilización de, cada vez motores de inducción de mayores capacidades, obliga a que se empleen modelos de mayor exactitud que el modelo convencional. Esto permite incluir, principalmente el efecto de la distribución no uniforme de las corrientes inducidas en las barras del rotor. En modelos de mayor complejidad, los parámetros son obtenidos mediante las pruebas convencionales o variaciones de éstos.

Este trabajo presenta el resultado de una investigación dirigida a determinar los parámetros de modelos complejos de la máquina de inducción, mediante un método de respuesta de frecuencia. Se ha probado que el método tiene un gran futuro, pero que se requiere mayor investigación para recomendar su aplicación.

INTRODUCCION

En la actualidad, los motores de inducción son más utilizados en la industria, y no es raro encontrar motores de hasta 10 Mw. Durante el arranque y otras operaciones severas, el motor de inducción consume corrientes elevadas, produce caídas de voltaje, torques oscilatorios, e incluso armónicos. Es así que es importante modelar a la máquina de inducción, en forma adecuada, para predecir tales fenómenos.

Es conocido que el circuito equivalente convencional del motor de inducción, con un único circuito rotórico, es capaz de simular características de operación tales como corrientes, deslizamiento, factor de potencia, y eficiencia en un rango que va desde 25 % hasta 125 % de plena carga. Sin embargo, algunos investigadores [1,2] han puntualizado la necesidad de una representación más detallada para incluir los efectos de la distribución no uniforme de la corriente en las barras rotóricas. Por lo tanto, es necesaria una representación más compleja, no solo para análisis en régimen permanente sino, también, para régimen transitorio.

Para cumplir con este objetivo, diferentes circuitos complejos han sido desarrollados [3-5] durante los últimos años. Los parámetros de estos circuitos son normalmente obtenidos de las pruebas convencionales, las cuales involucran varias aproximaciones. De aquí que existe la necesidad para desarrollar nuevos métodos para evaluar los parámetros de circuitos equivalentes complejos del motor de inducción.

En años recientes, varias investigaciones se han realizado tendientes a desarrollar métodos para determinar los parámetros de los circuitos equivalentes de la máquina síncrona. De estas investigaciones, un método que emplea respuesta de frecuencia con la máquina sin movimiento [7-9] ha sido desarrollado. Este concepto es utilizado en el método desarrollado y presentado en este trabajo.

BASE TEORICA

El método de respuesta de frecuencia con la máquina sin movimiento, es una prueba que permite determinar los parámetros de los circuitos

equivalentes de la máquina síncrona y de inducción, basado en las funciones de transferencia de la máquina. Debido a que en estos métodos se aplican valores reducidos de voltaje, los niveles de flujos magnéticos establecidos en la máquina son, también, bajos; esto implica que los efectos de saturación son despreciados.

Para establecer la base teórica, el circuito equivalente convencional del motor de inducción será utilizado (figura 1) para obtener la función de transferencia.

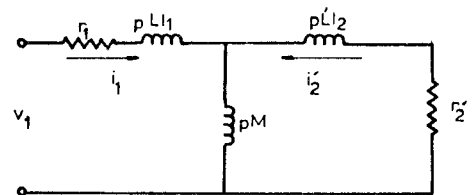


Fig. 1.- Representación convencional del motor de inducción. Condición considerada: $s = 1$.

Las siguientes ecuaciones, en por unidad, pueden ser derivadas para este circuito:

$$v_1 = r_1 i_1 + \frac{p}{\omega b} \dot{\psi}_1 \quad (1)$$

$$v_2 = r_2 i_2 + \frac{p}{\omega b} \dot{\psi}_2 \quad (2)$$

donde, $p=d/dt$, ωb es la velocidad base, y

$$\psi_1 = (L_{l1} + M) i_1 + M i_2 \quad (3)$$

$$\psi_2 = M i_1 + (L_{l2} + M) i_2 \quad (4)$$

donde están considerados, tanto las variables como los parámetros del rotor, referidos al estator.

