



Instituto Superior Minero Metalúrgico de Mocha
Dr. Antonio Núñez Jiménez
Facultad Metalurgia-Electromecánica

Tesis en opción al título de Master en Electromecánica

*Título: "Efectos de los Armónicos y la Asimetría
en la eficiencia del motor de inducción"*

Autor: Ing. Rolando Noa Furones

Tutor: M.Sc. Ignacio Romero Rueda.



Instituto Superior Minero Metalúrgico de Moa
Dr. Antonio Núñez Jiménez
Facultad Metalurgia-Electromecánica

Tesis en opción al título de Master en Electromecánica

*Título: "Efectos de los Armónicos y la Asimetría
en la eficiencia del motor de inducción"*

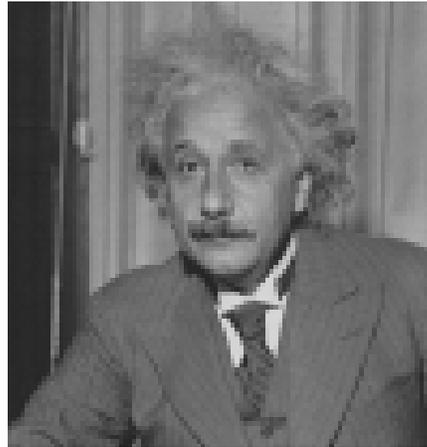
Autor: Ing. Rolando Noa Furones

Tutor: M.Sc. Ignacio Romero Rueda.

Moa 2010



Pensamiento:



“La mayoría de las ideas fundamentales de la ciencia son esencialmente sencillas y, por regla general pueden ser expresadas en un lenguaje comprensible para todos”.

Albert Einstein



Dedicatoria

El curso de una vida es un continuo transitar por diversas etapas.

La escuela de la Experiencia me ha permitido éxitos en mi vida profesional por que solo en ella he podido lograr retos muy difíciles, y aprender de ella para mostrar y enseñar a lo demás. Dejando mis pequeñas hazañas como ingeniero eléctrico y entrando a navegar en el universo de los maestrantes dando lo mejor de mi para que con mi ejemplo mis hijos, familia y amigos logren alcanzar metas más difíciles que estas.

Dedico mi logros alcanzados en esta carrera, a mi maravillosa madre Milagro del Pilar Furones Hernández, hermanos aquí y allá, a mis maravillosos hijos, a mi esposa Ailen de la Vara Matos y muy especial a mi amigo y hermano Orlis E. Torres Breff quien supo inspirarme y apoyarme desde siempre a continuar avanzando en esta grandiosa carrera.



Agradecimientos

Agradezco infinitamente la ayuda y valiosa contribución que me ha brindado mi tutor y amigo Ignacio Romero Rueda (Nacho), además de estar agradecido del colectivo de profesores del departamento y aquellos que de una forma u otra aportaron su conocimiento y entregaron lo mejor de si a mi carrera.

A mi madre quien ha sido para ejemplo de constancia, dedicación y sacrificios, a mis hermanos y mi esposa por su amor y apoyo incondicional.

A una amiga y compañera de trabajo, Yudelis Duran quien con su exigencia y seguimiento contribuyo al avance de este nuevo peldaño de mi carrera profesional.

A todos aquellos que sin ánimo de herir susceptibilidades no he mencionado y que me han brindado su ayuda desinteresada y han posibilitado el logro de mis anhelos y aspiraciones.

Sin más, a todos.

Muchas Gracias.

Rolando Noa Furones

Resumen

El trabajo comprende la obtención de modelos del motor de inducción adaptado a las condiciones de asimetría y contenido de armónico en la onda de tensión que alimenta el motor. Se demuestra que existen parámetros que reflejan las variaciones que ocurren en el circuito equivalente en presencia de armónicos y que afectan la eficiencia del motor, de igual forma, cuando existe la asimetría existen fenómenos asociados al funcionamiento, como el efecto pelicular, que no se pueden despreciar. Por último se determina la eficiencia en presencia de asimetría y deformación de la onda, lo cual complica el análisis matemático y empeora el funcionamiento del motor.

Summary

This work cover the obtention of models of induction motors adapted to assimetry conditions and harmonic contents in the tension wave that feed to motor. It is showed that there are parameters reflecting the variations in the equivalent circuit in harmonic presence and its effect over the motor behaviour, the same as in the existente of assimetry there are fenomenas associated to working, as pelicular effect that can not be unestimated. As last, the working in presence of assimetry and wave deformation is analysed, all of that become more complex the mathematical analysis and worst the functioning of the motor.

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
TABLA DE CONTENIDO	1
INTRODUCCIÓN GENERAL	4
CAPÍTULO I: MARCO TEÓRICO CONCEPTUAL	8
Introducción	8
I.1. Funcionamiento del motor para las tensiones asimétricas	8
I.1.1. Influencia de la asimetría en la magnitud e impedancia del motor de inducción	12
I.1.2. Momento electromagnético del motor de inducción	16
I.2. Armónicos en motores de Inducción	17
I.2.1. Descripción de los armónicos	18
I.2.2. Distorsión armónica total	19
I.2.3. Armónicas temporales en la máquina de inducción	20
I.2.4. Sistema armónico de orden “h”	21
I.2.5. Consideraciones sobre el circuito equivalente del motor de inducción en presencia de armónicos.....	25
I.2.6. Efecto de los armónicos en los motores.....	28
I.3. Consideraciones sobre las diferentes pérdidas.....	32
I.3.1. Pérdidas en el núcleo	33
I.3.2. Pérdidas mecánicas	36
I.3.3. Pérdidas en los devanados	37
I.3.4. Pérdidas adicionales	39
I.3.5. Pérdidas totales	41
I.4. Análisis de la no sinusoidalidad en presencia de asimetría.....	42

CAPÍTULO II METODOLOGÍA Y PARTE EXPERIMENTAL	43
Introducción	43
II.1. Generalidades acerca de las magnitudes eléctricas no sinusoidales	43
II.1.1. Transformada Rápida de Fourier (FFT)	45
II.2. Comportamiento del motor de inducción ante alimentación no sinusoidal. Caso de estudio.	46
II.3. Variación de los parámetros del circuito equivalente del motor de inducción considerando o no el efecto pelicular en presencia de armónicos	49
II.3.1. Armónicos sin efecto pelicular	49
II.3.2. Armónicos con efecto pelicular	51
II.4. Influencia del contenido de armónicos en la eficiencia del motor	52
II.5. Consideración del efecto pelicular en la eficiencia de motor de inducción en presencia de armónicos	56
II.6. Influencia de la asimetría en la eficiencia del motor de inducción.	59
II.6.1. Pérdidas con efecto pelicular sin presencia de asimetría.	60
II.6.2. Pérdidas con asimetría leve y efecto pelicular	60
II.6.3. Pérdidas con asimetría fuerte y efecto pelicular	63
II.7. Presencia de armónicos y asimetría en el motor de inducción	68
CAPÍTULO III ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS	69
Introducción	69
III.1. Análisis de la influencia de la presencia de armónicos en las pérdidas y en la eficiencia del motor de inducción	69
III.1.1. Análisis de la influencia de la presencia de armónicos en las pérdidas y en la eficiencia del motor de inducción, teniendo en cuenta el efecto pelicular	69
III.1.2. Análisis de la influencia de la presencia de armónicos en las pérdidas y eficiencia sin tener en cuenta el efecto pelicular.	70
III.2. Análisis de la variación de voltaje definido por NEMA	72
III.2.1. Análisis de la influencia de la asimetría en las pérdidas y en la eficiencia del funcionamiento del motor de inducción	74
III.3. Análisis del efecto combinado de la asimetría y armónicos	76

CONCLUSIONES GENERALES	78
RECOMENDACIONES	79
BIBLIOGRAFÍA	80
ANEXOS	

Introducción General

La máquina de inducción es, sin lugar a dudas, la máquina más utilizada en los Accionamientos industriales. Esta máquina fue inventada por Tesla a finales del siglo pasado, y demostró las ventajas de los sistemas de corriente alterna con respecto a los sistemas de corriente continua. Desde ese momento y hasta el presente, la sencillez, robustez y reducido costo han hecho insustituible el uso masivo de esta máquina en la industria. El Motor de Inducción en los sistemas eléctricos de potencia está constantemente sometido a variaciones de tensión, debido al uso de cargas no lineales conectadas al sistema, tales como: fuentes de alimentación electromecánicas, variadores de velocidad, etc. Estas cargas no lineales cambian la naturaleza de la onda sinusoidal de la corriente de alimentación (y consecuentemente la caída de voltaje), de lo que resulta un flujo de corrientes armónicas. La presencia de armónicos y la asimetría en la tensión de alimentación del motor de inducción provocan efectos no deseables en el mismo, por lo que se hace necesario el estudio de estas variaciones de voltaje y del contenido armónico para evaluar directamente las pérdidas y la eficiencia que traen consigo estos fenómenos, así como sus efectos secundarios.

Para este análisis y debido a las potentes herramientas matemáticas y a la posibilidad ya creada de análisis de señales periódicas no sinusoidales a través de la transformada rápida de Fourier, se hace necesario el uso del software Matlab.

Situación Problemática

Hasta el momento se ha venido analizando el funcionamiento de un motor de inducción sobre la base de una tensión sinusoidal y simétrica, pero la realidad es que, el mismo se encuentra sometido a una tensión no sinusoidal y asimétrica, debido al incremento de las cargas no lineales y la implementación de variadores de velocidad fundamentalmente, unido al incremento de las cargas monofásicas que provoca el aumento de la asimetría de la tensión.

Problema de investigación

La eficiencia del motor trifásico de inducción en presencia de armónicos y asimetría en la tensión de alimentación difiere del valor real cuando se obtiene por los métodos simplificados ordinarios recomendados por las normas.

Sobre la base de este problema, se establece el objeto de la investigación, los objetivos del trabajo y la hipótesis científica.

Objeto de estudio: Motor de inducción de rotor en jaula.

Campo de acción: Evaluación energética del motor de inducción.

Objetivo general

Determinar la eficiencia del motor de inducción trifásico de rotor en jaula en presencia de asimetría y armónicos en la tensión de alimentación.

Objetivos específicos

- Establecer el modelo del motor de inducción en presencia de armónicos y asimetría.
- Determinar la influencia de la asimetría y los armónicos en la eficiencia del motor.

Tareas de Investigación

1. Análisis de la influencia de la asimetría en la eficiencia del motor de inducción.
2. Análisis de la influencia de los armónicos en la eficiencia del motor de inducción.
3. Análisis de las diferentes pérdidas en el motor de inducción en presencia de asimetría.
4. Análisis de las diferentes pérdidas en el motor de inducción en presencia de armónicos superiores.
5. Análisis experimental de la influencia de la presencia de armónicos y asimetría en las pérdidas y en la eficiencia del motor de inducción.
6. Análisis del efecto combinado de la asimetría y armónicos en la eficiencia del motor.

Hipótesis

Empleando un modelo físico matemático que contemple la asimetría y la presencia de armónico se obtendrá un valor de eficiencia más ajustado al real en el motor de inducción.

Consecuentemente con el cumplimiento de los objetivos propuestos y la hipótesis planteada, podemos considerar como **aporte** importante, la propuesta de un método que permite determinar la eficiencia del motor de inducción en presencia de asimetría y armónicos en la onda de tensión.

Metodología de trabajo.

Se utiliza el circuito equivalente de la máquina de inducción y las ecuaciones que rigen su comportamiento en presencia de armónico, de asimetría y se realiza el análisis de la no sinusoidalidad en presencia de asimetría.

El desarrollo se realiza fundamentalmente con la ayuda del software MATLAB, debido a sus potentes herramientas matemáticas y a la posibilidad ya creada de análisis de señales periódicas no sinusoidales a través de Transformada Rápida de Fourier (fft).

A través del software Matlab se simula el modelo del motor de inducción, lo que permite determinar el comportamiento del motor ante los siguientes casos: en presencia de armónicos, asimetría y armónicos con asimetría.

Por último se analiza el comportamiento de un Motor de Inducción bajo la influencia de armónicos, asimetría y ambos al unísono con el objetivo de evaluar el comportamiento de las pérdidas y la eficiencia del MI.

El análisis se desglosó por experimentos:

- Armónicos con efecto pelicular para un THD leve (2.5%), real (5.8%), fuerte (8%).
- Armónicos sin efecto pelicular para un THD leve (2.5%), real (5.8%), fuerte (8%).
- Asimetría, considerando el efecto pelicular.
- Sin asimetría.



- Con una asimetría leve de un (4%).
- Con una asimetría fuerte de un (7.8%).
- Y asimetría con armónicos.

CAPÍTULO I: MARCO TEÓRICO CONCEPTUAL

Introducción

En este capítulo se desarrollará todo lo referido al circuito equivalente de la máquina de inducción y a las ecuaciones que rigen su comportamiento en presencia de armónico, de asimetría y se realizará el análisis de la no sinusoidalidad en presencia de asimetría.

Como es conocido, la tensión aplicada a un motor produce un campo magnético en el núcleo que produce pérdidas en el hierro del circuito magnético. Algunas de estas, como las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas constituyen una parte de las pérdidas en el hierro y son debidas al flujo magnético variable.

Recuérdese que las pérdidas por histéresis son proporcionales a la frecuencia, mientras que las pérdidas por corrientes parásitas son proporcionales al cuadrado de la frecuencia.

En consecuencia, la presencia de armónicas de tensión de frecuencia más alta que la fundamental, produce pérdidas adicionales en el núcleo de los motores, incrementando su temperatura y las de los arrollamientos alojados en el núcleo.

Si el motor se alimenta con una tensión sinusoidal, las pérdidas que pueden calcularse son significativamente menores que las que ocurren en condiciones especiales como cuando hay presencia de tensiones asimétricas y de armónicos. Al ocurrir esto, en el motor se pueden observar mayores pérdidas superficiales en el estator y en el rotor y pueden ocurrir también pérdidas por pulsación en los dientes.

I.1 Funcionamiento del motor para las tensiones asimétricas.

Se llama régimen asimétrico de funcionamiento al régimen en el cual las corrientes en las fases del estator o del rotor de una máquina asincrónica son distintas.

Un sistema asimétrico de tensiones primarias se puede resolver en sistemas de órdenes de sucesión o secuencias positiva, negativa y cero. El sistema de tensión de secuencia cero con devanados conectados en triángulo y estrella y con el neutro no conectado a

tierra, como es usual en el caso de los motores de inducción, no afecta al funcionamiento del motor y puede no ser tenido en cuenta. El sistema de secuencia negativa reduce el par útil e introduce pérdidas adicionales haciendo necesario limitar la carga del motor.

El funcionamiento de una máquina asincrónica con tensiones primarias asimétricas se analiza aplicando el método de componentes simétricas.

Si las tensiones de alimentación de una máquina de inducción no son balanceadas, las corrientes que fluyen por las bobinas tampoco lo serán. Cuando el sistema de corrientes que circulan por las bobinas no son equilibradas, el campo magnético en el interior de la máquina no es rotativo. Si se mantienen las condiciones de linealidad en el modelo de la máquina, es posible sustituir el sistema de tensiones trifásicas desequilibradas por tres sistemas equilibrados de secuencia positiva, negativa y cero, haciendo uso de la transformación de componentes simétricas. Cada uno de estas componentes se analiza independientemente y posteriormente se superponen las tres componentes para determinar la solución final.

Para descomponer un sistema trifásico en componentes simétricas se utiliza la siguiente transformación conservativa en potencia:

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

La transformación inversa de la componente simétrica a magnitudes de fase es:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Si los puntos ceros del devanado del estator, conectados en estrella, están aislados, entonces las componentes de la secuencia cero en las corrientes y las tensiones no

surgen y el sistema de tensiones primarias asimétricas (\underline{U}_{A1} , \underline{U}_{B1} , \underline{U}_{C1}) puede ser representada como la suma de las componentes de las secuencias directa (\underline{U}_{A11} , \underline{U}_{B11} , \underline{U}_{C11}) e inversa (\underline{U}_{A12} , \underline{U}_{B12} , \underline{U}_{C12}), con la particularidad de que:

$$\underline{U}_{A11} = \underline{U}_{11} = (\underline{U}_{A1} + \underline{U}_{B1} a + \underline{U}_{C1} a^2)/3; \tag{1.3}$$

$$\underline{U}_{A12} = \underline{U}_{12} = (\underline{U}_{A1} + \underline{U}_{B1} a^2 + \underline{U}_{C1} a)/3, \tag{1.4}$$

donde:

$$a = e^{j2\pi/3}$$

Entonces las corrientes en el devanado del estator de la máquina se puede representar como la suma de las corrientes de las secuencias directas ($\underline{I}_{A11} = \underline{I}_{11}$, \underline{I}_{B11} , \underline{I}_{C11}) e inversa ($\underline{I}_{A12} = \underline{I}_{12}$, \underline{I}_{B12} , \underline{I}_{C12}) condicionadas correspondientemente por los sistemas simétricos de tensiones de secuencias directa e inversa.

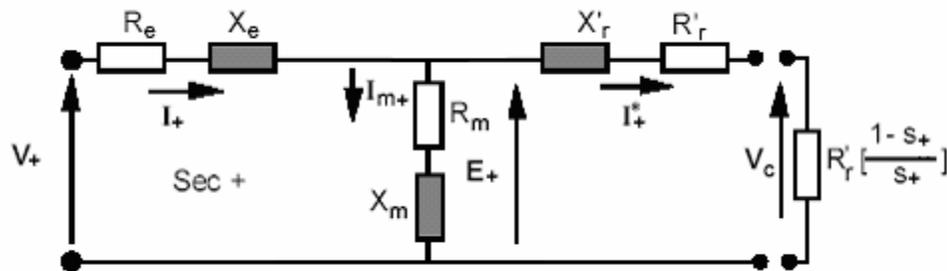


Fig. 1.1 a) Modelos de secuencia positiva de la máquina de inducción

El modelo de secuencia positiva de la máquina de inducción es el circuito equivalente que se muestra anteriormente en la figura 1.1 a). El circuito equivalente de secuencia negativa difiere del modelo de secuencia positiva tan solo en el deslizamiento.

Cuando una máquina de inducción es alimentada mediante un sistema trifásico equilibrado de secuencia negativa, el campo magnético rotatorio gira en contra de las agujas del reloj, la velocidad del campo en estas condiciones es ωe .

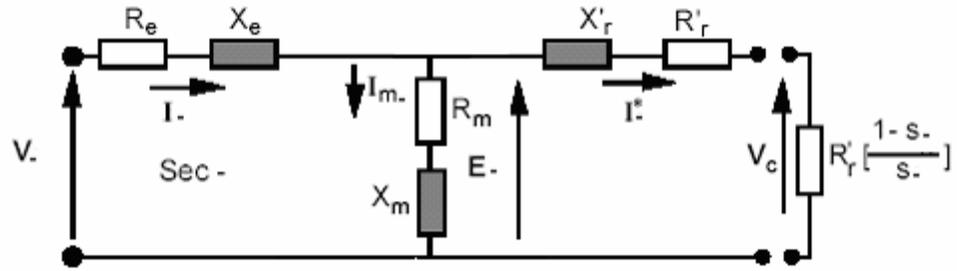


Fig.1.1 b) Modelos de secuencia negativa de la máquina de inducción

Si se alimenta la máquina de inducción con un sistema homopolar o de secuencia cero, los flujos producidos por tres corrientes iguales se neutralizan dentro de la máquina, debido a que las bobinas tienen sus ejes magnéticos desfasados 120° unas de otras. El campo en el entrehierro es nulo y por esta razón la máquina no está magnetizada. El único flujo que producen las corrientes de secuencia cero es el de dispersión de las bobinas. El modelo de secuencia cero también debe incluir la resistencia del circuito estático.

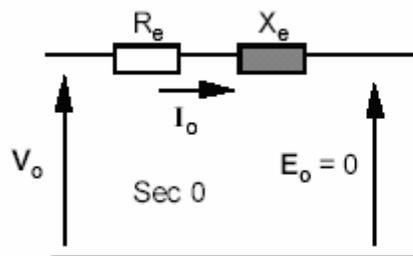


Fig.1.1 c) Modelos de secuencia cero de la máquina de inducción

Conocidas las tensiones de secuencia positiva, negativa y cero que se han aplicado a la máquina, se calcula el momento eléctrico de secuencia positiva y de secuencia negativa. La secuencia cero no contribuye al momento eléctrico, debido a que no produce campo magnético en el entrehierro. La superposición de los momentos de secuencia positiva y negativa, que están en oposición, determina el momento resultante en el eje de la máquina. El momento eléctrico disminuye cuando existen desequilibrios en la fuente de

alimentación. La red de secuencia cero no produce momento, pero incrementa las corrientes, las pérdidas y el calentamiento, reduciendo el rendimiento de la máquina. Por esta razón es poco frecuente conectar el neutro de la máquina de inducción a la red.

1.1.1. Influencia de la asimetría en la magnitud e impedancia del motor de inducción.

La corriente de secuencia directa I_{11} en la fase principal del estator (fase A) puede ser hallada con ayuda del circuito equivalente elemental de la máquina asincrónica, el cual se muestra en la figura 1.3.

a) Con las designaciones admitidas para las magnitudes de secuencia directa. El deslizamiento del rotor con respecto al campo de secuencia directa es:

$$s_1 = \frac{(\Omega_1 - \Omega)}{\Omega_1} = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_1} \quad (1.5)$$

Donde: Ω_1 es la velocidad angular del campo de secuencia directa;

Ω , la velocidad angular del rotor.

Por eso la corriente de secuencia directa $I_{11} = \frac{U_{11}}{Z_{11}}$

Donde: $Z_{11} = (R_1 + jX_1) + \left(\frac{Z_{21} \cdot Z_0}{Z_{21} + Z_0} \right)$ es la resistencia de la fase del devanado del

estator para las corrientes de secuencia directa (figura 1.1 a));

$Z_{21} = \frac{R_2'}{s} + jX_2'$ es la resistencia equivalente al rotor inmóvil para las corrientes de secuencia directa.

