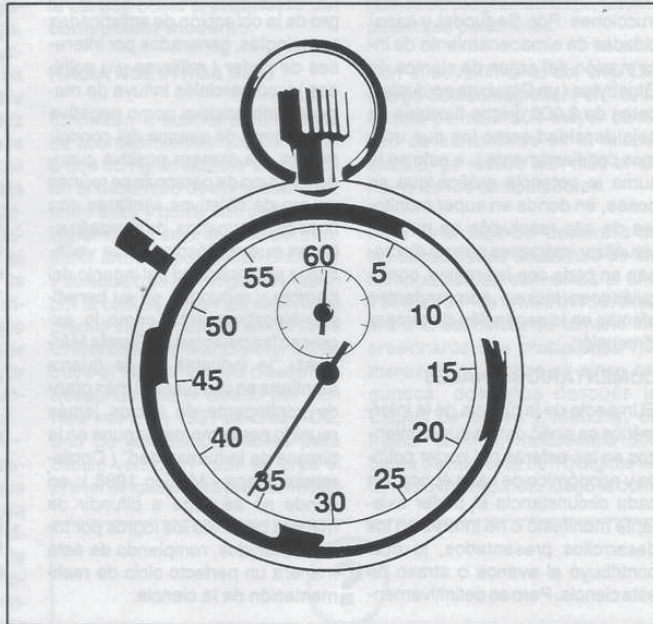


Rendimiento del motor de inducción polifásico conectado a una fuente no senoidal de voltaje

Ponencia presentada en la Conferencia Latinoamericana del Instituto de Ingenieros en Electricidad y Electrónica, IEEE, LATIN CON' 92, Santiago - Chile, Agosto 1992.



Resumen

A consecuencia, por una parte, de los esfuerzos dirigidos a la generalización de la teoría y, por otra parte, al reconocimiento de numerosos beneficios prácticos, comenzando los años sesenta se puede experimentar un mayor interés de la bibliografía, en dirección a las máquinas asincrónicas polifásicas. El objetivo establecido en este artículo es analizar cómo influye el acortamiento de paso del devanado del estator y su correspondiente número de fases, en las

48
.....

□ Patiño M. Jorge E., Ph.D.
Profesor Asociado
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad del Valle
Cali - Colombia

pérdidas del bobinado, cuando el motor de inducción polifásico de rotor en cortocircuito es conectado desde un inversor simple de voltaje (voltage source inverter with variable d.c. link voltage VVI.) y, con el conocimiento de ello, efectuar propuestas respecto a la configuración del devanado polifásico de m fases.

1. Introducción

Durante el análisis de los devanados polifásicos el artículo se limita a aquellos tipos denominados de semi-m fases, sabiendo que existe diferencia, entre el número de fases magnéticas m del devanado (phase-belt currents) y, el número de fases m_k del sistema de voltajes aplicado. El modelo lineal de la máquina asincrónica sirve de apoyo al estudio realizado, es decir, no toma en cuenta los fenómenos de saturación.

El efecto resultante de la alimentación no senoidal se obtiene con la superposición de los efectos de los armónicos de voltaje. Para cada uno de todos los armónicos temporales se establece un circuito equivalente, el cual se forma de la conexión en serie de los circuitos armónicos sencillos equivalentes, pertenecientes a los armónicos de fuerza magnetomotriz correspondientes al armónico temporal en cuestión.

En el cálculo de los parámetros del modelo, se ocupa brevemente con el problema de la dispersión y el fenómeno del desplazamiento de la corriente. Los valores de base corresponden a los datos de un motor comercial de potencia nominal $P = 2,8 \text{ KW}$, 4 polos, 36 ranuras en el estator y 30 en el rotor para una frecuencia de 50 Hz.