Usando la transformada de Laplace, las expresiones anteriores quedan,

$$V_1 = r_1 I_1 + \frac{s}{\omega b} \psi_1 \quad (5)$$

$$0 = V_2 = r_2 I_2 + \frac{s}{\omega b} \psi_2 \quad (6)$$

$$\psi_1 = (L_{l1} + M) I_1 + M I_2 \quad (7)$$

$$\psi_2 = M I_1 + (L_{l2} + M) I_2 \quad (8)$$

Las ecuaciones (6), (7) y (8) pueden ser resueltas simultáneamente para I_1 , lo que da,

$$I_1 = \frac{\psi_2 (1+sT_{d1})}{(L_{l1} + M)(1+sT_{n1})} \quad (9)$$

donde T_{n1} y T_{d1} son constantes de tiempo en segundos, definidas por las siguientes expresiones:

$$T_{n1} = \frac{L_{l2} + M}{\omega b r_2} - \frac{\frac{M^2}{(L_{l1} + M)}}{\omega b r_2} \quad (10)$$

$$T_{d1} = \frac{L_{1e} + M}{\omega b r_e} \quad (11)$$

Considerando que la inductancia propia del estator puede ser definida como $L_{11} = L_{l1} + M$, la expresión (9) puede ser resuelta para ψ_1 .

$$\psi_1 = L_{11} \frac{1 + sT_{n1}}{1 + sT_{d1}} \quad (12)$$

De esta expresión, la inductancia operacional puede ser definida como,

$$L(s) = L_{11} \frac{1 + sT_{n1}}{1 + sT_{d1}} \quad (13)$$

lo que permite escribir,

$$\psi_1 = L(s) I_1 \quad (14)$$

Sustituyendo (14) en (5), la siguiente ecuación es obtenida:

$$V_1 = [r_1 + \frac{s}{\omega b} L(s)] I_1 \quad (15)$$

De la ecuación anterior, la inductancia operacional puede ser obtenida de la siguiente forma:

$$L(s) = \omega b \frac{Z(s) - r_1}{s} \quad (16)$$

donde, $Z(s)$ es la impedancia operacional, definida como la relación entre el voltaje y la corriente.

Las expresiones anteriores representan la base para la aplicación del método de respuesta de frecuencia, para la determinación de los parámetros de la máquina de inducción. Así, de la prueba de respuesta de frecuencia se determina la impedancia operacional. Conociendo la resistencia del estator los valores de la inductancia operacional pueden ser evaluados. Debido a que la inductancia operacional es función de las constantes de tiempo, y éstas de los parámetros del circuito equivalente, un sistema de ecuaciones puede ser conformado para que permita calcular las constantes. Las constantes de tiempo pueden ser evaluados mediante cualquier método de ajuste.

DERIVACION DE LOS MODELOS

A continuación se indica un procedimiento general para la determinación de los parámetros de circuitos equivalentes de la máquina de inducción de las mediciones de respuesta de frecuencia. El procedimiento es luego aplicado a los datos obtenidos de un circuito equivalente cuyos parámetros son conocidos.

Se debe indicar que no fue posible realizar las mediciones por cuanto no se disponía de un método adecuado para generar las ondas senoidales de baja frecuencia (0.001 Hz - 20 Hz); es así que se tuvo que recurrir a una simulación para obtener los datos de respuesta de frecuencia. El circuito equivalente utilizado para esta simulación fue tomado de la referencia [4] y es mostrado en la figura 2; los parámetros se dan en el apéndice.