Al determinar la corriente de secuencia inversa I_{21} en la fase principal del estator se hace uso del circuito equivalente mostrado en la figura 1.1 b), que se diferencia del circuito

equivalente para la corriente de secuencia directa sólo en que en él debe ser introducido el deslizamiento del rotor con respecto al campo de secuencia inversa.

$$s_2 = \frac{(-\Omega_1 - \Omega)}{-\Omega_1} = 1 + \frac{\Omega}{\Omega_1} \quad (1.6)$$

Donde: $(-\Omega_1)$ es la velocidad angular del campo de secuencia inversa;

$\Omega = \Omega_1 (1 - s)$ es la velocidad angular del rotor expresada a través del deslizamiento con respecto al campo directo. Por eso la corriente de secuencia inversa

Sumando las relaciones (1.5) y (1.6) se establece el siguiente resultado:

$$s_1 + s_2 = 2 \quad (1.7)$$

El circuito equivalente de la máquina no cambia al invertir el campo magnético rotatorio, lo único que varía es el deslizamiento de la máquina en ese instante. La expresión (1.7) determina el deslizamiento después de la inversión de las fases, a partir del deslizamiento previo:

$$s_2 = 2 - s_1 \quad (1.8)$$

$I_{12} = \frac{U_{12}}{Z_{12}}$ Corriente de secuencia inversa donde $Z_{12} = (R_1 + jX_1) + \left(\frac{Z_{22} \cdot Z_0}{Z_{22} + Z_0} \right)$ es la resistencia de la fase del devanado del estator para las corrientes de secuencia inversa figura 1.1 b).

En el cual $Z_{22} = \frac{R_2'}{(2-s)} + jX_2'$ es la resistencia del rotor inmóvil equivalente para las corrientes de secuencia inversa.

Al calcular las resistencias R_2' y X_2' para las corrientes de secuencia inversa en el rotor hay que tomar en consideración que la frecuencia de estas corrientes $f_{22} = (2 - s) f_1$ es

muchas veces mayor que la frecuencia de las corrientes de secuencias directas en el rotor $f_{21} = sf_1$, y tener en cuenta la influencia del desplazamiento de las corrientes en los conductores del devanado del rotor. Con ayuda de los circuitos de sustitución figura 1.3 se puede calcular las corrientes de secuencia directa e inversa \dot{I}_{11} y \dot{I}_{12} en la fase (A) y hallar las corrientes totales en cada fase del estator:

$$\dot{I}_{A1} = \dot{I}_{11} + \dot{I}_{12}; \quad (1.9)$$

$$\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{11} \cdot a^2 + \dot{I}_{12} \cdot a; \quad (1.10)$$

$$\dot{I}_{C1} = \dot{I}_{11} \cdot a + \dot{I}_{12} \cdot a^2. \quad (1.11)$$

La distorsión de la simetría de las corrientes está relacionada con la adición de corriente de secuencia inversa. Sobre el grado de distorsión de la simetría de las corrientes se puede juzgar por la magnitud de la relación $\dot{I}_{12}/\dot{I}_{11}$. En el caso de pequeña asimetría de las tensiones, cuando $U_{12}/U_{11} \ll 1$, para la tensión nominal de secuencia directa $U_{11} = U_{1nom}$ y para pequeño deslizamiento $|s| \ll 1$, el cual es característico para el régimen de funcionamiento nominal de motor o de generador, la distorsión de la simetría de las corrientes I_{12}/I_{11} se expresa fácilmente por medio de la distorsión de la simetría de las tensiones U_{12}/U_{11} . En estas condiciones la máquina funciona con respecto al campo de secuencia inversa en el régimen de freno, dado que el deslizamiento del rotor con respecto a este campo es $s_2 = 2 - s \approx 2$ y se encuentra en el intervalo $1 < s_2 < 2$. Siendo $s_2 \approx 2$ el circuito de sustitución (equivalente) para las corrientes de secuencia inversa según la figura 1.1 b) puede ser simplificado del mismo modo que en el régimen en cortocircuito, cuando $s = 1$. Por cuanto $|R_2'/2 + jX_2'| \ll |Z_0|$ y las componentes de la impedancia del circuito $Z_{-12} = R_{12} + jX_{12}$, para la corriente de secuencia inversa, son:

$$X_{12} \approx X_1 + X_2' \approx X_{cc} \quad \text{y} \quad R_{12} = R_1 + R_2'/s < R_{cc} \ll X_{cc}$$

Tomando en consideración estas observaciones la corriente de secuencia inversa para $s \approx 2$ es igual a:

$$I_{12} = U_{12} / \sqrt{R_{12}^2 + X_{12}^2} \approx U_{12} / X_{cc} \quad (1.12)$$

En virtud de la pequeñez de las resistencias $X_{12} \approx X_{cc}$ la corriente I_{12} puede ser bastante grande, incluso, siendo la tensión de secuencia inversa U_{12} comparativamente pequeña.

Debido a que las resistencias para las corrientes de secuencia directa son esencialmente mayores que las resistencias para las corrientes de secuencia inversa $|Z_{11}| \gg |Z_{12}|$, la distorsión de la simetría de las corrientes I_{12} / I_{11} supera en muchas veces la distorsión de la simetría de las tensiones U_{12} / U_{11} . Por ejemplo, en el régimen nominal para las

magnitudes de secuencia directa $\frac{I_{12}}{I_{22}} = \frac{U_{12} |Z_{11nom}|}{|Z_{12}| U_{11}} \approx \frac{U_{12} |Z_{11nom}|}{U_{11} X_{cc}} = \frac{U_{12}}{U_{11} X_{cc}^*}$ donde

$U_{11} = U_{1nom}, I_{11} = I_{1nom} = U_{1nom} / |Z_{11nom}|$ es la distorsión de la simetría de las corrientes y $X_{*c.c} = X_{c.c} / |Z_{11nom}| = X_{c.c} I_{1nom} / U_{1nom}$ es la inductancia de cortocircuito en unidades relativas.

Así pues, la distorsión de la simetría de las corrientes supera aproximadamente en $1 / X_{c.c}$ veces la distorsión de la simetría de las tensiones (para los valores que corrientemente se encuentran $X_{*c.c} = 0.2$, aproximadamente en 5 veces).

En relación con esto se plantean unas exigencias altas con respecto a la simetría de las tensiones en las redes que alimentan las máquinas asíncronas. Si, partiendo de las condiciones de calentamiento de la fase más cargada, se admite una distorsión de la corriente $I_{12} / I_{11} = 0.2$ (en el caso considerado, la corriente en una de las fases puede ser en unidades relativas 1,2, mientras que las pérdidas 1,4) entonces la distorsión admisible de las tensiones constituirá solamente

$$\frac{U_{12}}{U_{11}} = \left(\frac{I_{12}}{I_{11}} \right) x_{*cc} = 0.2 \cdot 0.2 = 0.04 \quad (1.13)$$

I.1.2. Momento electromagnético del motor de inducción.

El momento de rotación M durante la asimetría de las tensiones se compone del momento M_1 relacionado con la tensión de secuencia directa, y el momento M_2 relacionado con la tensión de secuencia inversa:

$$M = M_1 + M_2 \tag{1.14}$$

donde:

$$M_1 = \frac{m_1 U_{11}^2 R_2'}{s \Omega_1 \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + X_c^2 \right]}; \quad M_2 = \frac{m_1 U_{12}^2 R_2'}{(s-2) \Omega_1 \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{2-s} \right)^2 + X_c^2 \right]}.$$

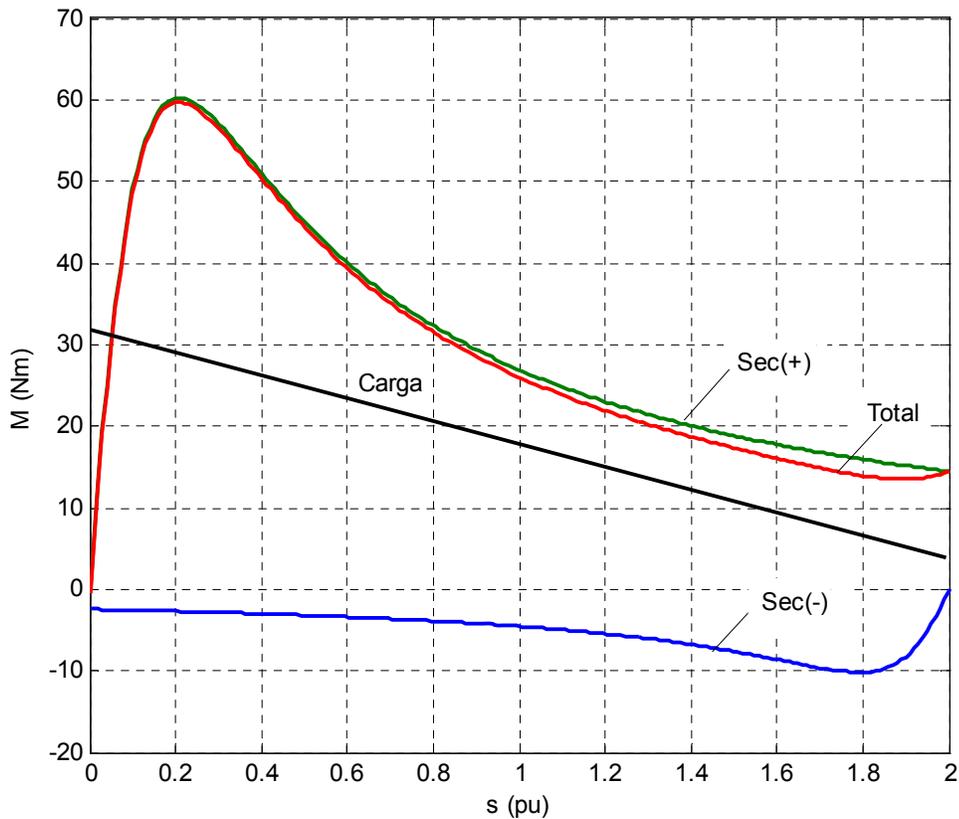


Fig. 1.2 Momentos de secuencia positiva, negativa ($\times 5$) y resultante

En el régimen de motor, cuando $0 < s < 1$, los momentos son $M_1 > 0$ y $M_2 < 0$. Para conservar el mismo momento resultante para la asimetría de las tensiones se requiere aumentar el momento M_1 en el momento M_2 , lo que conduce al aumento del deslizamiento S (aproximadamente en $\frac{M_1}{M_1 - |M_2|}$ veces), al aumento suplementario de las pérdidas y al calentamiento de la máquina, así como al empeoramiento del rendimiento.

El momento acelerante se calcula, según se observa en la figura 1.2 por la diferencia entre el momento eléctrico y el momento mecánico. El momento eléctrico en la nueva condición invierte su sentido por el intercambio de las fases, el momento neto acelerante es negativo y la máquina se frena perdiendo velocidad:

$$T_a = T_e - T_m = J \frac{d\omega_r}{dt} < 0 \quad (1.15)$$

I.2. Armónicos en Motores de Inducción

Los armónicos son una componente sinusoidal de una onda periódica o cantidad que posee una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental, por ejemplo, en una componente, cuando la frecuencia es el doble de la fundamental es llamada segundo armónico. Los armónicos se clasifican en armónicos característicos y armónicos no característicos.

Armónicos característicos son aquellos armónicos producidos por equipos convertidores semiconductores en el curso de la operación normal. En un convertidor de seis pulsos, los armónicos característicos son los armónicos impares diferentes a los múltiplos de tres, por ejemplo, los 5th, 7th, 11th, 13th, etc.

$$h = kq \pm 1$$

k algún entero

q número de pulso del convertidor

Armónicos no característicos, son aquellos que no son producidos por equipos convertidores semiconductores en el curso de la operación normal. Estos pueden ser el resultado de frecuencias oscilatorias; una desmodulación de armónicos característicos y la fundamental; o un desbalance en los sistemas de potencia AC, el ángulo de retardo asimétrico, o el funcionamiento del ciclo convertidor.

I.2.1. Descripción de los armónicos

Las armónicas son corrientes y/o voltajes presentes en un sistema eléctrico, con una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental. Así, en sistemas con frecuencia de 60 Hz y cargas monofásicas, las armónicas características son, por ejemplo: la tercera 180 Hz, la quinta 300 Hz, y la séptima 420 Hz. Con el reciente aumento en el uso de cargas no lineales (procedentes de la electrónica de potencia), se ha empezado a tener algunos problemas en las instalaciones eléctricas debido a los efectos de las componentes armónicas de corrientes y voltajes en el sistema eléctrico, que no se contemplaban anteriormente.

Entre estos están el sobrecalentamiento de cables, transformadores y motores; corrientes excesivas en el neutro; fenómenos de resonancia entre los elementos del circuito (si se cuentan con bancos de capacitores para corrección del factor de potencia) y, en general, la calidad en el suministro de energía eléctrica se ha ido deteriorando por la distorsión presente en los voltajes y corrientes. Esta situación puede llegar a causar un funcionamiento incorrecto de muchos equipos que han sido diseñados para operar bajo condiciones normales (poca distorsión armónica).

En los sistemas de potencia los motores son una componente muy representativa de la carga y se usan ampliamente en instalaciones industriales y comerciales. Los motores de inducción son sensibles a los armónicos y se ven sometidos a todas las variaciones de la fuente de potencia, lo que afecta su funcionamiento y características de operación como son los motores de inducción. Además, se presenta un incremento en los costos de operación como resultado de algunos factores ligados a la generación de armónicas.

I.2.2. Distorsión Armónica Total (THD)

Este término ha entrado en el uso común para definir el "factor de distorsión" de tensión o corriente. La forma de onda no sinusoidal de la tensión produce efectos negativos en la operación del motor, y su distorsión se mide de acuerdo a la definición dada en la norma IEEE-519 [8] como:

$$THD_v = \sqrt{\frac{\sum_{K=2}^{\infty} V_K^2}{V_1^2}} \cdot 100\% \quad (1.16)$$

donde:

THD_v Es la distorsión total armónica en %

$\sum_{K=2}^{\infty} V_K^2$ Es la suma de los cuadrados de las amplitudes de todos los armónicos de tensión.

V_1^2 Es el cuadrado de la amplitud de la tensión fundamental.

La cantidad de distorsión de la tensión debida al armónico de orden K se calcula como:

$$FDV_K = \frac{V_K}{V_1} \cdot 100\% \quad (1.17)$$

donde:

FDV_K Es el factor de distorsión de la tensión producto del K-ésimo armónica en %

V_K Es la amplitud del armónico de tensión de orden K en volt.

V_1 Es la amplitud de la tensión fundamental, en volt.

El THD ha sido utilizado para establecer límites del contenido armónico. De esta manera, en un sistema eléctrico industrial el THD_v debe ser inferior a un 5%. Sin embargo, no se

especifican límites relacionados con el contenido armónico individual. En [19] se demuestra la necesidad de considerar el efecto de los armónicos individuales y no solamente el THD. En [2] se realiza un estudio similar, y para demostrar el efecto de los armónicos individuales sobre la eficiencia del motor se emplearon espectros con contenidos armónicos individuales de 5, 10 y 15%.

En un sistema trifásico con una forma de onda de la tensión que no sea simétrica con relación del eje de las abscisas, aparecen armónicos pares. La conexión del motor (delta o estrella sin neutro) impide la circulación del tercer armónico y sus múltiplos aunque en el caso en que exista desbalance, pueden existir trazas de secuencia negativa y positiva de terceros armónicos circulando por el motor [2]. Por estas razones se considera en este análisis el caso general en que estén presentes todos los armónicos.

I.2.3. Armónicas temporales en la máquina de inducción

Durante todo el análisis de la máquina de inducción se ha considerado que las fuentes que alimentan la máquina de inducción pueden o no ser balanceadas, pero contienen una sola frecuencia que se denomina componente fundamental. En los procesos industriales modernos, se utilizan frecuentemente convertidores electrónicos de potencia para la regulación y el control. Estos equipos introducen un fuerte contenido armónico en las fuentes de alimentación de las máquinas. En esta sección se analiza la respuesta de la máquina a sistemas armónicos temporales en su excitación, específicamente las armónicas de orden “h”.

La simetría de las ondas de excitación limita, en general, el rango de las armónicas a los múltiplos impares de la componente de frecuencia industrial o componente fundamental. Las armónicas temporales más frecuentes en los sistemas eléctricos de potencia son las que se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 1.1 Armónicas Fundamentales

Armónica	Fundamental	3a	5a	7a	9a	11a	13 ^a
Frecuencia	ω_e	$3\omega_e$	$5\omega_e$	$7\omega_e$	$9\omega_e$	$11\omega_e$	$13\omega_e$

I.2.4. Sistema armónico de orden “h”

El circuito equivalente que modela el comportamiento de una máquina de inducción trifásica excitada mediante una fuente armónica de orden “h” se ha representado en la figura 1.3 circuito equivalente elemental de la máquina asincrónica el cual es un mismo circuito para el armónico de orden “h”.

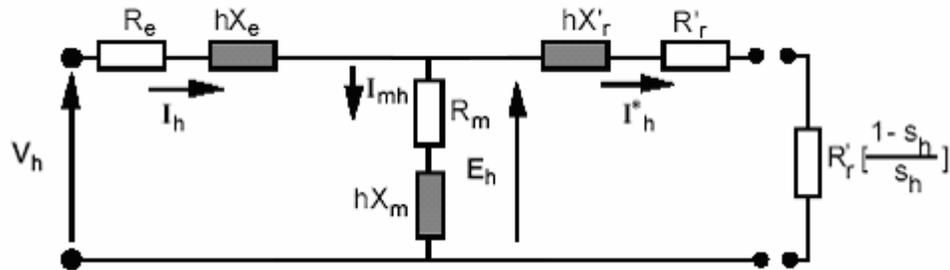


Fig. 1.3 Circuito equivalente de la máquina asincrónica en presencia de armónicos

Las reactancias crecen proporcionalmente al orden de la armónica, las resistencias son constantes mientras que pueda ser despreciado el efecto pelicular y el incremento de pérdidas en el hierro.

Es importante destacar que aun cuando las pérdidas en el hierro crecen con la frecuencia, la densidad de flujo decrece según la ley de Faraday, atenuando este incremento.

Para calcular el deslizamiento correspondiente a la armónica “h”, es necesario determinar si una armónica es de secuencia positiva, negativa o cero.

Todas las armónicas múltiplos de tres en un sistema trifásico son de secuencia cero y como no producen campo magnético rotatorio no contribuyen a la producción de momento eléctrico. El resto de las armónicas impares producen momentos eléctricos positivos o negativos según sea la secuencia del sistema armónico que genera el campo magnético rotatorio.

Para que una armónica de orden “h” en un sistema trifásico sea de secuencia positiva, se debe cumplir la siguiente relación:

$$\frac{2\pi}{3}h = \frac{2\pi}{3} + 2\pi k \Rightarrow h = (2n-1) = 1 + 3k \Rightarrow n = 1 + \frac{3k}{2} \quad (1.18)$$

Como “h” debe ser un número impar, “n” debe pertenecer a los números naturales, esto implica que “k” debe ser múltiplo de dos:

$$k = 2m; \quad \forall m \in N \Rightarrow n = 1 + 3m \Rightarrow h = 6m + 1; \quad \forall m \in N \quad (1.19)$$

Para que una armónica de orden “h” en un sistema trifásico sea de secuencia negativa, se debe cumplir la relación siguiente:

$$\frac{2\pi}{3}h = \frac{4\pi}{3} + 2\pi k \Rightarrow h = (2n-1) = 2 + 3k \Rightarrow n = \frac{3(k+1)}{2} \quad (1.20)$$

Como “h” debe ser un número impar, “n” debe pertenecer a los número naturales, y esto implica que “k+1” debe ser múltiplo de dos:

$$k + 1 = 2m; \quad \forall m \in N \Rightarrow n = 3m \Rightarrow h = 6m - 1; \quad \forall m \in N, \quad m \neq 0 \quad (1.21)$$

En resumen

- Armónicas de secuencia positiva: $h = 6m + 1; \quad m = 0, 1, 2, \dots$
- Armónicas de secuencia positiva: $h = 6m - 1; \quad m = 1, 2, 3, \dots$

El deslizamiento de una armónica de secuencia positiva se calcula de la siguiente forma:

$$s_{h_+} = \frac{h_+ \omega_e - \omega_r}{h_+ \omega_e} = \frac{h_+ \omega_e - (1 - s_{1a}) \omega_e}{h_+ \omega_e} = \frac{h_+ - 1 + s_{1a}}{h_+} \quad (1.22)$$

y el deslizamiento de una armónica de secuencia negativa según la expresión:

$$s_{h_-} = \frac{-h_- \omega_e - \omega_r}{-h_- \omega_e} = \frac{h_- \omega_e + \omega_r}{h_- \omega_e} = \frac{h_- + 1 - s_{1a}}{h_-} \quad (1.23)$$

Como aplicación del desarrollo anterior, se puede evaluar la característica momento eléctrico-deslizamiento de una máquina de inducción alimentada mediante una fuente trifásica balanceada de tensión periódica, no sinusoidal. Uno de los casos más frecuentes que aparece en la práctica se muestra en la figura 1.4 y corresponde a la salida de un inversor trifásico sin modulación de pulso.

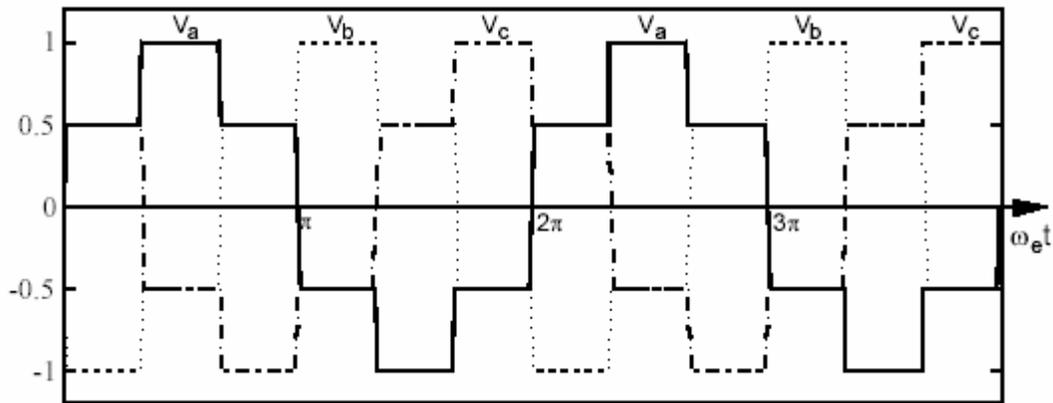


Fig. 1.4 Tensiones de alimentación aplicadas a una máquina de inducción

Si se calcula la distribución armónica de la fuente, mediante la descomposición en series de Fourier, o con el algoritmo rápido de la transformada de Fourier – FFT –, se obtiene el espectro representado en la figura 1.5. Mediante el espectro armónico y utilizando los circuitos equivalentes del orden armónico considerado se determinan las contribuciones al momento eléctrico de las principales armónicas. Como en este ejemplo, las componentes armónicas son reducidas con respecto a la componente fundamental, el momento eléctrico total es prácticamente igual al momento eléctrico producido por la primera armónica de la fuente.