Configuraciones de los devanados analizados:

1. Semi-6 fases, paso de devanado $Y1=7$ (distancia polar $T_p=9$)
2. Semi-6, $Y1=9$
3. Semi-18, $Y1=7$
4. Semi-18, $Y1=5$
5. Semi-18, $Y1=9$

Las diferentes configuraciones de los devanados se han dispuesto para valores del armónico fundamental de voltaje, tales que, el flujo armónico fundamental permanece constante. Como base de confrontación se suministran las curvas calculadas de rendimiento, correspondientes a los cinco casos señalados anteriormente. Estas curvas no incluyen las pérdidas en el hierro, las de fricción y las de ventilación; por esta razón ellas ponen en evidencia el papel de las pérdidas en el devanado y, para el caso dado, esto representa más una ventaja que desventaja. Según los resultados de los cálculos, la 5. configuración anterior tiene un

mejor rendimiento que el resto de las otras. Finalmente se presentan las consideraciones teóricas que fundamentan la generalización de las conclusiones anotadas.

2. Parámetros del Modelo Seleccionado

$$P_n = 2,8 \text{ Kw} \quad U_n = 3 \times 380/220 \text{ V.} \quad f = 50 \text{ Hz.} \\ 2p = 4 \quad \eta_n = 85\% \quad \cos \phi_n = 0,85$$

Número de ranuras del estator y del rotor: $Z1 = 36$; $Z2 = 30$

Paso del devanado: $Y1 = 7$.

Parámetros determinados por cálculo y estimación: Resistencia y reactancia de dispersión de ranura y del bobinado, por fase, del estator:

$$R_s = 2 \Omega; \quad X_{sr} = 1,38 \Omega; \quad X_{sb} = 0,787 \Omega$$

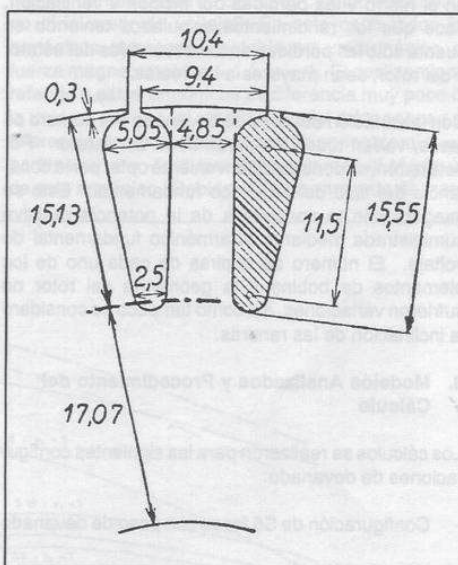


Fig. 1 Dimensiones de las ranuras y dientes del rotor.

Parámetros de la "jaula" del rotor:

Resistencia de la barra, resistencia del anillo y reactancia de dispersión de ranura:

$$R_r = 1,01 \times 10^{-4} \Omega;$$

$$R_{ra} = 0,752 \times 10^{-4} \Omega;$$

$$X_{rr} = 2,08 \times 10^{-4} \Omega$$

Reactancia de campo principal para los armónicos fundamentales:

$$X_{m1} = 81 \Omega$$

Relación de impedancias de estator y rotor:

$$a_s = 4 \text{ mN}_1^2 / Z2 = 2,08 \times 10^4$$

Las dimensiones de las ranuras del rotor se muestran en la figura 1., según [1, figura 65B]. Para el Cálculo del fenómeno de desplazamiento de la corriente se consideraron paralelas las paredes de la ranura, con una altura de 1,5 cm. La resistencia específica de la jaula de aluminio fue considerada, también de acuerdo a [1].:

$$\rho = 0,04 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$$

El hecho de no haber tomado en cuenta las pérdidas en el hierro y las pérdidas por fricción y ventilación, hace que los rendimientos calculados teniendo en cuenta sólo las pérdidas en los devanados del estator y del rotor, sean mayores a los reales.