El procedimiento para evaluar los parámetros se explica fácilmente utilizando el diagrama de flujo mostrado en la figura 3. El primer bloque representa los datos de respuesta de frecuencia de la máquina obtenidas con deslizamiento unitario. Estos puntos corresponden a la medición del voltaje, corriente y ángulo de defasamiento en terminales cuando la máquina está siendo alimentada con

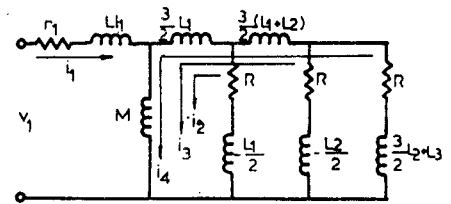


Fig. 2.- Modelo 3: circuito equivalente por fase de la máquina de inducción.

ondas senoidales de frecuencia variable; se recomiendan frecuencias desde 0.001 Hz. Con los valores medidos se obtiene la impedancia operacional de la máquina. Para pasar al segundo bloque es necesario conocer la resistencia estática. Esta puede ser medida mediante métodos convencionales o puede ser calculada de los datos de respuesta de frecuencia cuando se grafica la parte real y se extrapola a frecuencia cero. Aplicando (16) se obtiene la inductancia operacional que corresponde a los datos de entrada para el programa de ajuste de curvas que determina los coeficientes de la función de transferencia. La técnica utilizada en esta investigación es debida a Sanathan y Koerner^[10] y se basa en un proceso iterativo para minimizar el error cuadrático. El programa computacional fue desarrollado por Ontario Hydro. Una vez conocidos los coeficientes se resuelve el sistema de ecuaciones no lineales, que relacionan los parámetros con la función de transferencia.

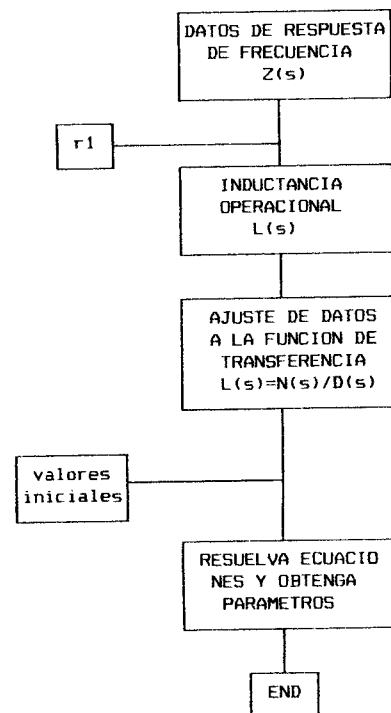


Fig. 3.- Diagrama de flujo para calcular los circuitos equivalentes de datos de respuesta de frecuencia con deslizamiento 1.

APLICACION

Para demostrar la factibilidad del método se realizaron dos aplicaciones. La primera obtiene los parámetros del circuito equivalente mostrado en la figura 2. La segunda determina los parámetros del circuito mostrado en la figura 4. Ambos modelos representan a la máquina cuyos datos convencionales se indican en el apéndice. Se recuerda que los da-

tos de respuesta de frecuencia fueron simulados y no medidos.

Los modelos utilizados pueden considerarse de tercer y segundo orden debido al grado de los polinomios de las funciones de transferencia.

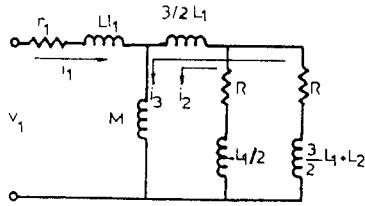


Fig. 4.- Modelo 2: circuito equivalente por fase de la máquina de inducción.

Las expresiones para la inductancia operacional y las relaciones entre los coeficientes y los parámetros del modelo 3 se indican debajo.

$$L(s) = L_{11} \frac{1 + s T_{n1} + s^2 T_{n2} + s^3 T_{n3}}{1 + s T_{d1} + s^2 T_{d2} + s^3 T_{d3}} \quad (17)$$

$$L_{11} = L_{11} + M \quad (18)$$

$$T_{d1} = \frac{7L_1 + 4L_2 + L_3 + 3M}{\omega b R} \quad (19)$$

$$T_{d2} = \frac{1}{\omega b R^2} [(3/2)L_1^2 + (3/4)L_2^2 + L_3(4L_1 + L_2 + 2M) + 7L_1L_2 + M(5L_2 + 2L_1)] \quad (20)$$