En la figura 1.6, se han representado las contribuciones al momento eléctrico de las principales armónicas (5a., 7a., 11a. y 13a.), con respecto al deslizamiento. El momento eléctrico total se ha escalado por 100 para poder observar mejor las componentes armónicas. Es necesario destacar, que la reducción de los momentos armónicos en la máquina se debe a dos factores fundamentalmente: la reducción de la tensión armónica que afecta cuadráticamente al momento y el orden armónico que incrementa linealmente las reactancias y reduce aún más el momento eléctrico para esa armónica de tensión. De

este hecho, se deduce que la máquina de inducción se comporta como un filtro pasabajo, atenuando los momentos eléctricos producidos por excitaciones de alta frecuencia. Un comportamiento similar, pero no tan acentuado, ocurre con las corrientes.

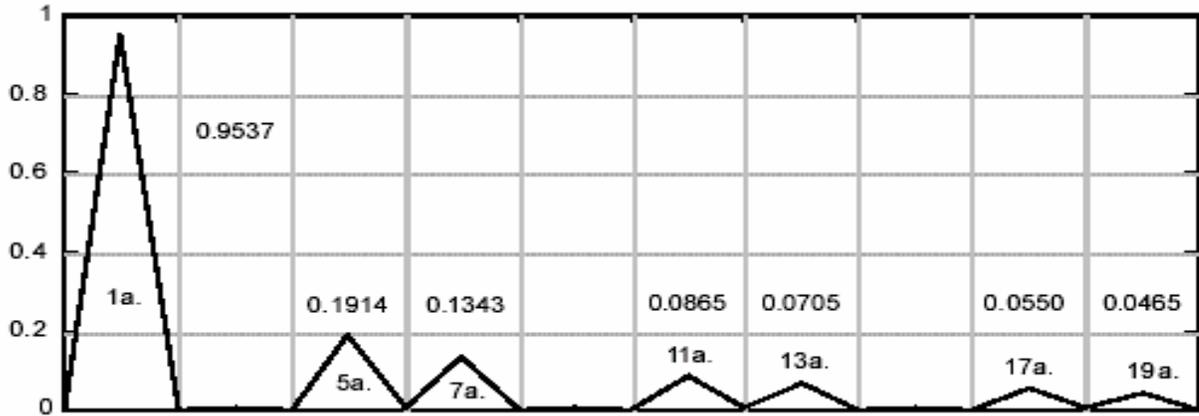


Fig. 1.5 Espectro armónico de la fuente de tensión (Módulo de la tensión)

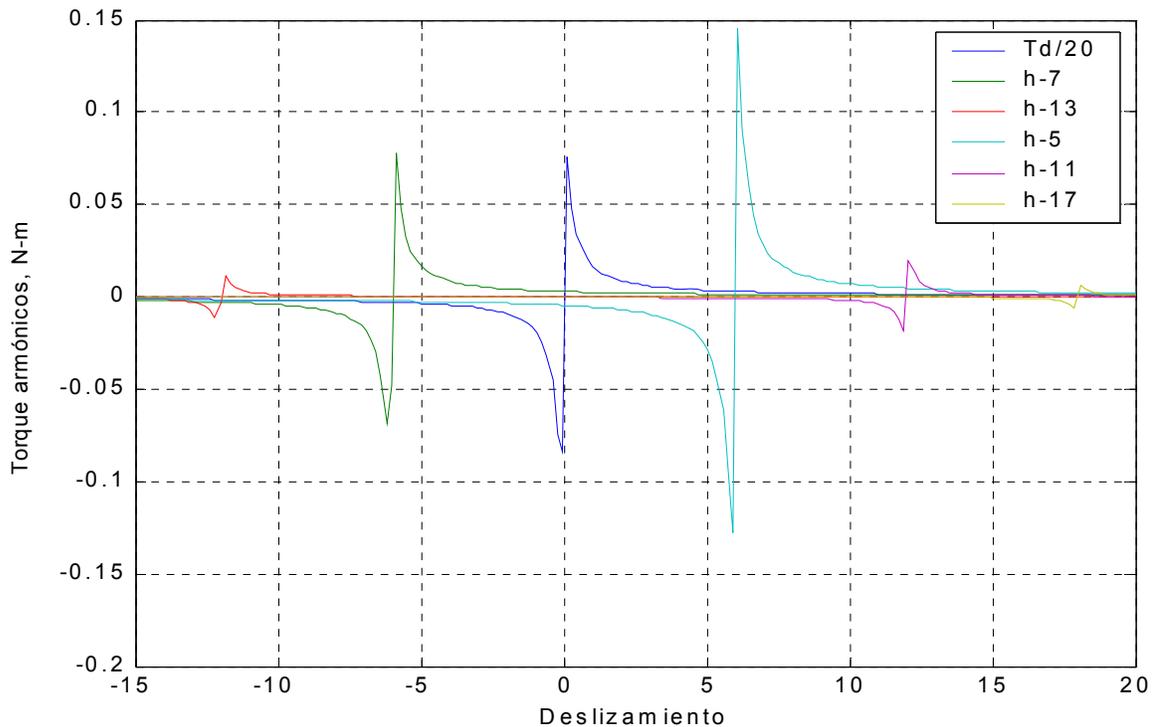


Fig. 1.6 Distribución armónica del momento eléctrico total

I.2.5. Consideraciones sobre el circuito equivalente del Motor de Inducción en presencia de armónicos

Cuando el motor esta operando en la zona de trabajo con velocidades cercanas a la sincrónica, el circuito equivalente armónico es similar al circuito equivalente del rotor bloqueado para el armónico particular.

La reactancia de magnetización de K-ésimo armónico será:

$$Xm_k = K \cdot Xm \tag{1.24}$$

Como esta reactancia es mucho mayor que la impedancia del rotor Z_{rk} , entonces se puede despreciar la rama de magnetización y para el armónico K queda el circuito como se muestra:

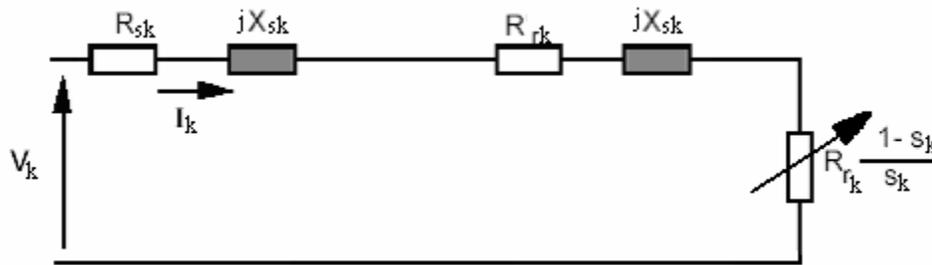


Fig. 1.7 Circuito equivalente del motor para el K-ésimo armónico

La corriente estará dada por:

$$I_k = \frac{U_k}{\sqrt{(r_{sk} + r_{rk})^2 + (x_{sk} + x_{rk})^2}} \tag{1.25}$$

donde:

V_k es la tensión debido al k-ésimo armónico en V.

r_{sk}, r_{rk} son las resistencias del estator y del rotor para el armónico k en Ω .

X_{sk} , X_{rk} son las reactancias del estator y del rotor para el armónico k en Ω .

S_k es el deslizamiento para el armónico de k, que en función del deslizamiento fundamental (s) y del orden del armónico se expresa como:

$$S_k = \frac{K \mp (1-s)}{K} = 1 \mp \frac{(1-s)}{K} \quad (1.26)$$

donde el signo menos se emplea para los armónicos de secuencia positiva y el signo más para los armónicos de secuencia negativa.

La frecuencia armónica en el estator será:

$$f_{sk} = k \cdot f_l \quad (1.27)$$

La frecuencia inducida en el rotor por el armónico k en el estator será:

$$f_{rk} = k \cdot f_l \cdot S_k = f_l \cdot (k \mp (1-S)) \quad (1.28)$$

La reactancia de dispersión de los devanados del estator se calcula como:

$$X_{sk} = k \cdot X_{sl} \quad (1.29)$$

La resistencia del estator considerando el efecto pelicular puede aproximarse según [70] como:

$$r_{sk} = r_{s1} \cdot (0.4 + 0.6 \cdot \sqrt{k}) \quad (1.30)$$

Para el caso de los parámetros del devanado de jaula, el efecto pelicular sobre la resistencia y la reactancia de dispersión del rotor se tienen en cuenta a partir de los coeficientes k_{rk} y k_{Xk} que se determinan, según [11], como:

$$k_{rk} = \xi \cdot \frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (1.31)$$

$$k_{xk} = \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{\sinh(2\xi) - \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (1.32)$$

donde: $\xi = \frac{h}{h_p}$ es la altura virtual de la barra de los conductores del rotor.

h es la altura física de la barra en metro.

$h_p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f_r \cdot \mu_0}}$ es la profundidad de penetración del campo en m.

ρ es la resistividad del material, para el aluminio a 50° C es igual a 0.038 $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$.

f_r es la frecuencia de la corriente inducida en el rotor en Hz.

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ Permeabilidad magnética del vacío.

Cuando se evalúa el parámetro ξ para dos armónicos diferentes y se considera que las corrientes armónicas inducidas en el rotor para la primera serie especial tienen una frecuencia dada por la expresión (1.29), se tiene:

$$\xi_k = \xi_1 \cdot \sqrt{\frac{k \mp (1-S)}{S}} \quad (1.33)$$

Un análisis similar en [6] plantea que cuando se trata el armónico fundamental, es posible considerar que la profundidad de penetración del campo es $h_{p1} \approx h$; $\xi \approx 1$ y $k_{r1} \approx k_{x1} \approx 1$. Por otra parte, cuando $\xi > 2$ lo cual es el caso para los armónicos superiores en la expresión (1.33), las expresiones (1.30) y (1.31) se pueden aproximar a la siguiente [11]:

$$k_{rk} \approx \xi_k \quad (1.34)$$

$$k_{xk} \approx \frac{3}{2\xi_k} \quad (1.35)$$

Como el efecto pelicular se manifiesta solamente en las barras del rotor la diferencia entre los valores de resistencia está dada por $\Delta r_r = k_{rs} \cdot r_b \cdot (\xi_k - 1)$ y:

$$r_{rk} = r_{r1} (1 + k_{rs} \cdot r_b \cdot (\xi_k - 1)) \quad (1.36)$$

Donde;

r_b es la resistencia de la barra en Ω .

K_{rs} es el coeficiente de reducción de la resistencia de la jaula al coeficiente del estator.

Si se acepta como en [24] que $K_{rs} \cdot r_b \approx 0.7 \cdot r_{r1}$, se puede plantear bien que:

$$r_{rk} = r_{r1} \cdot \left(0.3 + 0.7 \cdot \sqrt{\frac{k \mp (1-s)}{s}} \right) \quad (1.37)$$

La reactancia de dispersión del rotor se compone de las reactancias de ranuras, la frontal y la de dispersión diferencial. De manera similar, en el análisis de la resistencia, asumiendo como en [6] que estas tres reactancias son del mismo orden, se tiene:

$$x_{rk} = x_{r1} \cdot \left[0.67 + \frac{0.5}{\sqrt{\frac{k \mp (1-s)}{s}}} \right] \quad (1.38)$$

Con las expresiones (1.28)(1.29)(1.37)(1.38) se determinan las impedancias del circuito equivalente para cada armónico k.

1.2.6. Efecto de los armónicos en los motores

Un mayor efecto de los voltajes y corrientes armónicas en las máquinas rotativas (inducción y sincrónicas) incrementa el calentamiento debido a las pérdidas que ocurren a frecuencias armónicas en el cobre y en el hierro. Los componentes armónicos de este modo afectan la eficiencia de la máquina y pueden afectar el par desarrollado por el motor.

Las corrientes armónicas de un motor pueden dar aumento a una alta emisión de ruido audible al compararlas con una excitación sinusoidal. Los armónicos, además, producen una distribución de flujo resultante en el entrehierro, el cual puede causar o intensificar el fenómeno llamado muesca (se niegan a comenzar fácilmente) o arrastre (deslizamiento muy alto) en motores de inducción.

Los armónicos impares, tales como el quinto y el séptimo, tienen el potencial para crear oscilaciones mecánicas en una combinación turbina-generator o en un sistema motor-carga. Las oscilaciones mecánicas resultan cuando el par del motor oscilante, causado por la interacción entre las corrientes armónicas y el campo magnético de frecuencia fundamental, excita una frecuencia de resonancia mecánica. Por ejemplo, el quinto y el séptimo armónico pueden combinarse para producir una estimulación de torsión sobre un rotor generator en la frecuencia armónica sexta. Si la frecuencia de una resonancia mecánica existe cerca de la frecuencia de excitación eléctrica, pueden desarrollarse grandes esfuerzos mecánicos.

La tabla 1.2 define la característica del orden armónico derivado de un convertidor de seis pulsos y amplía el efecto cuando es aplicado a los terminales de la máquina rotativa. Cada armónico de voltaje, el 5to, 7mo, 11mo, etc., inducirá una corriente armónica correspondiente en el estator de la máquina. Cada uno de estos armónicos estará a una secuencia negativa o positiva de la componente simétrica de corriente total. Estas corrientes inducirán un calentamiento en el devanado del estator, de este modo adicionará un aumento de temperatura causado por la corriente fundamental.

Tabla 1.2 Convertidor Armónico de Seis Pulsos

Orden del Armónico	Frecuencia (Hz)	Red de Secuencia	Armónico del Estator	Rotación del Armónico	Armónico del Rotor
1	60	+	1	Hacia delante	-
5	300	-	5	Hacia atrás	6
7	420	+	7	Hacia delante	6
11	660	-	11	Hacia atrás	12

Orden del Armónico	Frecuencia (Hz)	Red de Secuencia	Armónico del Estator	Rotación del Armónico	Armónico del Rotor
13	780	+	13	Hacia delante	12
17	1020	-	17	Hacia atrás	18
19	1140	+	19	Hacia delante	18
23	1380	-	23	Hacia atrás	24
25	1500	+	25	Hacia delante	24

Otro punto de importancia, es el flujo de corrientes armónicas en el rotor. El flujo de cada corriente producirá una fuerza magnetomotriz en el entrehierro, que inducirá flujos de corriente en el rotor de la máquina. Justo como cada armónico característico puede ser definido con una secuencia positiva o negativa la rotación de este armónico será hacia delante o hacia atrás con respecto a la rotación del rotor. El quinto armónico rotará en dirección hacia atrás (secuencia negativa), así un armónico de corriente inducirá en el rotor una frecuencia correspondiente a la diferencia rotacional de la red entre la frecuencia del entrehierro fundamental y el quinto, p.e. el quinto más uno, o el sexto armónico. Puesto que el séptimo armónico rotará en una dirección adelantada (secuencia positiva), una corriente armónica será inducida en el rotor con una correspondiente frecuencia a la diferencia rotacional de la red entre el séptimo y la frecuencia fundamental del entrehierro, p.e. el séptimo menos uno o sea el sexto armónico. Así, desde el punto de vista del calentamiento del rotor, el quinto y el séptimo armónico en el estator se combinan para producir una corriente de sexto armónico en el rotor. El undécimo y el decimotercero armónico actúan de la misma manera para producir la 12vo corriente armónica en el rotor, y así, sucesivamente, sobre los más altos armónicos pares. Hay dos mayores puntos de importancia con estos armónicos del rotor.

- (1) Calentamiento resultante del rotor
- (2) Pulsaciones o reducciones en el par del motor

La magnitud de calentamiento del rotor que puede ser tolerada también como la magnitud que incurre en un caso dado, dependiendo del tipo de rotor implicado. La máquina de rotor

bobinado se ve más seriamente afectada que la ordinaria máquina de jaula de ardilla, y los rotores jaula de ardilla con barra profunda son más afectados que las ordinarias jaulas de ardilla. Las pérdidas en el devanado generalmente conciernen a las pérdidas en el hierro. El efecto sumado de los armónicos reduce la eficiencia y la vida útil de la máquina. Ninguna reducción es pronunciada para encontrar normalmente un contenido armónico, pero el calentamiento armónico típicamente reduce el funcionamiento entre 90 y 95% del que puede ser experimentado por la onda senoidal fundamental pura aplicada.

“Normalmente se encuentran contenidos armónicos,” como el usado en el informe previo, referidos a los valores citados en la tabla 1.3. Estos informes empleados en aplicaciones de motores en sistema de distribución tienen un contenido armónico permisible. Ellos no son aplicados, específicamente, al rango de un motor que es manejado por un inversor de frecuencia ajustable, por ejemplo, Cummings concluye que un motor de inducción con un factor de servicio típico de 1.0 puede sufrir menos con las condiciones de la tabla 1.3 mientras funciona a proporciones de cargas con incrementos en el voltaje de alimentación (o disminuciones) de un 10%.) Cummings proporciona un método detallado de estimación de las pérdidas armónicas y calentamiento en casos en los cuales se requiere más información precisa.

Como se puede notar, los armónicos pueden también causar una pulsación de par en el motor de salida. Esta puede afectar la calidad del producto en lugares donde las cargas de los motores sean sensibles a tales variaciones, p.e., en un spin de fibra sintética o en algunas aplicaciones de trabajos con metal. En casos en los cuales la inercia substancial está acoplada al eje del rotor, p.e., en un motor generador, el armónico eléctrico puede excitar a la resonancia mecánica. La resultante de las oscilaciones mecánicas puede causar fatiga y envejecimiento en el eje y en partes mecánicas conectadas.

Límites de Distorsión de Voltaje. Los límites de distorsión de voltaje recomendados (ver Tabla 1.3) son concernientes a los siguientes índices:

THD: Distorsión armónica de voltaje total (RSS) en porcentaje del voltaje de frecuencia fundamental nominal.

Los límites dados en la Tabla 1.3 pueden ser usados como valores de diseño de sistemas para el “peor de los casos”, con una operación normal (condiciones que duran más de una hora). Para períodos cortos, durante cortes o condiciones inusuales, los límites pueden exceder el 50%.

Tabla 1.3. Límites de Distorsión de Voltaje

Voltaje de Barra en el PCC	Distorsión de Voltaje Individual (%)	Distorsión de Voltaje Total THD (%)
69 kV y por debajo	3.0	5.0
69.001 V a 161 kV	1.5	2.5
161.001 V y por encima	1.0	1.5

I.3. Consideraciones sobre las diferentes pérdidas en el Motor de Inducción.

Las pérdidas en las máquinas asincrónicas se clasifican en pérdidas constantes y variables. Las pérdidas constantes dependen muy poco del estado de carga de la máquina y dentro de ella se agrupan las pérdidas magnéticas y las mecánicas. El resto de las pérdidas que dependen de la carga en mayor grado se deben a la disipación de calor por efecto Joule en los devanados del estator y del rotor y se conocen como pérdidas de cobre. Existen, además, dentro de las pérdidas variables, las que se conocen como pérdidas adicionales. Estas comprenden, fundamentalmente, las pérdidas en la superficie del rotor debidas a los armónicos de f.m.m. del estator provocado por su estructura dentada; las debidas a las corrientes parásitas en los conductores del estator en el material ferromagnético y en los elementos estructurales de la máquina, provocadas por los flujos de dispersión pulsantes.

I.3.1. Pérdidas en el núcleo

Armónicos

Este valor es inferior al planteado en las investigaciones de De Abreu y Eigeles [ver anexo A], de manera que se puede despreciar el incremento de las pérdidas del núcleo en presencia de una onda de tensión con el espectro propuesto.

Asimetría

En un campo magnético alterno, las pérdidas en los elementos del circuito magnético se clasifican en pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes parásitas, estas se determinan según:

$$P_{fe} = (K_h \cdot f + K_e \cdot f^2) \cdot B_m^2 \quad (\text{W}) \quad (1.39)$$

donde:

K_h y K_e son las constantes de pérdidas de histéresis y por corrientes parásitas del material, respectivamente [11]

f : Frecuencia del campo magnético, en Hz

B_m : Máxima densidad del flujo, en Wb/m^2

Cuando el motor se alimenta desde una fuente con tensiones desbalanceadas, el campo magnético es campo magnético resultante y es elíptico debido a que cada componente de secuencia de las corrientes genera sus propias ondas de f.m.m, estable cuando campos que giran en sentidos contrarios, (uno con respecto al otro) y que tienen sus correspondientes inducciones B_{m1} y B_{m2} , estas componentes son proporcionales a la f.e.m de secuencia inducidas en el entrehierro, por lo que pueden expresarse con relación al campo circular fundamental, creado por las corrientes simétricas de excitación nominal, como:

$$\frac{B_{mi}}{B_{mn}} = \frac{E_{mi}}{E_{mn}} \approx \frac{V_i}{V_n} \quad (1.40)$$

donde:

E_m : es la f.e.m inducida en el entrehierro, en (v)

V : tensión de fase, en (v)

El subíndice i se refiere a la secuencia; 1 para secuencia positiva y 2 para secuencia negativa. El subíndice n indica valores nominales.

Aplicando (1.39 y 1.40) a los elementos del circuito magnético del motor se puede plantear que:

$$P_{fe} = \left[\left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2 + 2 \cdot \left(\frac{V_2}{V_n} \right)^2 \right] (W) \quad (1.41)$$

Siendo:

P_{fe} : Pérdidas del núcleo nominales, medidas por una prueba de vacío o calculadas, en

(W).

La ecuación (1.41) es una expresión aproximada que se sugiere cuando no se tienen los datos de los materiales ferromagnéticos. Ella no precisa qué parte de las pérdidas pertenece a las pérdidas histerísicas y cuál a las parásitas. El factor 2 surge al considerar iguales las pérdidas del núcleo de secuencia negativa del rotor y las correspondientes del estator.

Para calcular P_{feNOM} se parte de la potencia desarrollada en régimen nominal, que está dada por:

$$P_{des} = P_n + P_a + P_{fb} \quad (W) \quad (1.42)$$

donde:

P_n : es la potencia nominal, en (W)

P_a : Pérdidas adicionales nominales evaluadas según valores recomendados por el fabricante en la determinación de la frecuencia [17], en (W)

La potencia electromagnética que se transfiere al rotor en régimen nominal será:

$$P_{emm} = \frac{P_{des}}{(1 - S_n)} \quad (\text{W}) \quad (1.43)$$

donde:

S_n : es el deslizamiento nominal en p.u

Si se calculan las pérdidas de cobre del estator nominales como:

$$P_{cusn} = 3 \cdot I_{fn}^2 \cdot r_{sh} \quad (\text{W}) \quad (1.44)$$

donde:

I_{fn} : es las corrientes de las fases, en (A)

r_{sh} : es la resistencia de fase del estator (r_s) corregida a la temperatura de trabajo en (Ω).