Con la variación del paso de devanado y el número de fases, varían todos los parámetros del estator. Por esta razón, se consideró conveniente optar por la constancia del flujo del armónico fundamental. Esto se asegura con la constancia de la potencia reactiva suministrada mediante el armónico fundamental de voltaje. El número de espiras de cada uno de los elementos de bobina y la geometría del rotor no sufrieron variaciones, así como tampoco se consideró la inclinación de las ranuras.

3. Modelos Analizados y Procedimiento del Cálculo

Los cálculos se realizaron para las siguientes configuraciones de devanado:

- Configuración de S6 fases con paso de devanado

$$Y1 = 7 \text{ y } Y1 = 9$$

- Configuración de S18 fases con paso de devanado

$$Y1 = 5; Y1 = 7 \text{ y } Y1 = 9.$$

Como $Tp = 9$, entonces $Y1 = 9$ corresponde al devanado de paso polar. El programa de computador toma en consideración los armónicos temporales en una zona de $1 < h < 19$, y a los armónicos de fuerza magnetomotriz en una zona de $-108 < v < 108$. Con este programa se calcularon los siguientes valores:

- La reactancia de magnetización $X_{m,v}$, la resistencia del rotor $R_{r,v}$, la reactancia de dispersión de ranura $X_{r,v}$, la reactancia de dispersión del entrehierro $X_{g,v}$ y el deslizamiento S_{v} para cada máquina armónica. Debido al fenómeno de desplazamiento de la corriente, la resistencia de las barras del rotor se aumenta mientras la reactancia de dispersión de ranura se disminuye, fue necesario calcular, según [1, pág.197], los valores de los factores de desplazamiento de la corriente Kx y Kr en función de la frecuencia. Con los valores obtenidos se corrigieron la resistencia y la parte variable de la reactancia de dispersión de ranura.

- La impedancia resultante de las máquinas armónicas conectadas en serie y, con este valor, la corriente armónica I_h y la potencia armónica de la red P_h , pertenecientes al voltaje armónico U_h .

- Las pérdidas en el bobinado del rotor y la potencia mecánica, de cada una de las máquinas armónicas.

- Totalizó las pérdidas en el bobinado y las potencias mecánicas, del rotor, producidas por cada uno de los armónicos espaciales correspondientes al armónico temporal seleccionado. También calculó el valor efectivo de la corriente resultante del estator y sus correspondientes pérdidas en el bobinado, de acuerdo con la frecuencia y deslizamiento seleccionado. Realizando los cálculos anteriores se obtuvieron los siguientes datos:

La potencia eléctrica total

La potencia mecánica resultante

Las pérdidas resultantes en el bobinado del rotor

Las pérdidas en el bobinado del estator.

Para todas las configuraciones analizadas del estator, se tomó el voltaje suministrado por el inversor simple de voltaje trifásico, del cual se muestra su forma de onda en la figura 2.

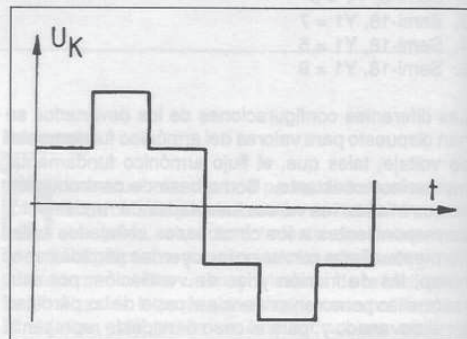


Fig. 2 Onda de Voltaje de fase suministrada por el inversor simple de voltaje.

4. Evaluación de los Resultados Obtenidos

El rendimiento resultante, restringido a las pérdidas en el bobinado, fue calculado de la siguiente expresión:

$$\rho = \frac{P_2}{P_2 + P_{t1} + P_{t2}} = \frac{P_2}{P_1} \quad (1)$$

Donde: P_2 = Potencia mecánica del motor
 P_{t1}, P_{t2} = Potencia disipada en el bobinado del estator y del rotor.
 P_1 = Potencia eléctrica tomada de la red de alimentación.