$$T_{d3} = \frac{1}{\omega b R^3} [M(3/4)L_2^2 + L_1L_2 + L_1L_3 + L_2L_3 + (3/4)L_1[L_2^2 + L_1L_2 + L_1L_3 + (4/3)L_2L_3]] \quad (21)$$

$$T_{n1} = T_{d1} - \frac{3M^2}{\omega b R L_{11}} \quad (22)$$

$$T_{n2} = T_{d2} - \frac{M^2(2L_1 + 5L_2 + 2L_3)}{\omega b R^2 L_{11}} \quad (23)$$

$$T_{n3} = T_{d3} - \frac{M^2[L_1L_2 + L_1L_3 + (3/4)L_2^2 + L_2L_3]}{\omega b R^3 L_{11}} \quad (24)$$

Las relaciones correspondientes para el modelo 2 se indican a continuación.

$$L(s) = L_{11} \frac{1 + s T_{n1} + s^2 T_{n2}}{1 + s T_{d1} + s^2 T_{d2}} \quad (25)$$

$$L_{11} = L_{11} + M \quad (26)$$

$$T_{d1} = \frac{4L_1 + L_2 + 2M}{\omega b R} \quad (27)$$

$$T_{d2} = \frac{(3/4)L_1^2 + L_1L_2 + L_1M + L_2M}{\omega b R^2} \quad (28)$$

$$T_{n1} = T_{d1} - \frac{2M^2}{\omega b R L_{11}} \quad (29)$$

$$T_{n2} = T_{d2} - \frac{M^2(L_1 + L_2)}{\omega b R^2 L_{11}} \quad (30)$$

En estas expresiones, las constantes de tiempo están expresadas en segundos y los parámetros de los circuitos en por unidad.

En el caso del modelo 3, los parámetros a hallarse son L_{11} , L_1 , L_2 , L_3 , M , y R , es decir, seis, mientras que en el modelo dos las incógnitas son las mismas excepto L_3 . Se puede observar que para el primer caso se tiene una ecuación más que incógnitas lo que obviamente produce un problema. Para resolver tal situación, varias combinaciones de las ecuaciones fueron resueltas tratando de encontrar el grupo apropiado. De estos resultados se pudo observar que la constante de tiempo T_{n3} es la más pequeña. Esto significa que cierto error puede ser aceptado si dicha constante de tiempo no es considerada en el grupo de ecuaciones. Posteriormente este razonamiento fue comprobado y se puede recomendar que en estos casos, la ecuación que corresponde a la constante de tiempo más pequeña no sea considerada.

Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 5, 6, 7, y 8. Estas comparan los datos experimentales de respuesta de frecuencia con los reproducidos al usar los parámetros del circuito equivalente. Adicionalmente, el torque eléctrico debido a los modelos 2 y 3 son comparados con el debido al modelo convencional y se indican en la figura 9.

Las figuras 5 y 6 corresponden al modelo 3. La figura 5 muestra las curvas de la magnitud de la inductancia operacional versus la frecuencia; la figura 6 muestra el ángulo de fase de la inductancia operacional versus frecuencia. En forma similar, las figuras 7 y 8 indican la magnitud y ángulo de la inductancia operacional, respectivamente, versus frecuencia para el modelo 2.

Estas figuras demuestran que ambos modelos pueden reproducir los datos experimentales con un excelente grado de exactitud. Sin embargo, debe notarse que fue necesario incluir 145 puntos de datos experimentales; esta situación puede no ser la real cuando se realice una medición experimental. Es así que estos resultados pueden tomarse como un caso ideal, y algunas inexactitudes deben esperarse de estos modelos.