Entonces, las pérdidas del núcleo nominales se determinan como:

$$P_{feNOM} = \frac{P_n}{\eta_n} - P_{emm} - P_{cusn} \quad (\text{W}) \quad (1.45)$$

I.3.2. Pérdidas mecánicas

Armónicos

Las pérdidas mecánicas comprenden las pérdidas por fricción y batimiento y son aproximadamente proporcionales al cuadrado de la velocidad y al área de la superficie de contacto si se asume que no son afectadas por la distorsión armónica de la tensión [19].

Asimetría

Pérdidas rotacionales, parte de las pérdidas consideradas constantes, son las pérdidas magnéticas que dependen de los correspondientes valores de la inducción que se tienen en las diferentes partes del circuito magnético. Otras componentes de estas pérdidas son las pérdidas mecánicas debidas al rozamiento y a la ventilación.

El conjunto de estas pérdidas se conoce como pérdidas de fricción, batimiento y de núcleo y es común deducirlas de la salida y simularlas por la potencia disipada en una resistencia r_m insertada en la rama de magnetización por la cual circula la corriente I_m [7]

Las pérdidas constantes pueden calcularse como:

$$P_{fbnCal} = 3 \cdot r_m \cdot (I_{m1}^2 + I_{m2}^2) \quad (W) \quad (1.46)$$

La variación de estas pérdidas con el desbalance es despreciada por algunos autores como Abreu y Emanuel en [5] que plantean que para situaciones prácticas donde el desbalance es menor que el 5% su variación es despreciable ya que el campo rotacional ligeramente elíptico provoca en algunas regiones del núcleo del estator un menor incremento de la densidad del flujo, mientras que en el resto del núcleo sucede lo contrario. Sin embargo, otros autores sí consideran esta variación en sus modelos [15], así como, su dependencia del nivel de tensión. El hecho de que esta componente de pérdidas tenga una magnitud considerable dentro de las pérdidas globales, además de que depende poco de la carga, permite utilizarla como una referencia adicional en la identificación de los parámetros del modelo.

Pérdidas por fricción y batimiento, en [16] se plantea que las pérdidas de fricción y batimiento; (P_{fb}) pueden expresarse como una fracción (K_{fb}) de la capacidad de la máquina que en p.u. se ajusta a la siguiente ecuación:

$$K_{fb} = 0.5052 \cdot P_n^{-0.3296} \quad (1.47)$$

donde:

P_n : Potencia nominal, (W)

De esta manera, cuando no se conocen exactamente estas pérdidas por la dificultad de medirlas con ensayos in situ, y considerando además que varía con el cuadrado de la velocidad se pueden calcular entonces como:

$$P_{fb} = K_{fb} \cdot P_n \cdot \left(\frac{W_r}{W_n} \right)^2 \quad (W) \quad (1.48)$$

siendo W_r y W_n la velocidad a la cual se encuentra girando la máquina y la velocidad nominal respectivamente en rpm.

1.3.3. Pérdidas en los devanados

Armónicos

Las pérdidas en los devanados por fase producto de las corrientes armónicas se calculan como:

$$P_{cuk} = \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2 \cdot \left(r_{sk} + \frac{r_{rk}}{s_k} \right) \quad (1.49)$$

El porcentaje de incremento en las pérdidas del cobre debido a las corrientes armónicas se calculan como:

$$\Delta P_{CU} = \frac{P_{cuk}}{I_1^2 \cdot \left(r_s + \frac{r_r}{s} \right) + P_{cuk}} \cdot 100\% \quad (1.50)$$

A modo de ilustración del componente de las pérdidas de cobre ante alimentación armónica se utilizan las características de motores de inducción dadas en [19] y que se reproducen a continuación:

Tabla 1.4 Valores de impedancia de motores de inducción.

Potencia	Deslizamiento	Resistencias y reactancias en pu en lo Kva. de plena carga y tensión nominal				
		r_s	r_r	x_m	x_s	x_r
hp	%					
Hasta 5	4.5	0.055	0.055	1.9	0.048	0.072
5-25	3.0	0.040	0.040	2.6	0.064	0.096
25-200	2.5	0.030	0.030	3.2	0.068	0.02
200-1000	1.75	0.025	0.025	3.6	0.068	0.102

Con estos datos y para el caso hipotético en que están presentes todos los armónicos desde el 2-50, y que, además, todos tengan una amplitud del 1% del armónico fundamental (el 1) se puede calcular el porcentaje que representan las pérdidas divididas a las corrientes armónicas circulando por los devanados según la expresión (1.50). Se realizan los mismos cálculos en el caso en que no se consideren los terceros armónicos. Los resultados son los siguientes:

Tabla 1.5 Cálculo del porcentaje de potencia.

Potencia	ΔP_{cuk}	ΔP_{cuk}
Hp	(%)	($K \neq 3$)
Hasta-5	1.3	0.9
5-25	1.5	1.0

Potencia	ΔP_{cuk}	ΔP_{cuk}
25-200	1.3	0.87
2000-1000	1.4	0.94

Como puede apreciarse para el espectro armónico que se sugiere las pérdidas de cobre solo se incrementan en un 1.5% para el peor de los casos.

Asimetría

Estas son proporcionales al cuadrado de los valores eficaces de las corrientes que circulan por los enrollados de las fases del estator y del rotor, así como los respectivos valores de resistencia se calculan como:

para el estator:

$$P_{cus} = 3 \cdot r_s \cdot (I_{s1}^2 + I_{s2}^2) \quad (\text{W}) \quad (1.51)$$

para el rotor:

$$P_{cur} = 3 \cdot (I_{r1}^2 \cdot r_{r1} + I_{r2}^2 \cdot r_{r2}) \quad (\text{W}) \quad (1.52)$$

En el circuito de la figura 1.1 (a)(b) solo están representadas estas pérdidas independientemente y el resto se consideran cubiertas por la potencia mecánica desarrollada por el motor. De esta manera, en las resistencias de cargas variables en función del deslizamiento se simula globalmente la potencia de salida y el resto de las pérdidas.

I.3.4. Pérdidas adicionales

Armónicos

Las pérdidas adicionales son difíciles de determinar y aunque los armónicos de tensión afectan significativamente estas pérdidas, ellas, en sí, representan aproximadamente solo

un 16% de las pérdidas totales; por lo que su incremento no se considerará en este análisis.

Asimetría

La evaluación de las pérdidas adicionales es un problema complejo sobre el cual existen diversos puntos de vista. En muchos análisis se consideran de magnitud relativamente pequeña y no son tenidas en cuenta [12]. Incluso como se ha expuesto, la norma JEC-37 las ignora en la determinación de la eficiencia. Despreciar estas pérdidas introduce un error significativo y la manera de considerarlas es definitoria en cuanto a la precisión de los resultados en el cálculo de la eficiencia [5,17].

Los procedimientos para medirlas son muy complejos [9,10], no son apropiados para ser aplicados en condiciones de campo. Por esta razón, es necesario asumirlas de acuerdo con la recomendación de algunas de las normas internacionales e incorporarlas al modelo. Acorde con los valores propuestos IEEE-112 (sección 5.7.4)[9] para el procedimiento de determinación de la eficiencia con pérdidas adicionales asumidas, es posible simular en el circuito equivalente mediante una resistencia insertada en la rama del rotor [13,14]. Esta resistencia adicional puede ser expresada como:

$$r_{ad} = K_{ad} \cdot r_{r1} \cdot \left(\frac{1 - S_n}{S_n} \right) \quad (\text{W}) \quad (1.53)$$

donde:

K_{ad} : es la fracción de la potencia nominal del motor que asume como pérdidas adicionales según [9], en p.u

r_{r1} : es la resistencia del rotor de secuencia positiva, en Ω .

S_n : es el deslizamiento nominal en p.u

De esta manera las pérdidas adicionales se calculan como:

$$P_{ad} = 3 \cdot r_{ad} \cdot (I_{r1}^2 + I_{r2}^2) \quad (\text{W}) \quad (1.54)$$

I.3.5. Pérdidas totales

Armónicos

Hasta se ha planteado un análisis de la influencia de un espectro hipotético sobre cada una de las pérdidas individuales. Una expresión aproximada para el incremento de las pérdidas totales provocadas por los armónicos fue publicada por Cummins en [3] esta es:

$$\Delta W_r \approx 35 \sum_{k=5}^{\infty} \frac{1}{k^2} \left(\frac{V_k}{V_n} \right)^2 \quad (\text{pu}) \quad (1.55)$$

Si el valor r_m de la tensión no sinusoidal es igual a la tensión nominal se puede sustituir en (1.55) y se tiene:

$$\Delta W_t \approx \frac{35}{(1 + THD^2)} \sum_{k=5}^{\infty} \frac{1}{k^2} \left(\frac{V_k}{V_1} \right)^2 \quad (\text{pu}) \quad (1.56)$$

Considerando todos los armónicos por encima del 5to y para el caso hipotético planteado en que su amplitud sea de 1%, el resultado será:

$$\Delta W_t \approx 0.007 \quad (\text{pu})$$

En resumen, este resultado corrobora lo expuesto hasta aquí y justifica la consideración de que espectros de la onda de tensión con distorsión armónica individual máxima de 1% tiene un efecto poco significativo en el incremento de las pérdidas del motor. Además, el hecho de considerar igual factor de distorsión para todas las armónicas, obviamente, permite obtener resultados conservadores. Esto da mayor seguridad en lo planeado ya que, en realidad, la amplitud de los armónicos decrece con su orden, por lo que basta, por ejemplo, que el 2do armónico sea del 1% del fundamental para asegurar que todos los demás tengan amplitudes menores.

Asimetría

Las pérdidas totales no son más que la sumatoria de todas las pérdidas en presencia de asimetría.

I.4. Análisis de la no sinusoidalidad en presencia de asimetría

Cuando las condiciones del sistema (intensidad de la fuente, bancos de condensadores, cargas, características de línea, fuentes armónicas) son completamente balanceadas, los modelos de secuencia positiva pueden ser empleados para evaluar las características de respuesta en frecuencia del sistema. Bajo estas condiciones balanceadas, los armónicos de corriente tendrán características de secuencia. Ver Tabla 1.2

Cuando las condiciones del sistema no son completamente balanceadas (p.e. en las subestaciones alimentadoras de distribución y transmisión), debe ser aplicado el análisis desbalanceado. Estas condiciones pueden incluir fuentes de armónicas desbalanceadas en el sistema, p.e., fuentes monofásicas, bancos de condensadores monofásicos, cargas de sistemas desbalanceados. En algunos casos, incluso el desequilibrio introducido por líneas de transmisión no transpuestas puede ser importante. En todos estos casos, es importante usar la representación de sistemas trifásicos para el análisis. En estos sistemas, cada armónico tiene su componente de secuencia positiva, negativa y cero.

CAPITULO II: METODOLOGÍA Y PARTE EXPERIMENTAL

Introducción

El desarrollo de este capítulo se realizará fundamentalmente con la ayuda del software MATLAB, debido a sus potentes herramientas matemáticas y a la posibilidad ya creada de análisis de señales periódicas no sinusoidales a través de Transformada Rápida de Fourier (fft).

II.1. Generalidades acerca de las magnitudes eléctricas no sinusoidales.

Para que una función periódica pueda ser representada por su Serie de Fourier debe satisfacer un conjunto de condiciones suficientes que son las condiciones de Dirichlet.

Estas son:

- solo puede tener un número finito de discontinuidades en cualquier intervalo finito.
- el número de máximos y mínimos en un intervalo finito es finito.
- la función periódica debe tener un valor medio finito.

En la práctica todas las funciones periódicas con que se trabaja en el análisis de circuitos eléctricos cumplen con estas condiciones y, por tanto, son susceptibles de representarse por su serie de Fourier. Para representar una función periódica por su serie de Fourier se utilizan tres formas equivalentes:

1. En términos de senos y cosenos.
2. En términos de cosenos solamente o senos solamente.
3. En forma compleja o exponencial.

La expresión de la función $f(t)$ en su serie de Fourier, en forma compleja es:

$$f(t) = A_n \cos(n\omega_1 t) + B_n \text{sen}(n\omega_1 t) \quad (2.1)$$

Las componentes de Fourier por cada canal se calculan a partir de los datos muestreados utilizando las formulas (2.2) y (2.3):

$$A_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N f_i \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot i}{N}\right) \quad (2.2)$$

$$B_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N f_i \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot i}{N}\right) \quad (2.3)$$

Siendo: N = número de muestra

f_i = Muestreo número i

k = número de armónicos

Los valores efectivos (RMS) visualizados en el display y memorizados en el registrador utilizan cada uno un muestreo, es decir, $N = 64$. En consecuencia, el registrador calcula

valores para $n = 1 \dots 50$. Todos los cálculos de la Transformada Rápida de Fourier realizados por el software, Data Trend, utilizan 128 muestras ($N = 128$) en el cálculo de valores para $n = 1 \dots 50$.

Las magnitudes RMS se han calculado, obteniendo la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los componentes:

$$V_{rms} = \sqrt{(V_{A1})^2 + (V_{B1})^2 + (V_{A2})^2 + (V_{B2})^2 + \dots + (V_{A50})^2 + (V_{B50})^2} \quad (2.4)$$

La potencia activa se calcula:

$$P = V_{A1} \cdot I_{A1} + V_{B1} \cdot I_{B1} + V_{A2} \cdot I_{A2} + V_{B2} \cdot I_{B2} + \dots + V_{A50} \cdot I_{A50} + V_{B50} \cdot I_{B50} \quad (2.5)$$

La potencia aparente se calcula:

$$S = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad (2.6)$$

La potencia reactiva se calcula:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.7)$$

La distorsión Armónica total se calcula:

$$V_{THD\%} = \sqrt{\frac{(V_{A2})^2 + (V_{B2})^2 + (V_{A3})^2 + (V_{B3})^2 + \dots + (V_{A50})^2 + (V_{B50})^2}{(V_{A1})^2 + (V_{B1})^2}} \quad (2.8)$$

El factor de potencia se calcula:

$$fp = \frac{P}{S} \quad (2.9)$$

II.1.1. Transformada Rápida de Fourier (FFT)

La Transformada Rápida de Fourier realiza el análisis de datos sinusoidales de diferentes frecuencias. Para un vector de datos muestreados, el análisis de Fourier se realiza a través de la transformada discreta de Fourier.

La FFT es un algoritmo eficiente para la solución de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) de una secuencia.

Para una secuencia x de tamaño N , DFT es un vector X de tamaño N . La transformada directa e inversa de Fourier se relacionan por las ecuaciones (2.10) y (2.11).

$$X_{(k)} = \sum_{n=1}^N x_{(n)} e^{-j2\pi(k-1)\left(\frac{n-1}{N}\right)} \quad 1 \leq k \leq N \quad (2.10)$$

$$x_{(n)} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_{(k)} e^{j2\pi(k-1)\left(\frac{n-1}{N}\right)} \quad 1 \leq n \leq N \quad (2.11)$$

Si $x_{(n)}$ es real, se puede escribir la ecuación en términos de cósenos y senos con coeficiente constante

$$x_{(n)} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left[A_{(k)} \cos\left(\frac{2\pi(k-1)(n-1)}{N}\right) + B_{(k)} \text{sen}\left(\frac{2\pi(k-1)(n-1)}{N}\right) \right] \quad (2.12)$$

donde:

$$A_{(k)} = \text{real}(X_{(k)}), \quad B_{(k)} = -\text{imag}(X_{(k)}), \quad 1 \leq n \leq N \quad (2.13)$$

Se partirá del hecho de que se tiene la onda de tensión a la cual se aplicará la FFT para obtener las magnitudes de cada componente armónica.

II.2. Comportamiento del motor de inducción ante alimentación no sinusoidal.

Caso de estudio.

Se analiza el comportamiento de un Motor de Inducción (230 V 3Φ 60 HZ 27 A 7.46 kW 1755 rpm), de la UEB No. 2 de Gastronomía de la ESUNI, Del mismo se conocen los parámetros nominales del circuito equivalente

$$R_1 = 0.2268 \quad \Omega \quad X_1 = 0.5125 \quad \Omega \quad R_2 = 0.1253 \quad \Omega$$

$$X_2 = 0.7888 \quad \Omega \quad R_m = 185.1 \quad \Omega \quad X_m = 9.8554 \quad \Omega$$

El espectro de armónico, frecuencia, y la forma de onda se representan en la figura 2.1, y en el cuadro 1 el algoritmo desarrollado en el software Matlab para obtener los resultados de eficiencia y de pérdidas totales por las diferentes causas posibles (armónico y asimetría).

La onda de tensión, con la cual se hará el análisis, se obtuvo con el analizador de redes INTERLOGGER del grupo de energía.

Tanto la onda de tensión como la de corriente se muestrean 128 veces por ciclo o período completo. Dicho muestreo se realiza de forma simultánea en todos los canales de tal forma que no se produzcan sesgos de la información entre canales.

Cuadro No 1

```
delta = 0.00013; % Período de muestreo en segundo
y = [forma de onda discreta];
t = 0: delta: 0.01654;
Un=220; % Tensión nominal del circuito
Partiendo de la onda es difícil identificar a simple vista la frecuencia
contenida en la señal original. Convirtiendo del dominio del tiempo al
discreto, aplicando la FFT.
% La Transformada rápida de Fourier (FFT):
    Y = fft(y);
% El espectro de tensión de una medición de tensión de varias frecuencias
es
Pyy = abs(Y(1:length(Y)/2));
% Modulo
    Pyy=Pyy/max(Pyy)*100;
% Tensión nominal en volt para el primer armónico.
    Ureal = Pyy(2)*Un/100;
f = (0:length(Y)/2-1)*(1/delta)/(length(Y));
    Uhar = Pyy(2:length(f)/2)*Un/100;
    k=0:length(Pyy)-1;
subplot(312)
bar(k(3:length(f)/2),Pyy(3:length(f)/2)),grid
ylabel('(Uth) (%)')
xlabel('No armónicos')
subplot(313)
bar(f(3:length(f)/2),Pyy(3:length(f)/2)*Un/100),grid
ylabel('(Uth) (V)')
xlabel('Frecuencia')
```

Para la tensión dada por el analizador de redes se obtiene:

Tabla 2.1 Tensión por armónicos para la onda dada.

No. Armónicos	5	7	11	13	17	19	23	25
Uar (V)	7.6919	6.4661	4.9921	4.0756	3.0195	2.1590	1.8996	1.2852
Uar (%)	3.4963	2.9391	2.2691	1.8525	1.3725	0.9814	0.8635	0.5842

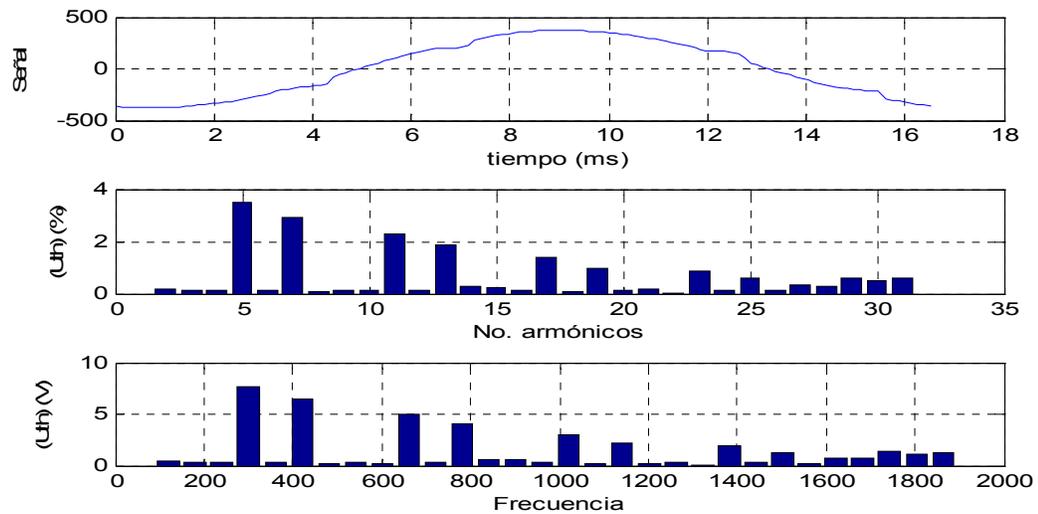


Figura 2.1 Onda de tensión real con contenido de armónicos

Partiendo de la teoría expuesta en el primer capítulo y de los resultados de la tensión para los armónicos presentes en la forma de onda de tensión (tabla 2.1), se elabora el cuadro No 2, programa en Matlab que permite obtener la impedancia y los parámetros de funcionamiento del motor de inducción en presencia de una alimentación no sinusoidal.

En este algoritmo general se ha encontrado la variación de la impedancia del circuito equivalente con el efecto pelicular.

Cuadro No 2

```
V1=U11/sqrt(3); ws=2/p*2*pi*f; Uh=V1/100;
k=3;
n1=120*f/p;
Sn=(n1-n)/n1;
z=1:k; % Formar un vector partiendo de la cantidad de armónico deseado.
hp=6*(z-1)+1; % Orden del armónico de secuencia positiva
hn=6*z-1; % Orden del armónico de secuencia negativa
h=[hp hn]; % Orden del armónico completo para el análisis
X1p=X1*h; Xmp=Xm*h; X2p=X2pr*h.*(0.67+0.5./sqrt(h)); % Reactancia por armónico
Rc=Rc; R1=R1*(0.4+0.6*sqrt(h)); R2pr=R2pr*(0.3+0.7*sqrt(h))
% El trabajo se desarrolla para todos los armónicos en análisis.
Rc==0
```

```
RcXm=j*Xmp;      RcXm=(Rc*j.*Xmp)./(Rc+j*Xmp);
ws=ws./h;      % Velocidad para cualquier armónico
npts=200;
% Para el cálculo de pérdidas
Sp=1-(1-Sn)./hp; % Deslizamiento sec+
% Para el cálculo de pérdidas
Sp=1-(1-Sn)./hp; % Deslizamiento sec+
Sn=1+(1-Sn)./hn; % Deslizamiento sec-
S=[Sp Sn];
Zl=Rl+Xlp*j;      Z2sm=(R2pr./S+X2p*j).*RcXm./(R2pr./S+X2p*j+RcXm);
Zeq=Zl+Z2sm;      Rmk=real(RcXm);
fpeq=cos(angle(Zeq));% Factor de potencia por armónicos
I1=Uh./Zeq;
I2=I1.*RcXm./(R2pr./S+X2p*j+RcXm);
Ioo=I1-I2;
% Pérdidas por armónicos
Perk=3*(abs(I2).^2.*R2pr+abs(I1).^2.*Rl+abs(Ioo).^2.*Rmk);
Pemk=abs(3*abs(I2).^2.*R2pr.*(1-S)./S);
Dpk=sum(Perk(2:length(S)))+sum(Pemk(2:length(S))); % Pérdidas para
armónicos superiores
Perl=Perk(1); % Pérdidas para el armónico fundamental
DPTtotal=Dpk+Perl; % Pérdidas totales
Psal=3*abs(I2(1)).^2.*R2pr(1).*(1-S(1))./S(1);% Potencia de salida
Pent=Perk+Pemk;% Potencia de entrada por armónico
Pentsuma=sum(Pent);% Potencia de entrada total
Rend_sin_har=Psal/Pent(1);% Rendimiento sin armónicos
Rend_con_har=Psal/Pentsuma;% Rendimiento con armónicos
Drend = abs(Rend_con_har-Rend_sin_har)*100 ;%Diferencia de rendimiento.
```

II.3. Variación de los parámetros del circuito equivalente del motor de inducción considerando o no el efecto pelicular en presencia de armónicos.