Como la expresión anterior sólo contiene las pérdidas que varían con la carga, de las curvas de rendimiento que se muestran en la figura 3., se puede observar, que avanzando desde los valores mayores de potencia mecánica hacia los valores menores, al principio, se manifiesta una tendencia de fuerte mejoría del rendimiento; luego, en la zona donde $P_2 \rightarrow 0$, las curvas caen a cero en forma abrupta.

De las curvas de rendimiento se puede deducir, que con el aumento del número de fases, se mejora razonablemente el rendimiento, siendo más favorable el devanado de paso polar en comparación al de paso acortado.

El efecto debido al número de fases del estator y al paso del devanado sobre las pérdidas del motor, y por consiguiente, sobre su rendimiento, se pueden estudiar con base en las figuras 4, 5, 6, 7, y 8, las que corresponden al diagrama equivalente al motor. Todos los diagramas están referidos al 5. armónico del voltaje de alimentación. La selección de este armónico está justificada, ya que en la forma de onda del voltaje suministrado por el inversor simple trifásico, el 5. armónico es el de mayor amplitud y de menor frecuencia dentro de los armónicos superiores, y por consiguiente juega un papel dominante en este estudio.

El voltaje "total" inducido U_1 corresponde a los armónicos de fuerza magnetomotriz en la zona de $-108 < v < 108$.

Con el ánimo de ilustrar, un poco más, sobre la información contenida en las figuras anteriores, veamos de las figuras 4. y 5., ¿cuáles son los puntos débiles del devanado de S6-fases cuando es conectado al inversor de voltaje?. En este caso todos los armónicos temporales establecen un armónico de fuerza magnetomotriz $v = 1$ ó $v = -1$. El deslizamiento referido a estos armónicos se diferencia muy poco de la unidad, por eso, el rendimiento del rotor apenas se diferencia de cero. Para el armónico temporal $h = 5$ pertenece $v = -1$, lo que daña aún más el efecto útil de este armónico. Debido al funcionamiento de motor

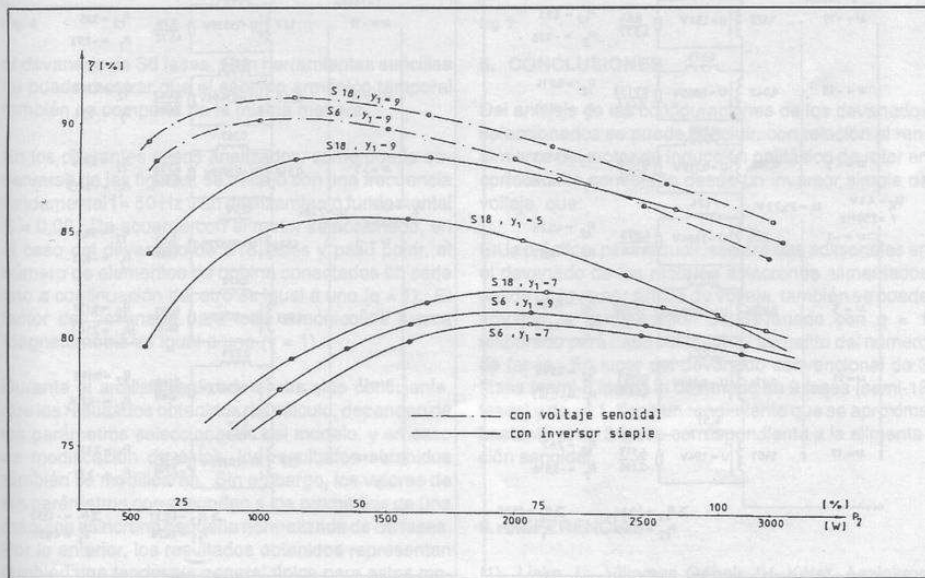


Fig. 3 Curvas de rendimiento de las configuraciones de los devanados analizados.