Los resultados mostrados en las figuras indican que el método de respuesta de frecuencia con deslizamiento unitario es adecuado y que permite la determinación de los parámetros de circuitos equivalentes complejos de la máquina de inducción. La figura 9 muestra que las tres representaciones dan resultados similares para valores bajos de deslizamiento; sin embargo, las representaciones complejas dan valores más grandes para los torques de arranque y máximo (breakdown) que la representación convencional. Obviamente esto no implica que un modelo es mejor que el otro; para determinar ello hubiese sido necesario realizar una serie de experimentos para medir diferentes cantidades tales como, torque eléctrico, potencia de entrada, etc. y compararlos con los obtenidos de las simulaciones.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El trabajo presentado establece la base teórica del método de respuesta de frecuencia con la máquina sin movimiento para la determinación de los parámetros de los circuitos equivalentes de la máquina de inducción. Se ha demostrado que el método es independiente del modelo escogido para representar a la máquina. La única restricción es que los datos de respuesta de frecuencia tienen que ser consistentes con las ecuaciones del modelo, de otra forma exactitud puede perderse.

Las ventajas del método son: facilidad de implementación; utilización de niveles bajos de potencia y voltaje, así no existe riesgo de daños al perso-

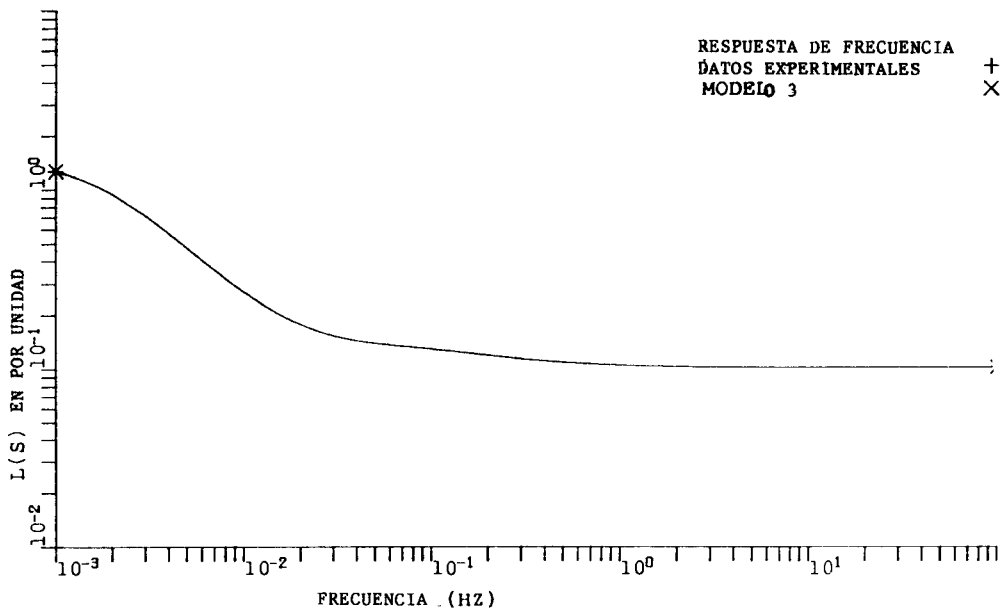


Fig. 5.- Modelo 3: Magnitud de la inductancia operacional vs. frecuencia.