El primer paso en la determinación del comportamiento de un motor de inducción que se alimenta desde una fuente de tensión en presencia de armónicos es, de acuerdo con el capítulo 1, epígrafe (2.7), caracterizar las impedancias del circuito equivalente en función de los armónicos.

II.3.1. Armónicos sin efecto pelicular

Cuando no se considera el efecto pelicular, las resistencias no tienen en cuenta la variación por armónicos, y las reactancias varían proporcionales al orden del mismo, como se observa en la figura 2.2.

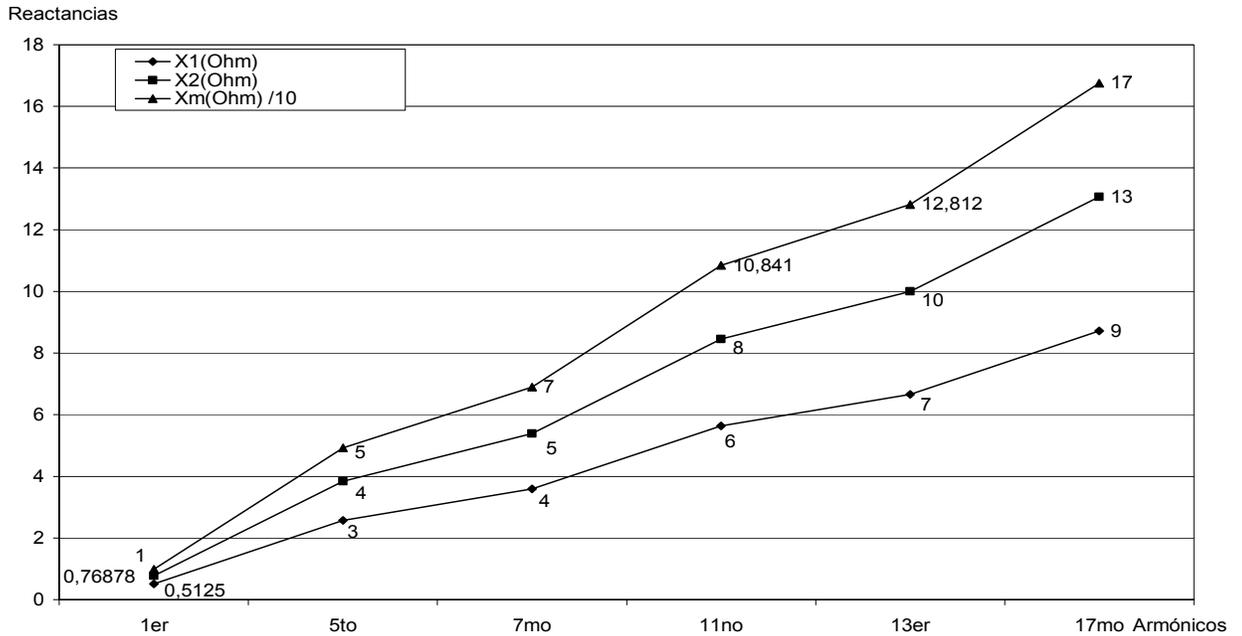


Figura 2.2 Impedancia sin considerar el efecto pelicular

Tabla 2.2 Impedancia sin considerar el efecto pelicular

No.de arm.	1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
$R_1(\text{Ohm})$	0.2268	0.2268	0.2268	0.2268	0.2268	0.2268
$X_1(\text{Ohm})$	0.5125	2.5626	3.5876	5.6377	6.6628	8.7128
$R_2(\text{Ohm})$	0.1253	0.1253	0.1253	0.1253	0.1253	0.1253
$X_2(\text{Ohm})$	0.76878	3.8439	5.3815	8.4566	9.9941	13.069
$R_m(\text{Ohm})$	185.1	185.1	185.1	185.1	185.1	185.1
$X_m(\text{Ohm})$	9.8554	49.277	68.988	108.41	128.12	167.54

La tabla 2.2 refleja la variación que tienen las impedancias en función del orden del armónico.

II.3.2. Armónicos con efecto pelicular

Cuando se tiene en cuenta el efecto pelicular, las reactancias y resistencias varían en dependencia del armónico de acuerdo con lo que se expresa en el capítulo 1, epígrafe (2.7). Estas variaciones se muestran en la figura 2.3 y los resultados se ofrecen en la tabla 2.3.

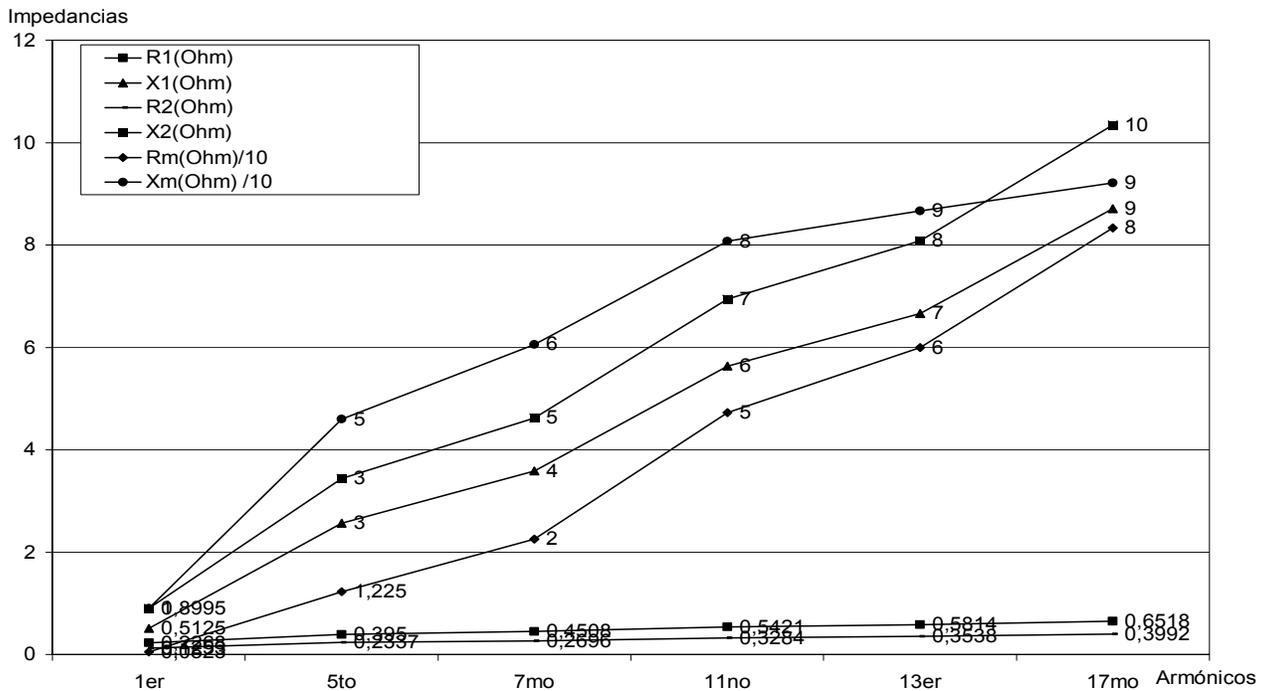


Figura 2.3 Impedancias considerando el efecto pelicular

Tabla 2.3 Impedancia considerando el efecto pelicular por armónicos

No.de arm.	1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
R ₁ (Ohm)	0.2268	0.395	0.4508	0.5421	0.5814	0.6518
X ₁ (Ohm)	0.5125	2.5626	3.5876	5.6377	6.6628	8.7128
R ₂ (Ohm)	0.12528	0.2337	0.2696	0.3284	0.3538	0.3992
X ₂ (Ohm)	0.8995	3.4349	4.6226	6.9408	8.082	10.341
R _m (Ohm)	0.52325	12.25	22.576	47.277	59.956	83.356
X _m (Ohm)	9.8275	46.016	60.574	80.721	86.621	92.092

Si se comparan la tabla 2.2 y 2.3 se observa que cuando se contempla el efecto pelicular el incremento de las resistencias por armónico es mayor.

II.4. Influencia del contenido de armónico en la eficiencia Motor de Inducción.

Con el objetivo de investigar la influencia del contenido y magnitud de los armónicos en un motor de inducción se realizaron tres experimentos con el propósito de poder comparar sus resultados: el primer experimento se realizó para un bajo por ciento de THD, el segundo para una onda real de tensión con el THD dentro de los niveles permisibles por las normas internacionales, y el tercero con un por ciento de THD un tanto mayor (1ro para baja magnitud , 2do real y 3ro alta magnitud de armónicos). En los mismos se observó que los valores de las pérdidas asociadas a cada armónico son pequeños y varían de forma insignificante con la magnitud del armónico (ver figura 2.4).

Sin considerar el efecto pelicular en ninguno de los experimentos y teniendo en cuenta un THD pequeño se realizó el primer experimento. En la tabla 2.4 se puede valorar cómo influye el contenido de armónicos en el mismo.

Tabla 2.4 Potencias y Factor de Potencias por armónicos para el 1er experimento.

No.de arm.		1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
Uar (V)		126.64	2.0345	1.6162	1.3711	1.132	0.4415
Uar (%)		95.37	1.5321	1.2171	1.0325	0.8525	0.3325
Caso 1 THD 2.5 %	P _{elect} (W)	1020.2	0.1330	0.0499	0.0207	0.0121	0.0015
	P _{torque} (W)	-	0.0058	0.0018	0.0003	0.0001	$7.84 \cdot 10^{-6}$
	P _{ent} (W)	-	0.12717	0.0517	0.0204	0.0122	0.0015
	F _P	0.8069	0.0628	0.0566	0.0488	0.0506	0.0538

En el 2do experimento (ver tabla 2.5) se tiene una onda real y se puede reconocer cómo las potencias y el factor de potencia no varían significativamente.

Tabla 2.5 Potencias y Factor de Potencias por armónicos para el 2do experimento

No.de arm.		1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
Uar (V)		126.64	4.6428	3.9028	3.0132	2.4599	1.8226
Uar (%)		95.37	3.4963	2.9391	2.2691	1.8525	1.3725
Caso Real THD 5.8 %	$P_{\text{elect}}(\text{W})$	1020.2	0.6924	0.2908	0.0999	0.0571	0.0259
	$P_{\text{torque}}(\text{W})$	-	0.0301	0.0108	0.0013	0.0006	0.0001
	$P_{\text{ent}}(\text{W})$	-	0.7225	0.3016	0.1012	0.0577	0.0260
	F_P	0.8069	0.0628	0.0566	0.0488	0.0506	0.0538

En el 3er experimento (ver tabla 2.6) se tomó una onda de tensión con un alto contenido de distorsión armónica y se puede estimar como las variaciones siguen siendo insignificante.

Tabla 2.6 Potencias y Factor de Potencias por armónicos para el 3er experimento

No.de arm.		1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
Uar (V)		126.64	5.9707	3.9472	4.3411	3.9028	2.4599
Uar (%)		95.37	4.4963	3.9725	3.2691	2.9391	1.8525
Caso 2 THD 8 %	P_{elect}	1020.2	1.1451	0.2974	0.2072	0.1437	0.0472
	P_{torque}	-	0.0498	0.0110	0.0027	0.0016	0.0002
	P_{ent}	-	1.1949	0.30845	0.2100	0.1453	0.0474
	F_P	0.8069	0.06284	0.0566	0.0488	0.0506	0.0538

En la tabla 2.7 se pueden advertir las distintas pérdidas según el por ciento de THD que se tenga y las pocas variaciones que esto trae consigo, incluso, en el rendimiento del motor (ver figura 2.5).

Tabla 2.7 Pérdidas y rendimientos del motor de inducción en dependencia del THD.

Pérdidas	THD	P_{as}	P_{af}	P_{total}	P_{sal}	$P_{entotal}$	$R_{sin.ar}$	$R_{con.ar}$	D_{rend}
Caso I	2.5 %	0.2251	1020.2	1020.4	7979.3	8999.6	0.8866	0.8866	0.0021
Caso real	5.8 %	1.2089	1020.2	1021.4	7979.3	9000.6	0.8866	0.8865	0.0119
Caso 2	8 %	1.9061	1020.2	1022.1	7979.3	9001.3	0.8866	0.8864	0.0188

Nomenclaturas y simbologías utilizadas en las tablas anteriores.

p_{elec} : Pérdidas eléctricas por cada armónicos.

p_{torque} : Potencia electromagnética por armónicos superiores.

P_{ent} : Potencia de entrada por armónicos superiores

P_{as} : Pérdidas de armónicos superiores.

P_{af} : Pérdidas para el armónico fundamental

P_{total} : Pérdidas totales

P_{sal} : Potencia de salida

$P_{entotal}$: Potencia de entrada total

$R_{sin.ar}$: Rendimiento sin armónicos

$R_{con.ar}$: Rendimiento con armónicos

D_{rend} : Diferencia de rendimiento

Para una mejor representación de los resultados se sitúa el gráfico 2.4, en el que se observa que las pérdidas correspondientes a los armónicos superiores disminuyen con la disminución del % del THD.

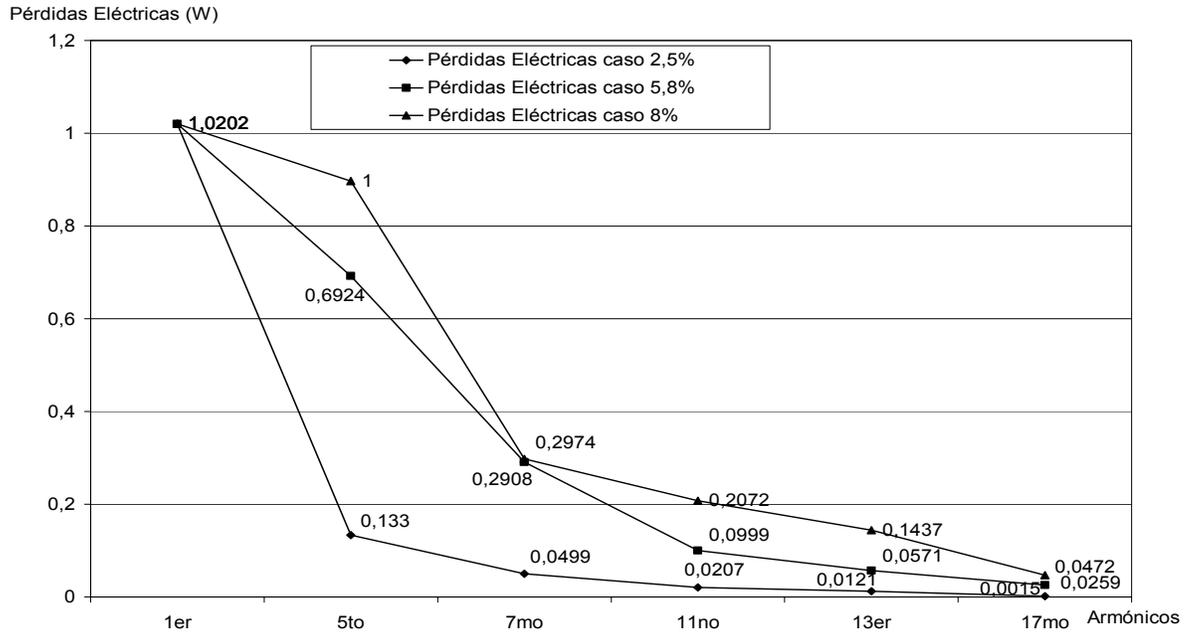


Figura 2.4 Pérdidas eléctricas sin considerar el efecto pelicular.

La figura 2.5 representa la variación del rendimiento para los tres casos anteriores.

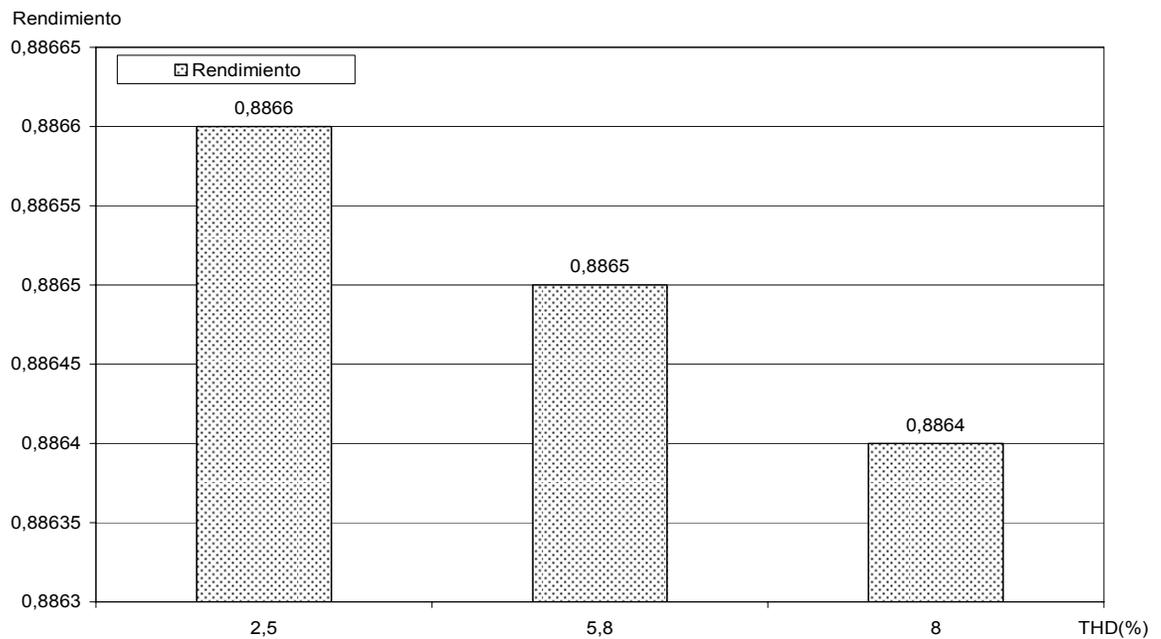


Figura 2.5 Rendimientos del motor de inducción sin considerar el efecto pelicular.

II.5. Consideración del efecto pelicular en la eficiencia del motor de inducción en presencia de armónicos.

Para la misma magnitud de armónicos, pero ahora con efecto pelicular, se realizan otros 3 experimentos en los cuales se observa que el valor de las pérdidas asociadas a cada armónico sigue siendo pequeño y sigue variando de forma insignificante.

Considerando el efecto pelicular y teniendo en cuenta un THD igual que en el primer experimento del caso anterior se realizó este experimento (ver tabla 2.8) en el que se puede valorar cómo el valor de las pérdidas asociadas a cada armónico aumenta en pequeñas magnitudes con respecto a los valores expuestos en la tabla 2.4, pero siguen siendo insignificantes.

Tabla 2.8 Potencias y Factor de Potencias por armónicos para el 1er experimento.

No.de arm.		1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
Uar (V)		126.64	2.0345	1.6162	1.3711	1.132	0.4415
Uar (%)		95.37	1.5321	1.2171	1.0325	0.8525	0.3325
Caso THD (2.5%)	P _{elect}	1019.4	0.1804	0.0703	0.0284	0.0161	0.0019
	p _{torque}	-	0.0123	0.0047	0.0009	0.0005	$3.2798 \cdot 10^{-5}$
	P _{ent}	-	0.1928	0.0751	0.0293	0.0166	0.0019
	F _P	0.7943	0.0783	0.0760	0.0594	0.0614	0.0581

En el segundo experimento (ver tabla 2.9) se tiene una onda real y se puede reconocer cómo las potencias y el factor de potencia no varían significativamente aun teniendo en cuenta el efecto pelicular.

Tabla 2.9 Potencias y Factor de Potencias por armónicos para el segundo experimento.

No.de arm.		1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
Uar (V)		126.64	4.6428	3.9028	3.0132	2.4599	1.8226
Uar (%)		95.37	3.4963	2.9391	2.2691	1.8525	1.3725

No.de arm.		1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
Caso Real THD (5.8%)	P_{elect}	1019.4	0.9397	0.4102	0.1373	0.0760	0.0320
	P_{torque}	-	0.0641	0.0277	0.0043	0.0022	0.0006
	P_{ent}	-	1.0038	0.4378	0.1416	0.0782	0.0325
	F_P	0.7943	0.0783	0.0760	0.0594	0.0614	0.0581

En el tercer experimento (ver tabla 2.10) se tomó una onda de tensión con un alto contenido de distorsión armónica. En dicha tabla se puede apreciar cómo las variaciones siguen siendo insignificantes.

Tabla 2.10 Potencias y Factor de Potencias por armónicos para el tercer experimento.

No.de arm.		1er	5to	7mo	11no	13er	17mo
Uar (V)		126.64	5.9707	5.2751	4.3411	3.9028	2.4599
Uar (%)		95.37	4.4963	3.9725	3.2691	2.9391	1.8525
Caso THD (8 %)	P_{elect}	1019.4	1.0803	1.0414	0.4041	0.2699	0.0807
	P_{torque}	-	0.1054	0.0503	0.0089	0.0056	0.0010
	P_{ent}	-	1.1857	1.0917	0.4131	0.2755	0.0817
	F_P	0.7943	0.1071	0.1040	0.0851	0.0861	0.0810

En la tabla 2.11 se pueden advertir las distintas pérdidas según el por ciento de THD que se tienen y las variaciones que esto trae consigo teniendo cuenta el efecto pelicular, incluso en el rendimiento del motor. (ver figura 2.7).

Tabla 2.11 Pérdidas y rendimientos del motor de inducción en dependencia del THD.