frenado no sólo se producen pérdidas en el devanado del rotor, sino que también, se transforma en pérdidas la potencia del eje del motor. La suma de estas pérdidas, en el funcionamiento analizado, es de 46,6 vatios, lo que para una potencia útil de 2880 vatios, aproximadamente, representa el 1,6%. Para el armónico $h = 5$, en total, hay una potencia mecánica de $P_2 = -15,5$ vatios y una potencia eléctrica tomada de la red de $P_1 = 51,29$ vatios, es decir, corresponde a una potencia disipada de 66,8 vatios, lo que significa que toda ella pasará a sumarse como pérdidas. Vale la pena destacar que las dos terceras partes, aproximadamente, del total de pérdidas, es ocasionada por el armónico espacial de orden $v = -1$.

En nuestro caso el armónico de fuerza magnetomotriz de orden $v = 5$, considerado el armónico fundamental, no alcanza a llegar a una potencia mecánica ni siquiera de 0,1 vatios. Esto es ocasionado por el acortamiento de paso.

En el caso del paso polar, figura 5, la potencia mecánica del 5. armónico, también es insignificante, pero en relación al caso anterior, aumentó en 25 veces aproxi-

madamente. Las pérdidas ahora son un poco menores al caso anterior. El devanado de S18 fases y paso polar,, figura 6., presenta un cambio sustancial de la situación anterior. Este cambio se puede explicar, muy bien, con el factor de dispersión del entrehierro. Con los datos de la figura:

$$\sigma\delta(5) = \frac{U_1 - U_{15}}{U_{15}} 100 = \frac{10,144 - 8,074}{8,074} 100 = 25,6\%$$

Este valor aún sigue siendo muy grande, sin embargo, y sin equívoco, el armónico $v = 5$ juega un papel dominante en relación a los otros armónicos, y mal que bien, establece una potencia mecánica para funcionamiento motor. Lo anterior, también se manifiesta en el rendimiento del 54,3%, para el armónico temporal de orden $h = 5$.

Entonces, en el caso del devanado de paso polar de S18 fases, el quinto armónico temporal toma parte en la conversión de energía, contrario a lo que sucede con