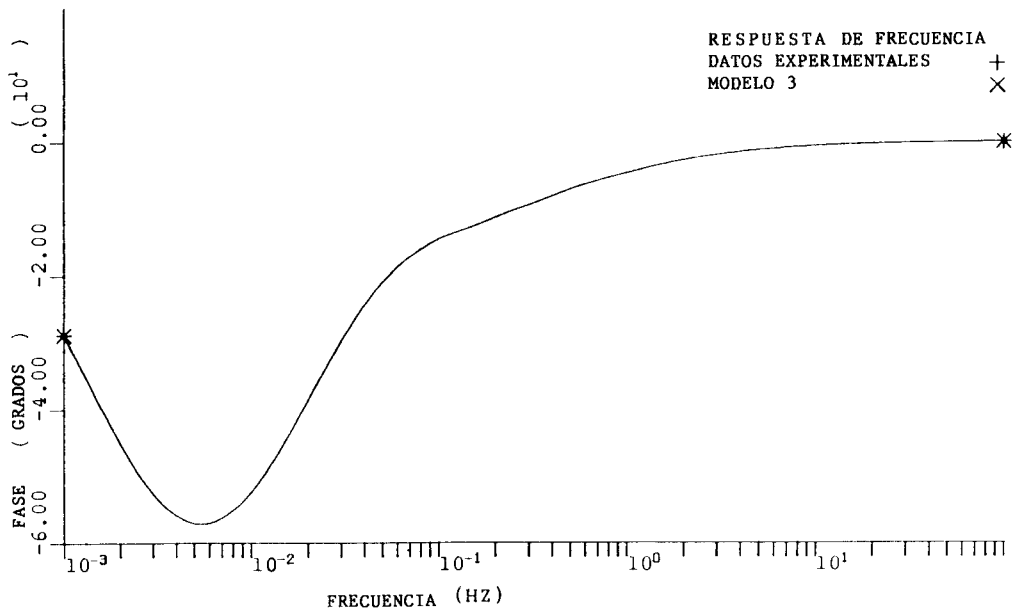


Fig. 6.- Modelo 3: Angulo de fase de la inductancia operacional vs. frecuencia.

nal o a la máquina. Sin embargo, y debido a los bajos niveles de voltaje, se establecen bajos niveles de flujos magnéticos y, por consiguiente, la saturación no es tomada en cuenta.

De los resultados presentados, el modelo 3 parece representar más adecuadamente a la máquina. Al menos este modelo mejor reproduce la respuesta de frecuencia. Sin embargo, este solo resultado no asegura que el modelo 3 pueda actualmente ser una representación adecuada sea sobre el rango normal de deslizamiento o durante operación transitoria. Como una conclusión general, puede manifestarse que el método tiene ciertas ventajas pero se requiere mayor investigación para verificar su utilidad. Es así que las siguientes recomendaciones son de orden:

- 1) Proceder a realizar la parte experimental para la obtención de los datos de respuesta de frecuencia y analizar el efecto del número de datos.
- 2) Analizar mecanismos que permitan la inclusión de los efectos de saturación.
- 3) Seleccionar un grupo de motores de inducción de diferente construcción para que su funcionamiento sea simulado con diferentes modelos y contrastado con las mediciones. Los resultados podrían dirigirse a la recomendación de un modelo.

APENDICE

Los datos de la máquina de inducción utilizada en esta investigación fueron tomados de la referencia [4] y se detallan a continuación: (todos los valores están expresados en por unidad)