Pérdidas	THD (%)	P_{as} (W)	P_{af}	P_{total}	P_{sal}	$P_{entotal}$	$R_{sin.ar}$	$R_{con.ar}$	D_{rend}
Caso I	2.5	0.3156	1019.4	1019.7	7865	8884.7	0.8853	0.8852	0.0031
Caso real	5.8	1.6939	1019.4	1021.1	7865	8886	0.8853	0.8851	0.0169
Caso 2	8	4.0477	1019.4	1023.4	7865	8888.4	0.8853	0.8849	0.0403

Para una mejor representación de los resultados se sitúa el gráfico 2.6, donde se observa que las pérdidas correspondientes a los armónicos superiores disminuyen con la disminución del % de THD.

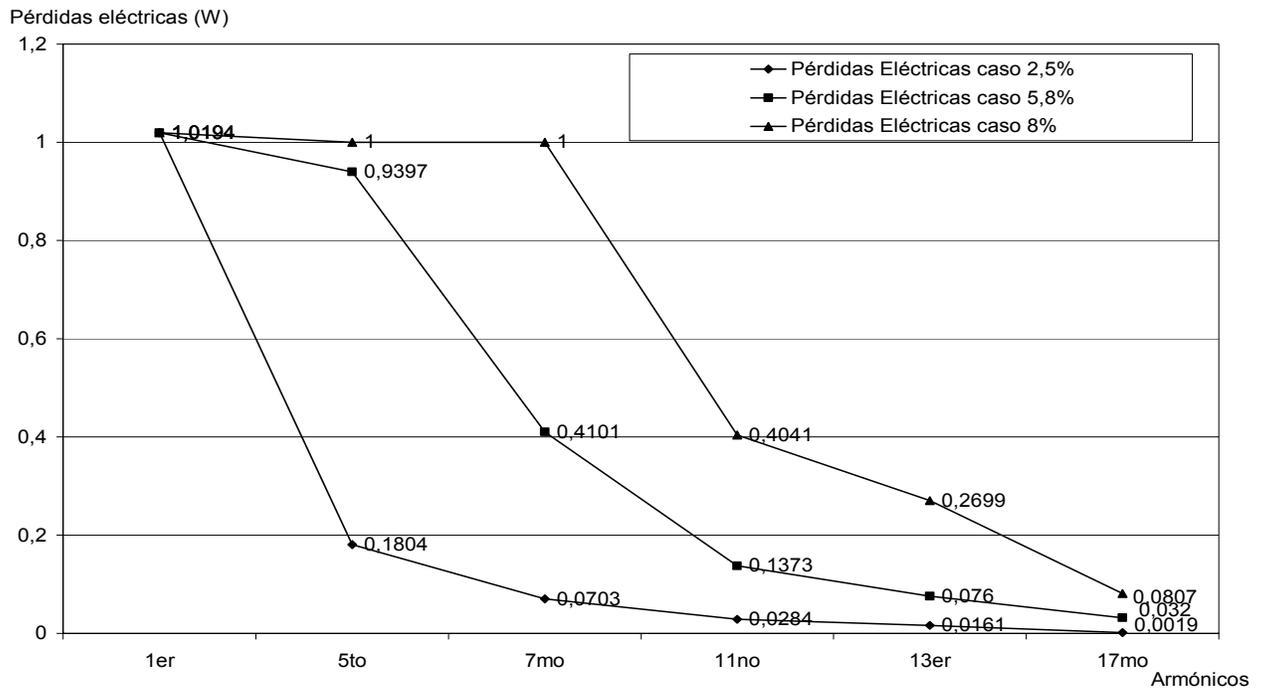


Figura 2.6 Pérdidas eléctricas teniendo en cuenta el efecto pelicular.

La figura 2.7 representa las pocas variaciones que tiene el rendimiento del motor de inducción aun teniendo en cuenta el efecto pelicular.

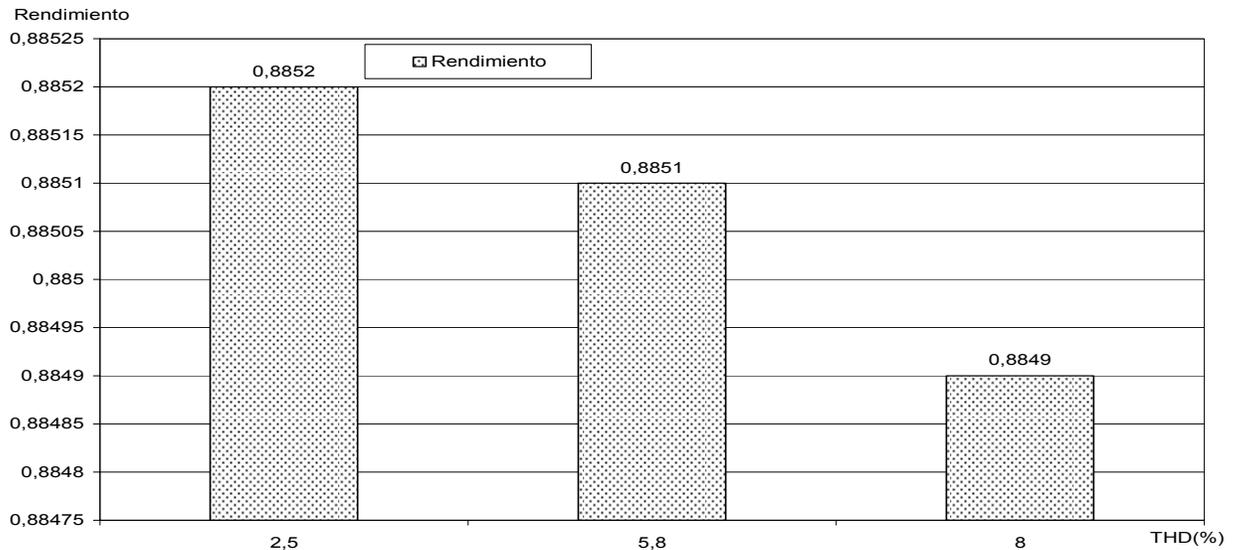


Figura 2.7. Rendimiento del motor de inducción teniendo en cuenta el efecto pelicular.

II.6. Influencia de la asimetría en la eficiencia del motor de inducción.

Cuando no se tiene en cuenta la asimetría en los cálculos de las diferentes pérdidas de un motor de inducción se está introduciendo un error significativo.

Con la intención de investigar la influencia de la asimetría en las pérdidas del motor de inducción se realizaron tres experimentos, en el primero no se tiene en cuenta la asimetría, en el segundo esta se encuentra dentro de los rangos permisibles y en el tercero esta es un tanto mayor que la tolerable por las normas internacionales. Dichos experimentos se elaboran con el propósito de comparar pérdidas del motor de inducción en los casos seleccionados. Para una exposición más completa se realizan otros dos ensayos con los mismos valores de tensión media de los dos últimos experimentos mencionados, en los mismos se observa que el valor de las pérdidas asociadas a cada uno de ellos varía de forma significativa con el aumento de la magnitud de la asimetría al igual que la eficiencia del motor. Se considera el efecto pelicular en todos los experimentos.

II.6.1. Pérdidas con efecto pelicular sin presencia de asimetría.

En la tabla 2.12 y 2.13 se tienen los resultados de las pérdidas de un motor de inducción sin tener en cuenta la asimetría. Se puede notar que la secuencia negativa puede ser desechada cuando se trabaja sin considerar la asimetría.

Tabla 2.12 Pérdidas del motor por secuencia.

Pérdidas Eléctricas (W)	Sec(+)	Sec(-)	Totales
Rotor (W)	271.52	$3.5024 \cdot 10^{-28}$	271.52
Estator (W)	913.13	$2.4298 \cdot 10^{-28}$	913.13
Pérdidas Magnéticas (W)	212.22	$1.3544 \cdot 10^{-30}$	212.22

Tabla 2.13 Pérdidas y eficiencia del motor de inducción sin asimetría.

Pérdidas adicionales con la carga (W)	Pérdidas Totales (W)	Eficiencia	Asimetría (%)	Tensión Media (V)
26.769	1423.6	0.8893	0	230

II.6.2. Pérdidas con asimetría leve y efecto pelicular.

Para realizar los experimentos dos y tres se utilizaron las tensiones asimétricas que se muestran en la siguiente tabla.

Tabla 2.14 Tensiones asimétricas.

Asimetría	Uab (V)	Ubc (V)	Uca (V)	Um	%Asim
Leve	260	240	250	250	4
Fuerte	275	240	250	255	7.5

Con un por ciento de asimetría dentro de las normas internacionales y teniendo en cuenta el efecto pelicular se realizó el segundo experimento. En los resultados que se

muestran en la tabla 2.15 y 2.16 se puede apreciar cómo las pérdidas aumentan significativamente aun trabajando con los valores permisibles.

Tabla 2.15 Pérdidas eléctricas y magnéticas

Pérdidas Eléctricas (W)	Sec(+)	Sec(-)	Totales
Rotor (W)	320.45	40.071	360.52
Estator (W)	1077.7	27.799	1105.5
Pérdidas Magnéticas (W)	250.46	0.1550	250.62

Tabla 2.16 Pérdidas adicionales, totales eficiencia asimetría tensión media.

Pérdidas adicionales con la carga (W)	Pérdidas Totales (W)	Eficiencia	Asimetría (%)	Tensión Media (V)
40.654	1757.3	0.8646	4	250

A continuación se realizó otro experimento en que se trabajó con tensión media (250V) y con los mismos datos del anterior pero no se tuvo en cuenta la asimetría del 4%. En las tablas 2.17 y 2.18 se ubican las diferentes pérdidas obtenidas y a través de la figuras 2.8 y 2.9 se pueden comparar los resultados.

Tabla 2.17 Pérdidas eléctricas y magnéticas.

Pérdidas Eléctricas (W)	Sec(+)	Sec(-)	Totales
Rotor (W)	320.7946	$1.1450 \cdot 10^{-28}$	320.7946
Estator (W)	1078.8	$7.9435 \cdot 10^{-29}$	1078.8
Pérdidas Magnéticas (W)	260.8579	$9.6374 \cdot 10^{-28}$	260.8579

Tabla 2.18 Pérdidas adicionales, totales, eficiencia, asimetría.

Pérdidas adicionales con la carga (W)	Pérdidas Totales (W)	Eficiencia	Asimetría (%)
31.6266	1682.0	0.8765	0

En la siguiente figura se muestran las pérdidas totales del motor de inducción en presencia de la asimetría y sin esta, en esta se puede observar cómo influye la misma en los resultados.

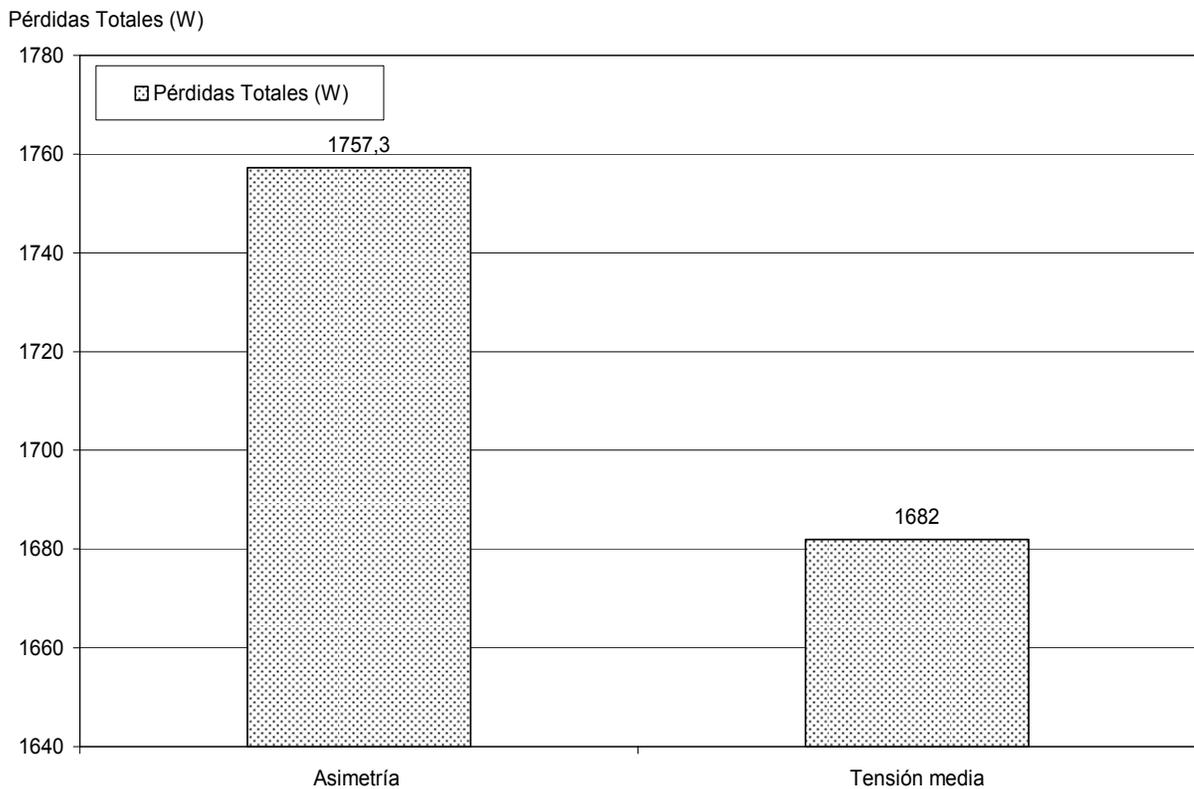


Figura 2.8 Pérdidas del motor de inducción.

En la figura 2.9 se pueden notar las grandes diferencias en los resultados de la eficiencia del motor de inducción cuando se tiene en cuenta o no la asimetría.

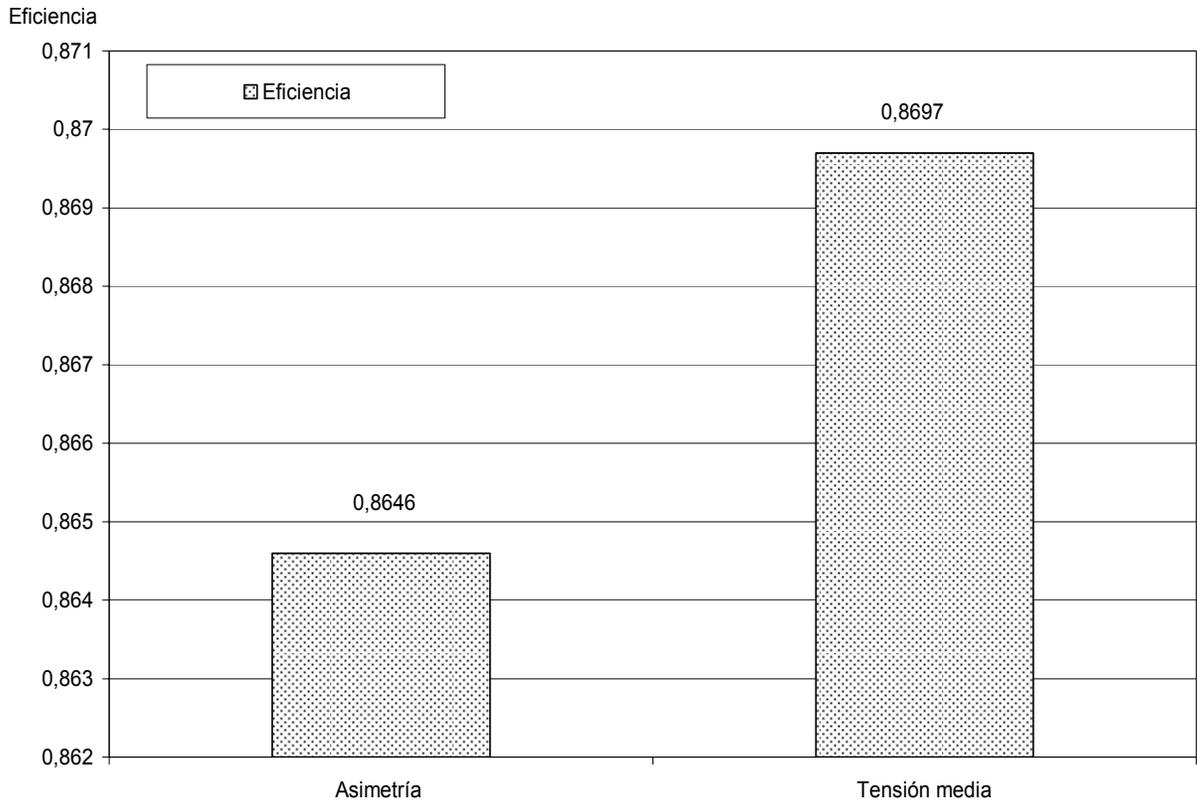


Figura 2.9 Comparación de la eficiencia del motor de inducción

II.6.3. Pérdidas con asimetría fuerte y efecto pelicular.

Con un alto por ciento de asimetría se realiza el tercer experimento (ver tabla 2.19 y 2.20) en el cual las pérdidas siguen aumentando considerablemente.

Tabla 2.19 Pérdidas eléctricas y magnéticas.

Pérdidas Eléctricas (W)	Sec(+)	Sec(-)	Totales
Rotor (W)	332.57	134.13	466.71
Estator (W)	1118.4	93.054	1211.5
Pérdidas Magnéticas (W)	259.93	0.51872	260.45

Tabla 2.20 Pérdidas adicionales, totales, eficiencia, asimetría.

Pérdidas adicionales con la carga(W)	Pérdidas Totales(W)	Eficiencia	Asimetría (%)	Tensión Media (V)
34.284	1972.9	0.8534	7.8	255

A continuación se realizó otro experimento en el que se trabajó con tensión media (255V) y con los mismos datos del anterior pero sin tener en cuenta la asimetría del 7.8%. En las tablas 2.21 y 2.22 se ubican las diferentes pérdidas obtenidas y a través de la figuras 2.10 y 2.11 se pueden comparar los resultados.

Tabla 2.21 Pérdidas eléctricas y magnéticas.

Pérdidas Eléctricas (W)	Sec(+)	Sec(-)	Totales
Rotor (W)	333.7547	$2.4921 \cdot 10^{-28}$	333.7547
Estatore (W)	1122.4	$1.7289 \cdot 10^{-28}$	1122.4
Pérdidas Magnéticas (W)	260.8574	$9.6374 \cdot 10^{-28}$	260.8574

Tabla 2.22 Pérdidas adicionales, totales, eficiencia, asimetría

Pérdidas adicionales con la carga (W)	Pérdidas Totales (W)	Eficiencia	Asimetría (%)
32.9043	1749.9	0.8697	0

En la figura 2.10 se representan las grandes diferencias en los valores de las pérdidas totales del motor de inducción en presencia o no de la asimetría.

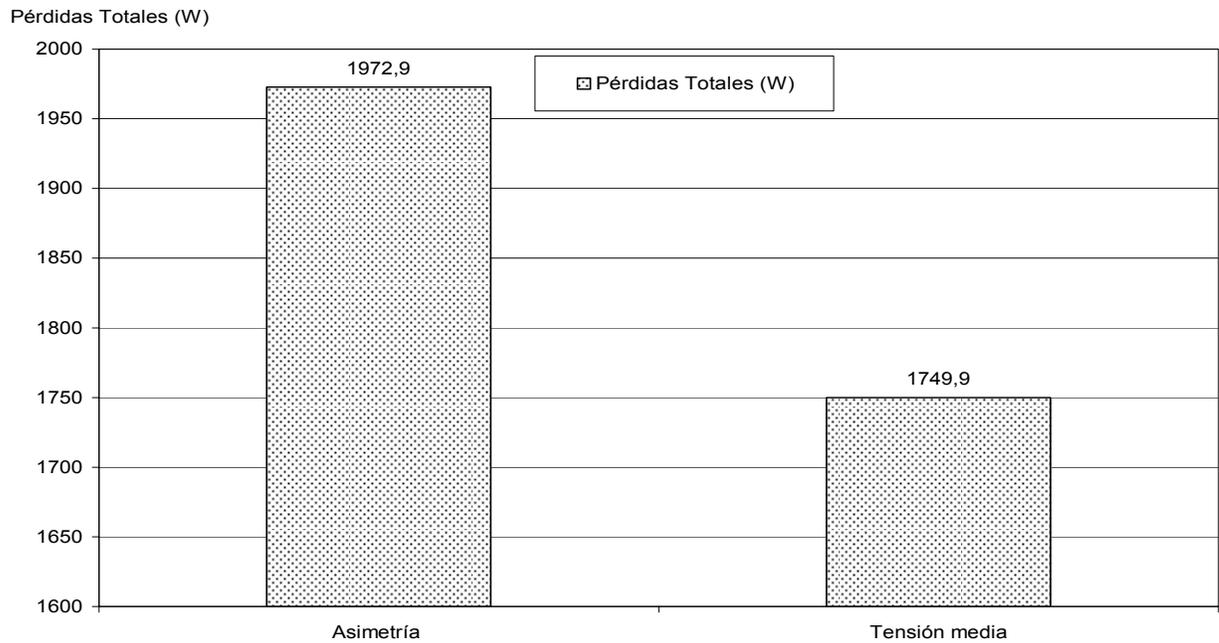


Figura 2.10 Pérdidas Totales teniendo en cuenta la asimetría.

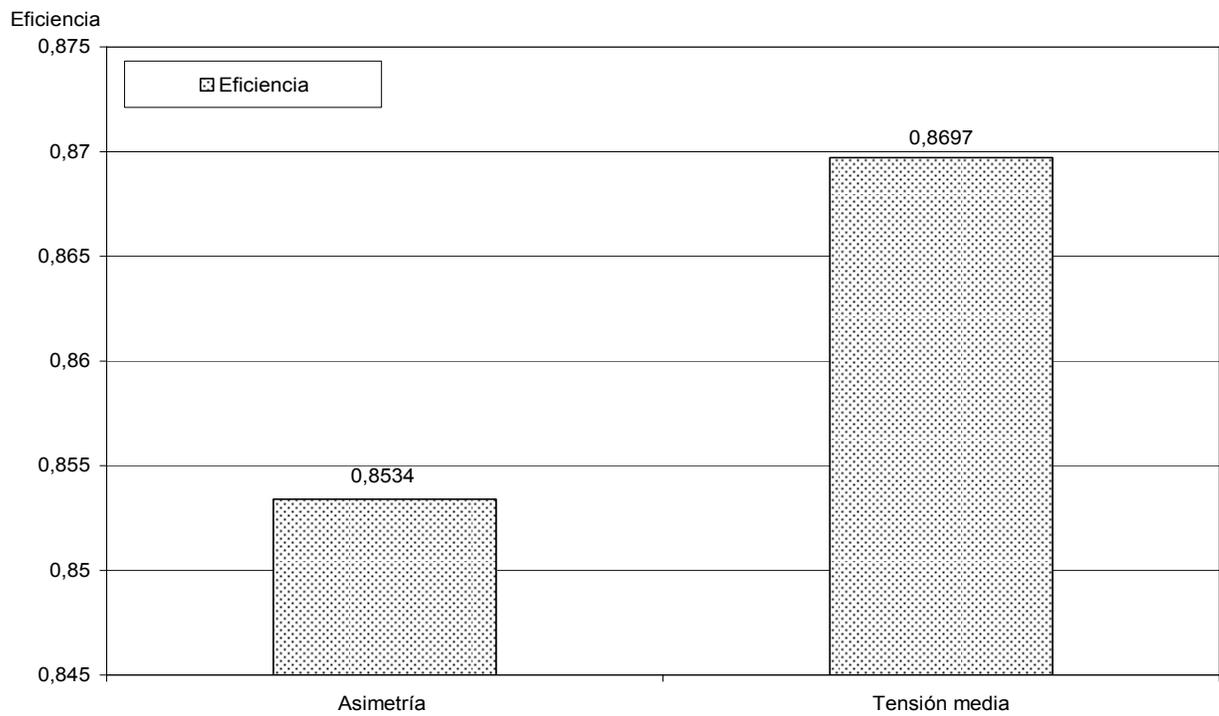


Figura 2.11 Eficiencia del motor de inducción en presencia de asimetría.