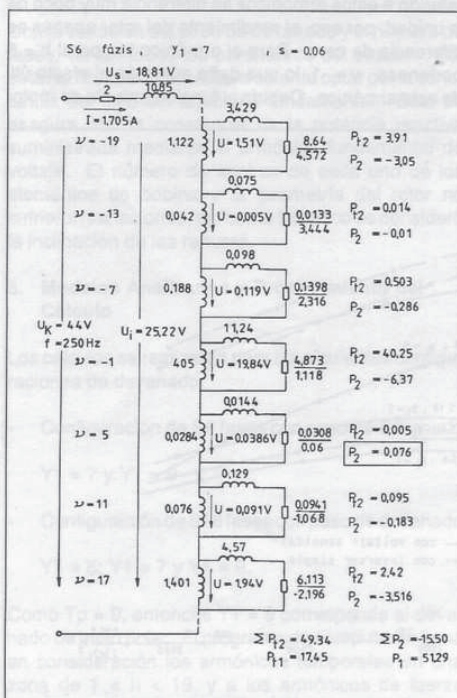


Fig. 4

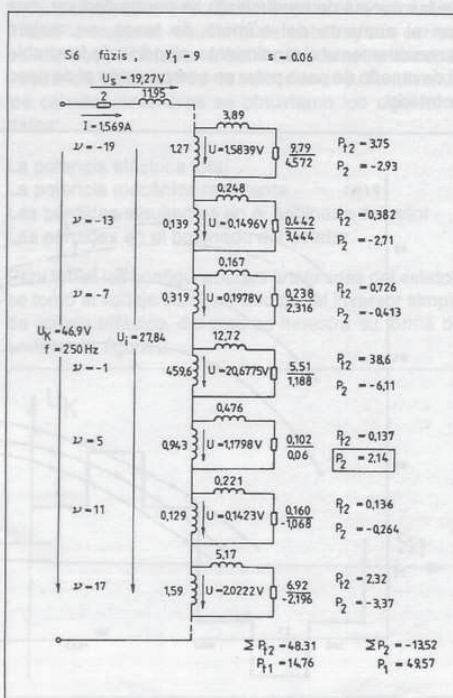


Fig. 5

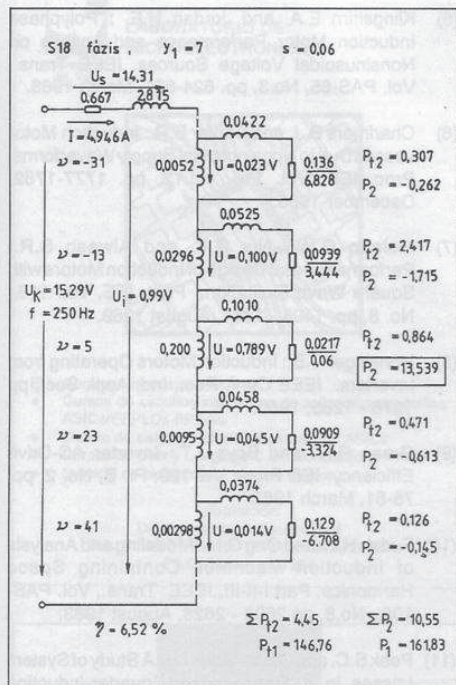


Fig. 6

el devanado de S6 fases. Con herramientas sencillas se puede mostrar que el séptimo armónico temporal también se comporta de la misma manera.

En los diferentes casos analizados, como puede observarse de las figuras, se trabajó con una frecuencia fundamental $f = 50 Hz$ y un deslizamiento fundamental $S = 0,06$. De acuerdo con el motor seleccionado, en el caso del devanado de S18 fases y paso polar, el número de elementos de bobina conectados en serie uno a continuación del otro es igual a uno ($q = 1$). El factor del devanado para todo armónico de fuerza magnetomotriz es igual a uno ($v = 1$).

Durante el análisis realizado se ha sido consciente, que los resultados obtenidos del cálculo, dependen de los parámetros seleccionados del modelo, y en caso de modificación de éstos, los resultados obtenidos también se modificarán. Sin embargo, los valores de los parámetros corresponden a los promedios de una máquina asincrónica pequeña normalizada de S6 fases. Por lo anterior, los resultados obtenidos representan también una tendencia general típica para estos modelos normalizados.

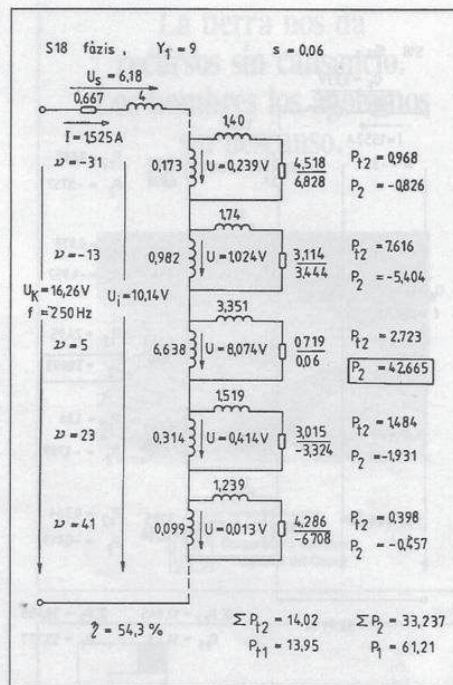


Fig. 7

5. CONCLUSIONES

Del análisis de las configuraciones de los devanados seleccionados se puede concluir, con relación al rendimiento del motor de inducción polifásico de rotor en cortocircuito conectado desde un inversor simple de voltaje, que:

En la práctica, para reducir las pérdidas adicionales en el devanado de los motores asincrónicos alimentados desde un inversor simple de voltaje, también se puede emplear la configuración de devanado con $q = 1$ elaborado para paso polar con el aumento del número de fases. En lugar del devanado convencional de 3 fases (semi-6 fases) el devanado de 9 fases (semi-18 fases) y de $\alpha = 1$, tiene un rendimiento que se aproxima bastante al de 3 fases correspondiente a la alimentación senoidal.