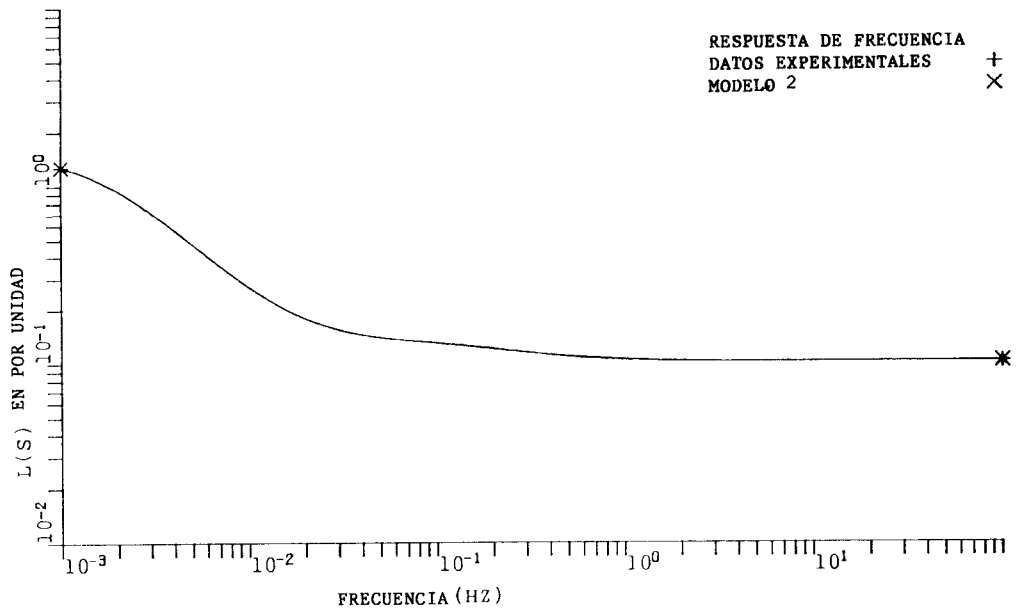


Fig. 7.- Modelo 2: Magnitud de la inductancia operacional vs. frecuencia.

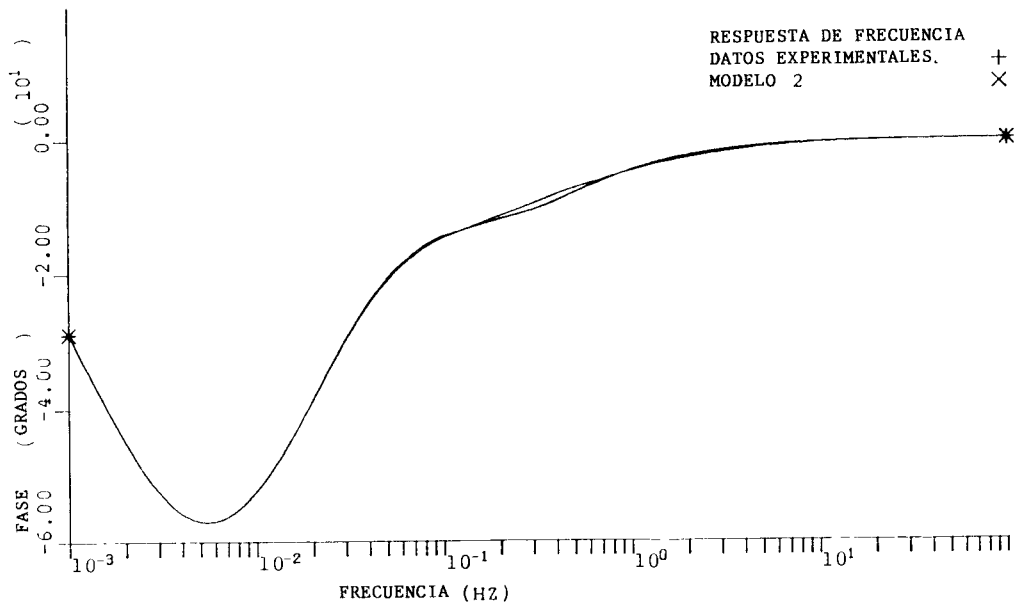


Fig. 8.- Modelo 2: Angulo de fase de la inductancia operacional vs. frecuencia.

Parámetros del circuito convencional:

$r_1 = 0.023$
 $L_{11} = L_{12} = 0.1045$
 $M = 1.4$
 $r_2 = 0.014$

Parámetros del modelo 3, utilizados para simular la respuesta de frecuencia:

$r_1 = 0.023$
 $L_{11} = 0.0915$
 $M = 1.4$
 $L_2 = 0.011833$
 $L_3 = 0.01560$
 $L_3 = 0.02289$
 $R = 0.0434$

A continuación se indican los parámetros derivados del método de respuesta de frecuencia descrito.