En la figura 2.11 se muestran los desiguales rendimientos del motor de inducción cuando se tiene en cuenta o no la asimetría.

La figura 2.12 refleja las diferentes pérdidas totales del motor de inducción frente a los disímiles por cientos de asimetría.

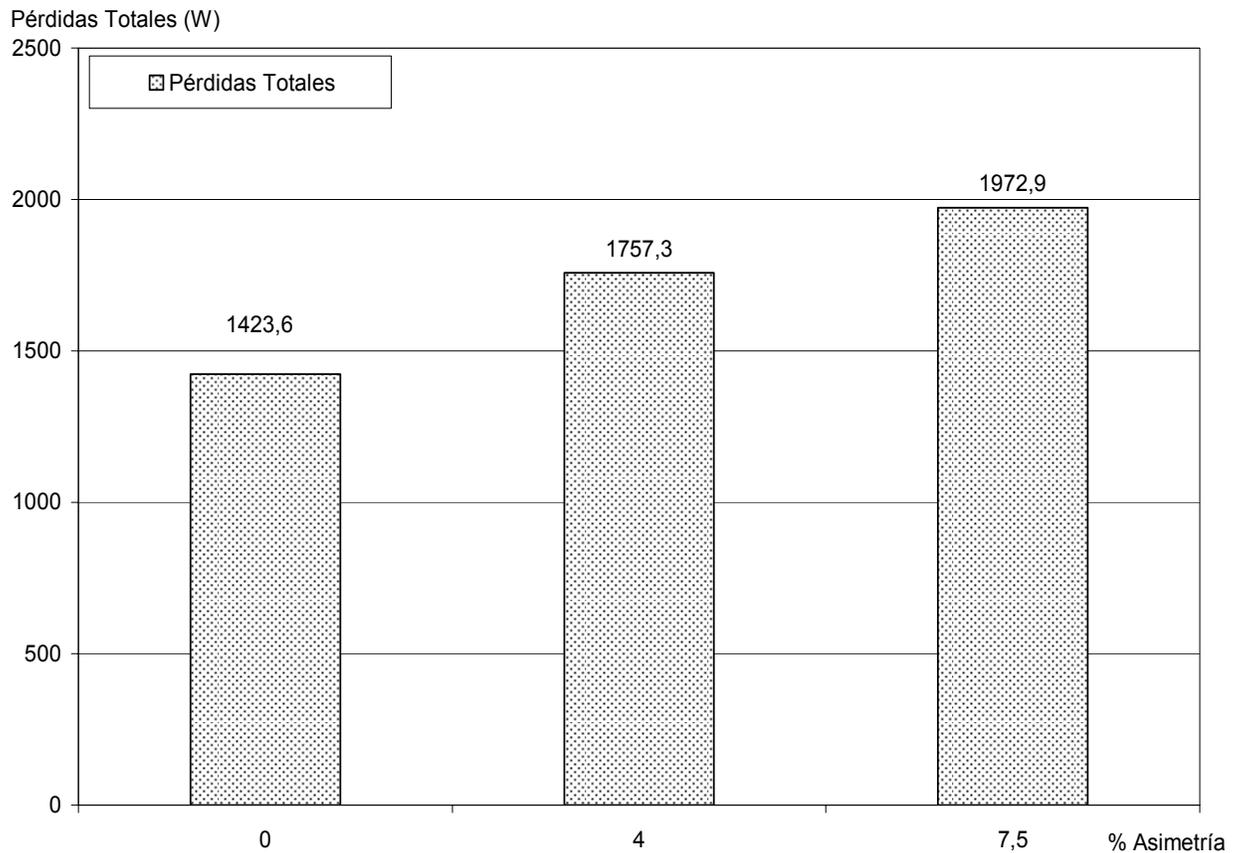


Figura 2.12 Pérdidas totales del MI ante diferentes por cientos de asimetría.

En las figuras 2.13 y 2.14 se representan las pérdidas eléctricas del rotor y el estator respectivamente, ante los distintos por cientos de asimetría.

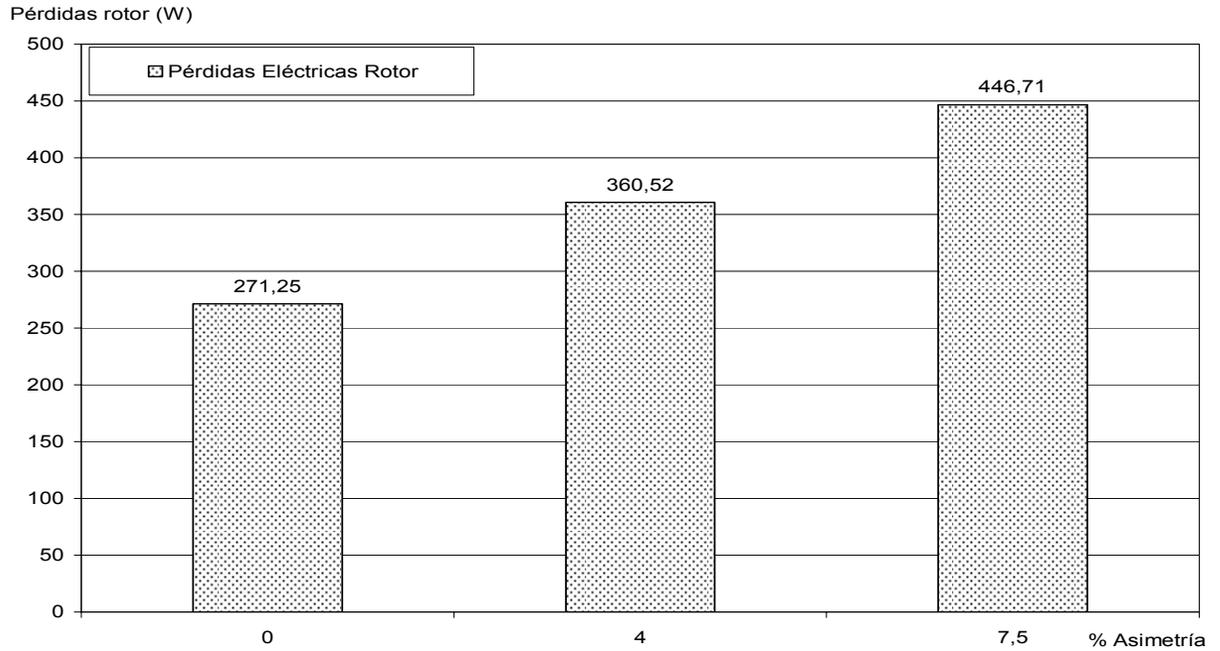


Figura 2.13 Pérdidas eléctricas del rotor ante diferentes por cientos de asimetría.

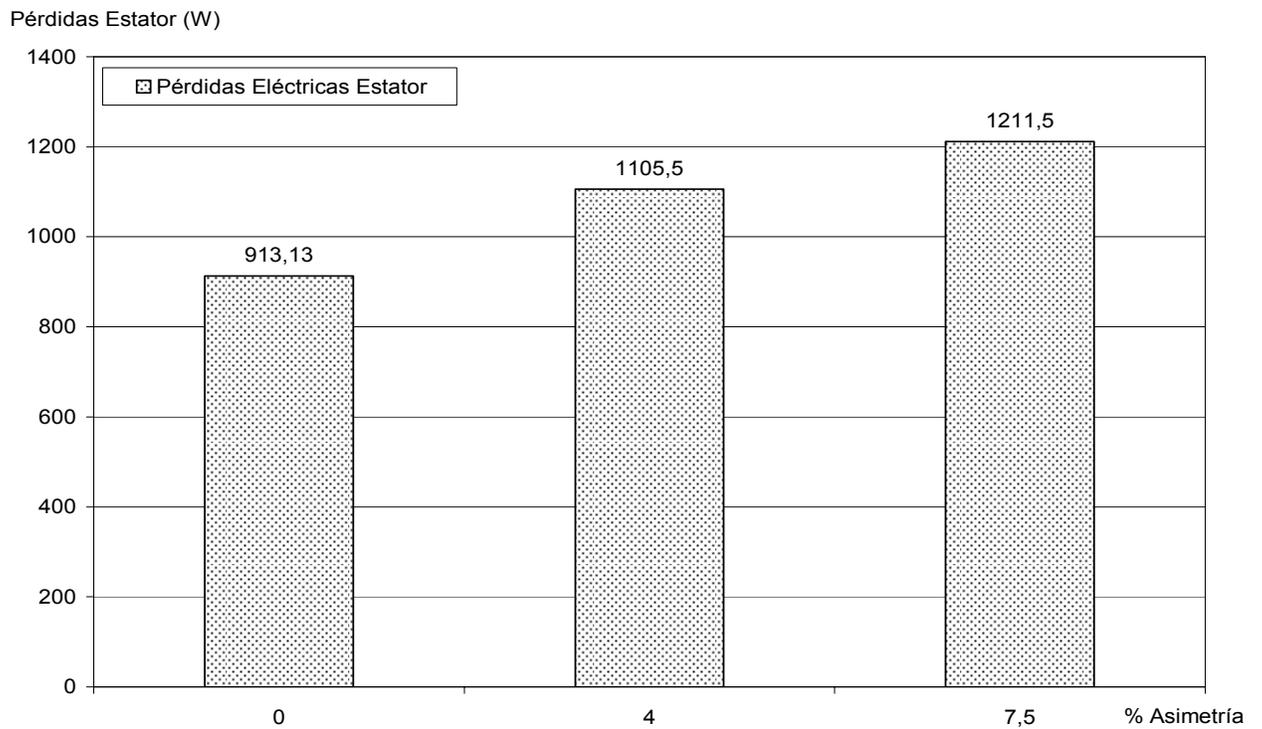


Figura 2.14 Pérdidas eléctricas del estator ante diferentes por cientos de asimetría.

II.7. Presencia de armónicos y asimetría en el motor de inducción.

Para analizar la influencia de la presencia de armónicos y de asimetría en el motor de inducción se puede partir del principio de súper posición de ambos efectos, por consiguiente, las pérdidas por asimetría superan ampliamente las originadas por los armónicos (ver tabla 2.23).

Tabla 2.23 Pérdidas y Eficiencia del motor de inducción.

	Pérdidas totales	Eficiencia
Armónicos superiores	1.6939	0.8851
Asimetría	1757.3	0.8646
Σ pérdidas	1758.9	0.8645

En el anexo B se muestra un resumen de un caso de estudio de la bomba del ISMM.

CAPÍTULO III ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

Introducción

En este capítulo se analiza el comportamiento de un Motor de Inducción bajo la influencia de armónicos, asimetría y ambos al unísono con el objetivo de evaluar el comportamiento de las pérdidas y la eficiencia del MI. La metodología empleada para la realización de este análisis es la expuesta en los capítulos anteriores. El análisis se desglosó por experimentos:

- Armónicos con efecto pelicular para un THD leve (2.5%), real (5.8%), fuerte (8%).
- Armónicos sin efecto pelicular para un THD leve (2.5%), real (5.8%), fuerte (8%).
- Asimetría, considerando el efecto pelicular.
- Sin asimetría.
- Con una asimetría leve de un (4%).
- Con una asimetría fuerte de un (7.8%).
- Y Asimetría con armónicos.

III.1. Análisis de la influencia de la presencia de armónicos en las pérdidas y en la eficiencia del funcionamiento del motor de inducción.

En los motores de inducción las armónicas producen efectos no deseados. Para el análisis de las pérdidas y la eficiencia de estos, es necesario contemplar el efecto pelicular y así se logrará una mayor precisión en los resultados. En el siguiente epígrafe, para una mejor comprensión, se realiza una comparación entre el resultado que se obtiene cuando se considera el efecto pelicular y el que se obtiene sin tener en cuenta este efecto.

III.1.1. Análisis de la influencia de la presencia de armónicos en las pérdidas y en la eficiencia del funcionamiento del motor de inducción teniendo en cuenta el efecto pelicular

Las pérdidas, rendimiento y funcionamiento del MI en presencia de armónicos y del efecto pelicular varían en un rango muy pequeño, pero es bueno resaltar que considerando el

efecto pelicular, el rendimiento del motor es menor que cuando no se considera este efecto, ya que las resistencias y reactancias del motor son mayores en dicho caso. Esto está claramente demostrado en el capítulo II, por ejemplo, para el caso en que el THD es leve (2.5%) las pérdidas por armónicos superiores son de 0.3156 W, para el real son 1.6939 W y para el más crítico (THD 8%) son de un 4.0477 W; en este último, el rendimiento varía en un 0.03% del nominal.

III.1.2. Análisis de la influencia de la presencia de armónicos en las pérdidas y en la eficiencia del funcionamiento del motor de inducción sin tener en cuenta el efecto pelicular.

Para realizar este análisis se tuvieron en cuenta las resistencias del motor sin considerar el efecto pelicular. Se expondrá un ejemplo de dicho caso: en el que el THD es leve (2.5%) las pérdidas por armónicos superiores son de 0.2555W, para el real son 1.2089W y para el más crítico (THD 8%) son de un 1.9061W, en este último, el rendimiento varía en un 0.02% del nominal.

Para una mayor visibilidad de los resultados se sitúa el gráfico 3.1, donde se observa que las pérdidas totales por armónicos superiores para disímiles situaciones de THD con efecto pelicular son mayores que sin considerar este efecto, por lo que se hace necesario tener en cuenta este fenómeno para que en futuros análisis se obtenga una mayor exactitud en los resultados.

En el gráfico 3.2 se hace una representación de la eficiencia donde se muestra claramente que con la consideración del efecto pelicular la eficiencia disminuye, por lo que el motor va a tener una eficiencia menor que cuando no se tiene en cuenta dicho efecto.

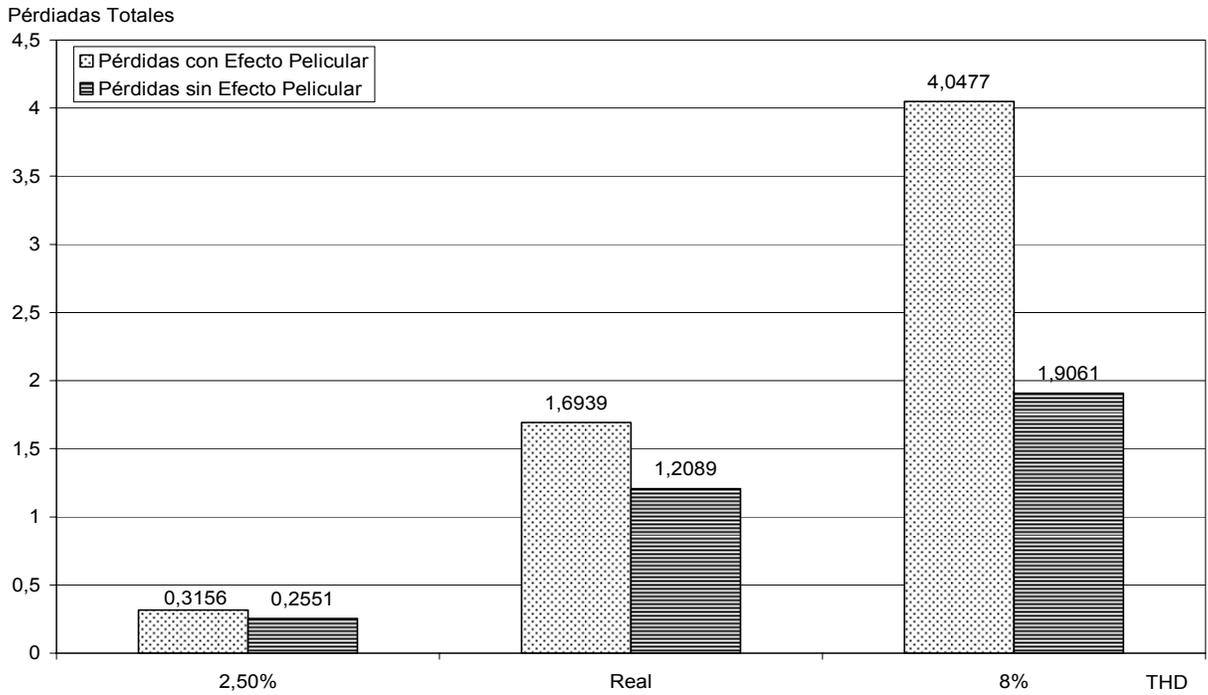


Figura 3.1 Pérdidas totales considerando o no el efecto pelicular

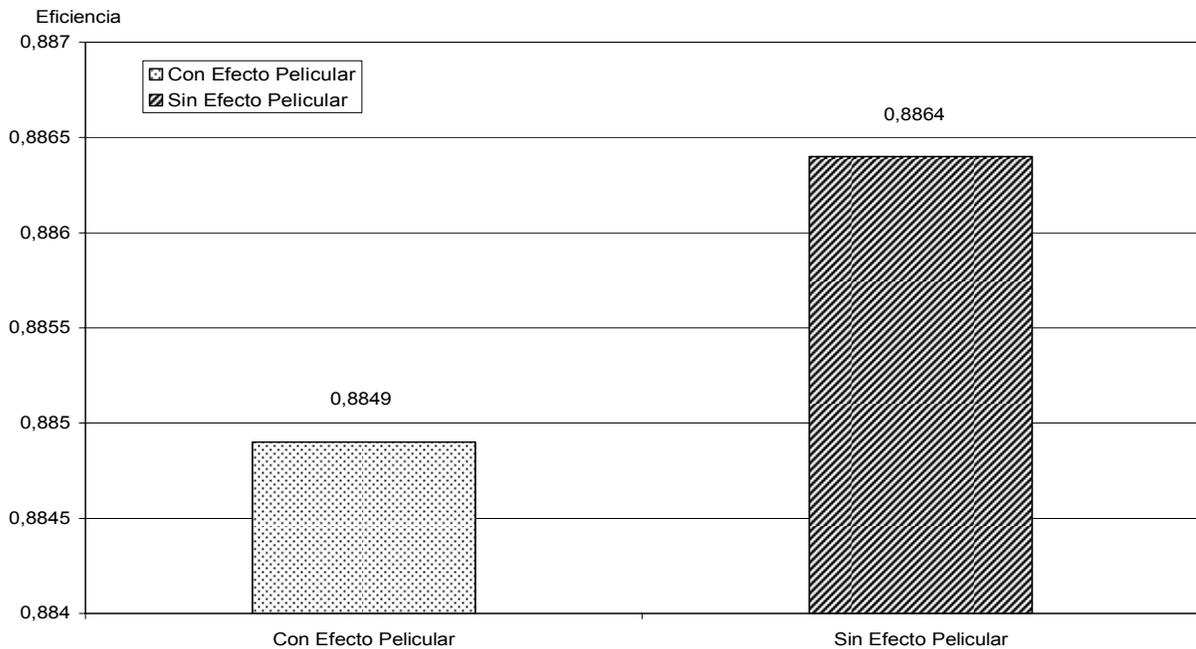


Figura 3.2 Eficiencia considerando o no el efecto pelicular.

Como quedó demostrado anteriormente los armónicos traen consigo pérdidas muy pequeñas que alteran muy poco el rendimiento del motor; sin embargo, es necesario incorporar, en el análisis, el efecto pelicular para lograr una mayor exactitud en los resultados que se obtiene, tal como se mostró en las figuras antes expuestas. Aunque los valores puedan ser despreciables, sí es importante tenerlos en cuenta ya que ocasionan grandes daños que no son precisamente las pérdidas, sino efectos secundarios como el sobrecalentamiento en los devanados de los motores y fenómenos de resonancia que pueden destruir físicamente al motor.

Al comparar las corrientes armónicas de un motor con una excitación sinusoidal pueden dar aumento a una alta emisión de ruido audible. Los armónicos, además, producen una distribución de flujo resultante en el entrehierro, el cual puede causar o intensificar el fenómeno llamado muesca (se niegan a comenzar fácilmente) o arrastre (deslizamiento muy alto) en motores de inducción. Los armónicos impares, tales como el quinto y el séptimo, tienen el potencial para crear oscilaciones mecánicas en una combinación turbina-generator o en un sistema motor-carga. Las oscilaciones mecánicas resultan cuando el par del motor oscilante, causado por la interacción entre las corrientes armónicas y el campo magnético de frecuencia fundamental, excita una frecuencia de resonancia mecánica. Por ejemplo, el quinto y el séptimo armónico pueden combinarse para producir una estimulación de torsión sobre un rotor generador en la frecuencia armónica sexta. Si la frecuencia de una resonancia mecánica existe cerca de la frecuencia de excitación eléctrica, pueden desarrollarse grandes esfuerzos mecánicos.

III.2. Análisis de la variación de voltaje definido por NEMA.

NEMA establece el desbalance a partir de los valores efectivos de las tensiones en las líneas, la cual provocan diferentes valores de tensión en las fases que alimentan al motor de inducción trifásico. El desbalance en las tensiones de fase también causa que las corrientes de línea estén desbalanceadas, pero en mayor grado.

El desbalance de corrientes causa pulsaciones del momento, vibraciones, incrementa las tensiones mecánicas en el motor, sobrecalentamiento de los enrollados de estator y rotor,

esto provoca un incremento en las pérdidas del motor y generación de calor, lo que disminuye la eficiencia y acorta el tiempo de vida útil del motor.