6. REFERENCIAS

- (1) Liska J.: Villamos Gépek, IV. Kötet, Aszinkron Gépek. Tankönyvkiadó, Budapest, 1968.

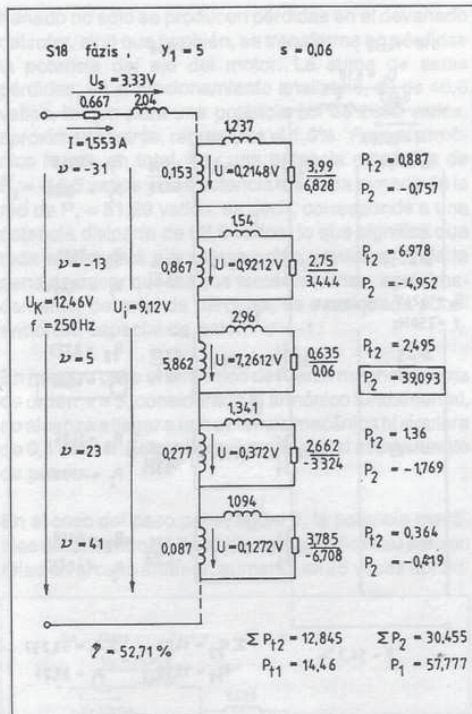


Fig. 8

- (2) Heller B. and Hamata V.: Harmonic Field Effects in Induction Machines. Elsevier Scientific, 1977.
- (3) Klingshirn E.A.: High Phase Order Induction Motors, Part I - II, IEEE Trans., Vol. PAS-102, No.1, pp. 47-59, January 1983.
- (4) Dagenais G.: The Computation of FIML Estimates as Iterative Generalized least Squares Estimates, Econometrica, Vol. 46, No. 6, pp.1351, November 1978.

- (5) Klingshirn E.A. and Jordan H.E.: Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources. IEEE Trans., Vol. PAS-85, No.3, pp. 624-631, March 1968.
- (6) Charlmers B.J. and Sarkar B.R.: Induction Motor Losses Due to Nonsinusoidal Supply Waveforms. Proc. IEE, Vol. 115, No.12, pp. 1777-1782, December 1986.
- (7) Mclean G.W., Nix G.F. and Alwash S.R.: Performance and Design of Induction Motors with Square Wave Excitation. Proc. IEE, Vol. 116, No. 8, pp. 1405 - 1411, August 1969.
- (8) Honsinger V.B.: Induction Motors Operating from Inverters. IEEE Conf. Rec., Ind. Appl. Soc., pp 1276 - 1285, 1980.
- (9) Green R.M. and Boys J.T.: Inverter AC-Drive Efficiency. IEE Proc., Vol 129, Pt. B, No. 2, pp. 75-81, March 1982.
- (10) Fudeh H.R. and Ong C.M.: Modeling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics. Part I-II-III, IEEE Trans., Vol. PAS-102, No.8, pp 2608 - 2628, August 1983.
- (11) Peak S.C. and Oldenkamp J.L.: A Study of System Losses in a Transistorized Inverter-induction Motor Drive System. IEEE Trans., Vol. IA-21, No.1, pp. 248 - 258, January/February 1985.

- (12) Bajza L.: Szimmetrikus szerkezetű, m/n fázisú aszinkron gépek áramkörti modellje a gerjesztési harmonikusok figyelembevételével. Elektrotechnika 79, 10. sz, pp. 369-375, Budapest 1986.