PARAMETROS DERIVADOS

Parámetro	Modelo 2	Modelo 3
r_1	0.023	0.023
L_{11}	0.0789746	0.0915021
M	1.4120397	1.3999996
L_1	0.0281561	0.0118319
L_2	0.0137780	0.0156022
L_3	----	0.0228830
R	0.0294627	0.0434001

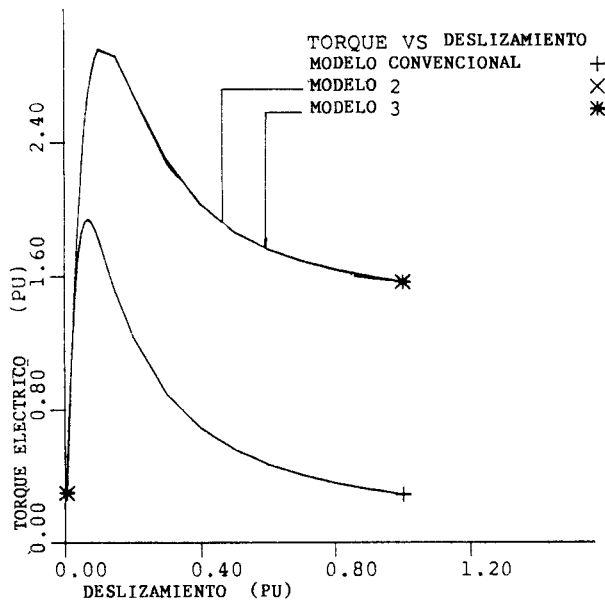


Fig. 9.- Torque eléctrico.

REFERENCIAS

[1] Dell'Aquila, A.; Salvatore, L.; y Savino, M. A new test method for determination of induction motor efficiency. IEEE Trans. PAS-103, Octubre-1984: 2961-2973.

[2] Waters, S. y Wylloughby, R.D. Modelling induction motors for systems studies. IEEE Trans. on Industry Applications IA-19, Sept/Oct. 1983: 875-878.

[3] Andria, G.; Dell'Aquila, A.; Salvatore, L.; y Savino, M. Improvement in modeling and testing of induction motors. IEEE paper B6SM48B-1 presentado al IEEE/PES 1986 Summer Meeting, Ciudad de México, México.

[4] Creer, W. H.; Novotny, D. W.; y Lipo, T. A. Determination of equivalent circuits for induction machines with skin effect using terminal characteristics. Electric Machines and Power Systems. Vol. 10, 1985: 379-394.

[5] Klingshirn, E. A. y Jordan, H. E. Simulation of polyphase induction machines with deep rotor bars. IEEE Trans. PAS-89, Julio/Agosto, 1970: 1038-1043.

[6] ANSI/IEEE. IEEE Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. ANSI/IEEE Std. 112-1978, 1978.

[7] Watson, W. y Manchur, G. Synchronous machine operational impedances from low voltage measurements at the stator terminals. IEEE Trans. PAS-93, Mayo/Junio, 1974: 777-784.

[8] Umans, S. D.; Mallick, J. A.; y Wilson, G. L. Modeling of solid rotor turbogenerators. Parts I y II. IEEE Trans. PAS-97, Enero/Febrero, 1978: 269-291.

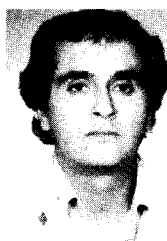
[9] Dandeno, P. L.; y Poray, A. T. Development of detailed turbogenerator equivalent circuits from standstill frequency response measure-

ments. IEEE Trans. PAS-100, Abril 1981: 1480 - 1489.

[10] Sanathan, C. K. y Koerner, J. Transfer function synthesis as ratio of two complex polynomials. IEEE Trans. on Automatic Control. AC-8, N° 1, Enero 1963: 56-58.

[11] León Piedra, R. Determination of induction machine equivalent circuits by using a standstill frequency response test. Master thesis, Iowa State University, Ames, Iowa. Mayo, 1987.

BIOGRAFIA



LEON PIEDRA RAUL: Nació en Cuenca el 25 de Enero de 1955. Obtuvo el título de Ingeniero Eléctrico en la Universidad de Cuenca en 1979. En Mayo de 1987 obtiene el título de Master en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica, otorgado por Iowa State University, Ames, Iowa, EE.UU.. Desde 1978 hasta la presente fecha es profesor de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Cuenca. Actualmente es Jefe del Laboratorio de Máquinas Eléctricas; Presidente del Colegio de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos del Azuay.