El desbalance de tensión se define por NEMA, como la máxima desviación de la tensión de línea de la tensión promedio expresada en por ciento de esta última.

$$\Delta U = \frac{\max\{|U_{ab} - U_m|; |U_{bc} - U_m|; |U_{ca} - U_m|\}}{U_m} \cdot 100, \quad [\%]$$

Un desbalance de tensión de solo 3.5 por ciento puede incrementar las pérdidas del motor en aproximadamente el 20 por ciento. Los desbalances sobre el cinco por ciento indican un serio problema mientras que los desbalances sobre el uno por ciento requieren la disminución de la potencia real del motor y pueden eliminar las garantías de los fabricantes. Para NEMA MG1-14.35, un desbalance de tensión de 2.5 por ciento podría requerir un factor de 0.925, para ser aplicado a la selección del motor. Los factores de reducción de potencia útil, debidos a tensiones desbalanceadas para motores, independientemente de la potencia, con rango de hp en números enteros se dan en la figura 3.3. Los factores de reducción de potencia de NEMA se aplican a todos los motores.

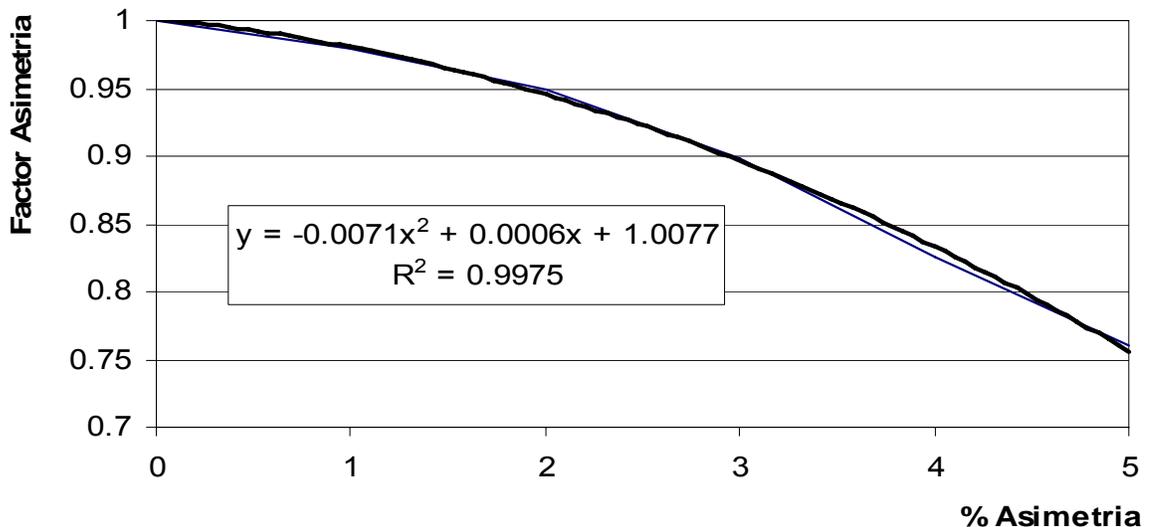


Figura 3.3 Factor de pérdidas de potencia por asimetría vs voltajes desbalanceados.

Dentro de las causas más comunes del desbalance de tensión se encuentran:

- Operación fallida del equipamiento de corrección del factor de potencia automático.
- Desbalance o inestabilidad en el suministro de potencia.
- Banco de transformadores desbalanceado alimentando a una carga trifásica demasiado grande para el mismo.
- Fallas de tierra monofásica no identificadas.
- Un circuito abierto en el sistema de distribución primario
- Etc.

III.2.1. Análisis de la influencia de la asimetría en las pérdidas y en el funcionamiento del motor de inducción.

Cuando se desprecian estos desbalances y se trabaja con tensiones medias las pérdidas por asimetría en el MI con efecto pelicular varían en un rango muy alto, por ejemplo, para el caso en que el nivel de asimetría es leve (4%) y la tensión media 250V, las pérdidas totales varían en 333.7 W con respecto a la nominal y el rendimiento disminuye en un 0.5 %; en el que la asimetría es del 7.8 % varían en 549.3 W y el rendimiento disminuye en un 1.63 %.

Es decir, despreciar las pérdidas del MI en presencia de asimetría introduce un error significativo y considerarlas es definitorio en cuanto a la precisión de los resultados, incluso, en presencia de los valores permisibles (menores que el 5%) de asimetría.

El rendimiento del motor de inducción depende significativamente de la presencia o ausencia de la asimetría, aun cuando la misma esté dentro de lo permisible.

La tabla 3.1 muestra valores reales tomados de la simulación en el software Matlab, en esta se observan claramente las variaciones de las pérdidas y de la eficiencia para los disímiles valores de tensión y por ciento de asimetría.

Tabla 3.1 Pérdidas y Eficiencia por asimetría.

Magnitudes	Caso 1	Caso 2	Caso 2
Tensión Media	230V	250V	255V
Pérdidas Totales	1423.6	1682.0	1749.9
Eficiencia	0.8893	0.8765	0.8697
Asimetría (%)	0	4	7.8
Pérdidas Totales	1423.6	1757.3	1972.9
Eficiencia	0.8893	0.8646	0.8534

Para una mejor representación de los resultados se sitúa la figura 3.4 donde se percibe que las pérdidas totales, teniendo en cuenta la asimetría, es mucho mayor que sin apreciarla, aun estando dentro de los valores permisibles (4% asimetría).

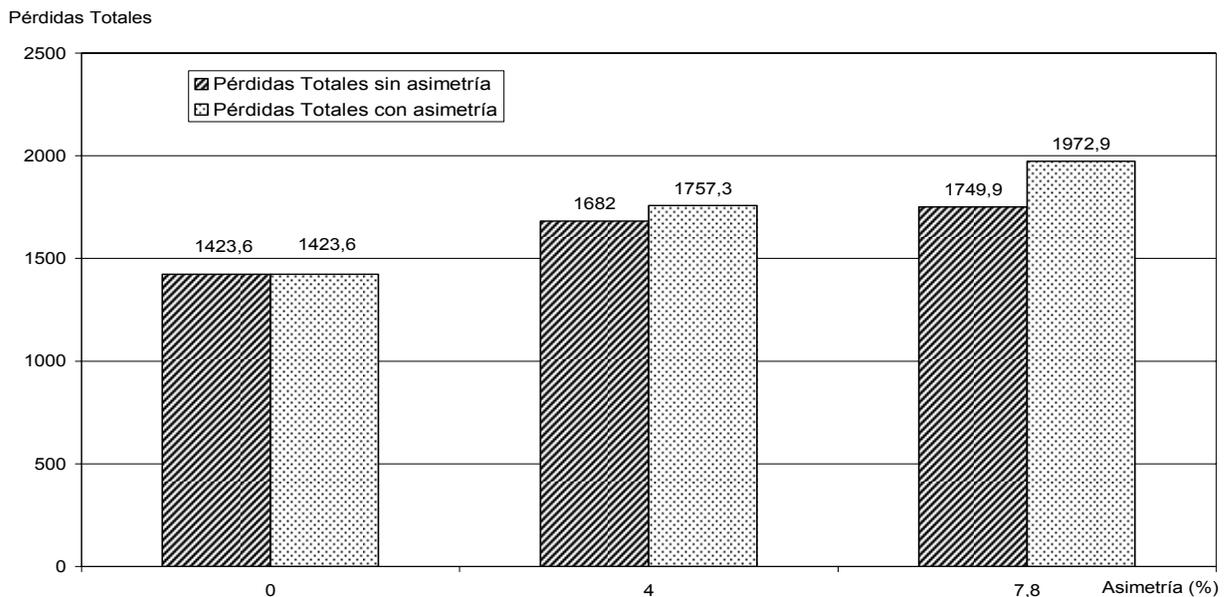


Figura 3.4 Pérdidas totales con y sin asimetría.

La figura 3.5 muestra la variación de la eficiencia con y sin tener en cuenta la asimetría, donde se demuestra una vez más la importancia de tenerla en cuenta para obtener precisión en los resultados.

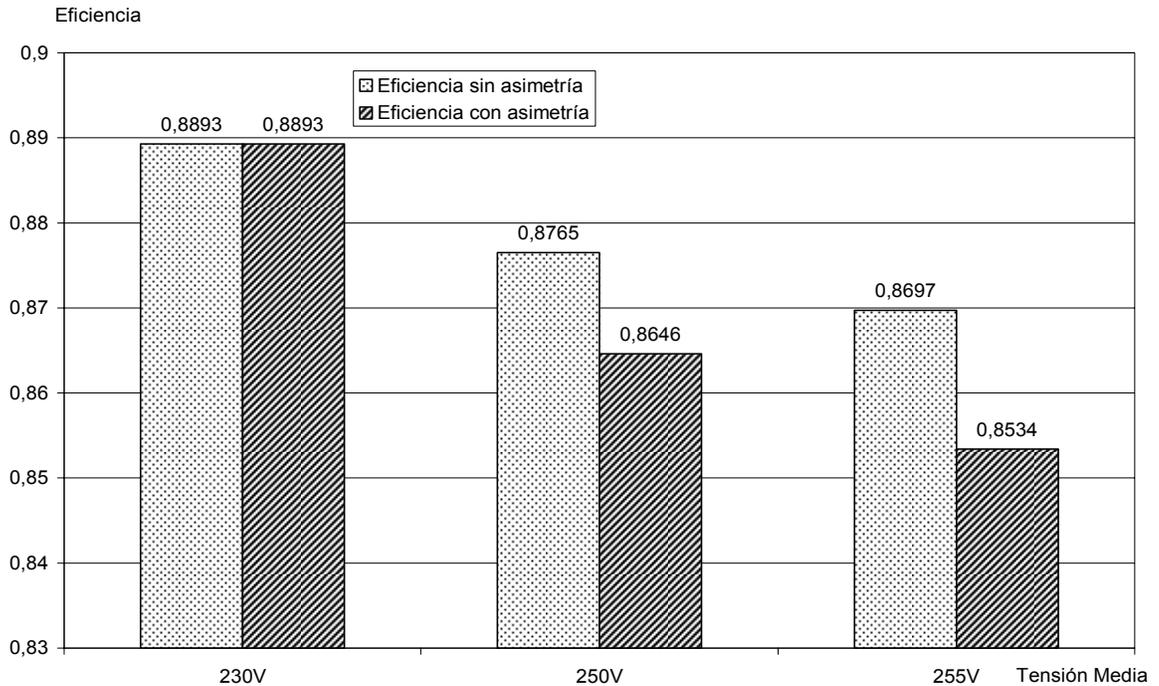


Figura 3.5 Eficiencia para niveles medios de tensión con y sin asimetría.

III.3. Análisis del efecto combinado de la asimetría y los armónicos.

Para analizar la influencia de la presencia de armónicos y de asimetría en el motor de inducción con una tensión media de 230 V se realiza la tabla 3.2 donde se resume la influencia de estos en el estudio de las pérdidas y de la eficiencia.

Tabla 3.2 Resumen de pérdidas y eficiencia por asimetría y armónicos.

	Sin asimetría Sin armónicos	Sin asimetría Con armónicos	Con asimetría Sin armónicos	Con asimetría Con armónicos
Σ Pérdidas	1423.6	1425.29	1488.61	1491.99
Eficiencia	0.8893	0.8890	0.8654	0.8596

En la figura 3.6 se muestra en forma de resumen el comportamiento de las pérdidas y de la eficiencia del motor de inducción frente a asimetría y armónicos.

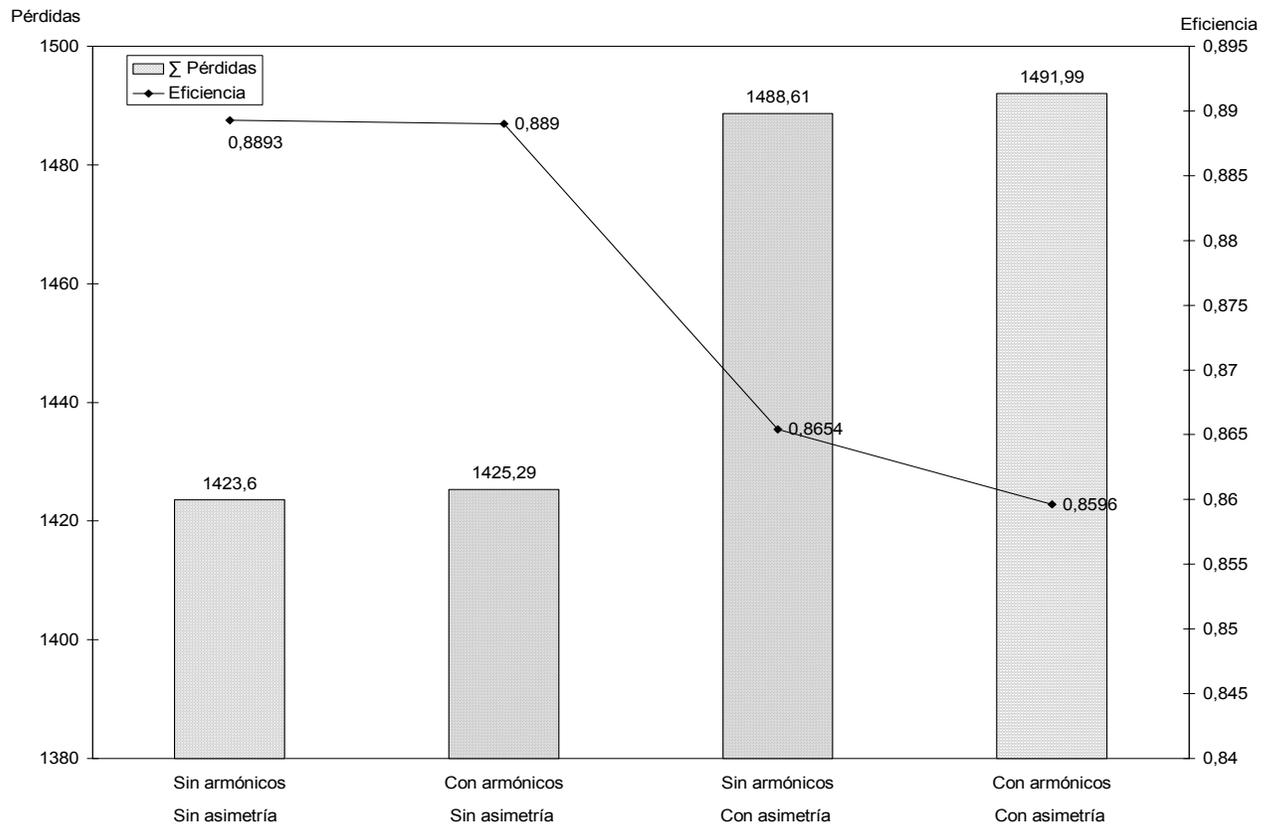


Figura 3.6 Pérdidas y Eficiencias del motor de inducción frente diferentes casos.

Los siguientes pasos aseguran un balance apropiado del sistema:

- Chequeo del diagrama monolineal del sistema eléctrico para verificar que las cargas monofásicas están uniformemente distribuidas.
- Monitorización regular de las tensiones sobre todas las fases para verificar que en el propio sistema de potencias exista un mínimo de variación.
- Instalación de los indicadores de fallas de tierra requeridos.
- Realización anual de inspecciones termográficas.

CONCLUSIONES GENERALES

- Se establecieron los modelos a utilizar para determinar la eficiencia del motor de inducción en presencia de armónicos y asimetría.
 - Asimetría: Componente simétrica, circuito equivalente por secuencia y cálculo de pérdidas y eficiencia.
 - Armónicos: Descomposición de la onda de tensión en serie de Fourier, circuito equivalente para el armónico k, cálculos de pérdidas y eficiencia.
 - Asimetría y armónicos: Descomposición de la onda de tensión en serie de Fourier, aplicar el método de componente simétrica a cada armónico, circuito equivalente por secuencia para el armónico k, cálculos de pérdidas y eficiencia.
- Considerando el efecto pelicular la eficiencia del motor de inducción resulta mayor y las pérdidas menores. [Sin EP 0.8850 vs 0.8865 con EP para una diferencia de 0.15%] [Sin EP 1020.4 W vs 1019.7 W con EP para una diferencia de 0.7 W].
- Las pérdidas por presencia de armónicos varían muy poco el rendimiento y las pérdidas del motor. [Sin armónico 0.8893 vs 0.8890 con armónico, diferencia 0.03%] [Sin armónico 1423.6 W vs 1425.3 W con armónico, diferencia 1.7 W].
- La presencia de asimetría varía significativamente el valor de la eficiencia y las pérdidas. [Sin Asimetría 0.8893 vs 0.8654 con asimetría, diferencia 2.39 %] [Sin Asimetría 1423.6 W vs 1488.6 W con asimetría, diferencia 65 W].
- Cuando la asimetría esté dentro de los límites de las normas (<5%), los resultados de la eficiencia, considerando la asimetría y armónicos, difiere de la obtenida por los métodos recomendados. [4% 0.8646 vs 0.8697 por norma] [4% 1757.3 W vs 1682 W por norma, diferencia de 75.3 W].



RECOMENDACIONES

1. Realizar este mismo estudio para el régimen dinámico.
2. Efectuar este análisis para otro tipo de máquinas eléctricas.

BIBLIOGRAFÍA

- [1]. Aller, C. J., "Conversión de Energía Eléctrica en las Máquinas Eléctricas Rotativas". En: Introducción a la Teoría General, Universidad Simón Bolívar, Octubre 2004.
- [2]. Chin –Yin Lee, Wei Jen., "Effects of non sinusoidal voltages on the operation performance of a three-phase induction motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, 14 (2) (June, 1999): 193-201.
- [3]. Cummings, P.G., "Estimating the effect of system harmonic on losses and temperature rise of squirrel-cage motors", IEEE 32nd Petroleum and chemical Ind. Conf. Houston, Tx, (Septiembre, 1985).
- [4]. De Abreu, J. P. G.; Emanuel A.E., "Induction Motor thermal aging caused by voltage distortion and imbalance: loss of useful life and its estimated cost", IEEE Transactions on Industry Applications, 38 (1) (January/February 2002): 12-20.
- [5]. De Almeida, A. I. ed al "Comparative analysis of IEEE 112-B and IEC 34-2 efficiency testing standards using stray load losses in low-voltage three-phase, cage induction motors "IEEE Transactions on Industry Applications, 38 (2) (March/April 2002): 608-614.
- [6]. De Armas, M., "*Máquinas Asíncrona Multipropósito*", Tesis presentada en opción al título de Doctor en Ciencias Técnicas, Universidad Central de Las Villas, 1999.
- [7]. Fitzgerald, A. E., Kingsley, C. Electric Machine, 2 ed, Habana, 1970.
- [8]. Gómez, S.J., "Determinación de la eficiencia de los motores asíncronos con tensiones desbalanceadas", Tesis presentada en opción al título de Doctor en ciencias técnicas, Universidad Central de Las Villas, Cuba, 2006.
- [9]. IEEE std.519-1992: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical systems, New York: IEEE Press 1999.
- [10]. IEEE Standard Test Procedure for Poly phase Induction Motors and Generators, IEEE Standard 112-2004.
- [11]. Jimoh, A.A. "Thermal effects of stray load losses in induction machines", IEEE Transactions on Industry Application, 36 (4) (July/August 2000): 1085-1093.
- [12]. Kostenko, M. P., Piotrovsky, L., *Maquinas Eléctricas*. Tomo II. Editorial MIR. Moscú. 1976.

- [13]. Masi, V., Chassande, J. P., "Dimensionamiento de un motor de inducción para su utilización con variador de frecuencia", Revista de la comisión de Integración Eléctrica Regional (CIER), Montevideo, Uruguay, V (16)(junio1996): 55-59.
- [14]. Phumiphak, T., Chat-Uthai, C., " Effective estimation of induction motor field efficiency based on on-site measurements", Disponible en " :<http://www.eng.mut.ac.th/uploadfile/research/84.pdf>. Visitado: November 2005.
- [15]. Pillay, P., Y col., "In-situ induction motor efficiency determination using the genetic algorithm", IEEE transaction on Energy conversion, 13 (4) (December, 1998).
- [16]. Pillay, P., Hoffman, P., Manyage, M., "Derating of induction motors operating with a combination of unbalanced voltages and over or under voltages", IEEE Transaction on Energy conversion, 17 (4) (December 2002):485-491.
- [17]. Rai, H.M., *Principles of electrical machines Desing*. New Delhi: Stay a Prakashan.1991. 401.
- [18]. Reinier, B., Y col., "Comparison of standards for determinig efficiency of three phase induction motors" ,IEEE Transactions on energy Conversion,14 (3) (September 1999).
- [19]. Restropo Garcia, H.F., Peña Reyes, C.A., Perez Uribe, A., "Hacia el desarrollo de nuevas maquinas computacionales: lecciones que aprendemos de la naturaleza".Energia y computación, IX(2), segundo semestre 2000.
- [20]. Sen,P.K., Landa, H., "Derating of induction motors due to wave form distortion", IEEE Transactions on Industry Applications, 26 (6)(November/December 1990): 1102-1107.

ANEXO A.

Efecto de la alimentación no sinusoidal sobre las pérdidas del núcleo del motor.

A continuación se realiza un análisis similar al realizado en [4] con algunos cambios en la nomenclatura. Las pérdidas en el núcleo del estator son una función de las concatenaciones de flujo máximo. Si la tensión no sinusoidal de la tensión de fase tiene la expresión:

$$V(t) = \sum_K \sqrt{2} \cdot V_K \cdot \cos(K\omega t + \alpha_K) \quad (\text{A.1})$$

El flujo que concatena con la fase será:

$$\lambda = \int v(t) \cdot dt = \sum_K \frac{\sqrt{2} \cdot V_K}{K \cdot W} = \text{sen}(K\omega t \cdot \alpha_K) \quad (\text{A.2})$$

El valor máximo será:

$$\lambda_{MAX} \leq \sum \frac{\sqrt{2} \cdot V_K}{K \cdot W} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_1}{W} \cdot \left(1 + \sum_{K \neq 1} \frac{V_K}{K \cdot V_1} \right) \quad (\text{A.3})$$

Donde:

K es el orden de armónicos

V_K y V_1 Son los valores rms de la tensión de K -ésimo armónico y del fundamental respectivamente.

$W = 2 \cdot \pi \cdot f$ Es la frecuencia angular.

La tensión de fase nominal (V_n) produce una concatenación de flujo de:

$$\lambda_{nMax} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_n}{W} \quad (\text{A.4})$$

Si el valor rms de la tensión no sinusoidal es igual a la tensión nominal, se puede plantear que:

$$V = V_n = \sqrt{\sum_K V_K^2} = V_1 \cdot \sqrt{1 + (THD_v)^2} \quad (A.5)$$

Combinando las expresiones de la (A.3) a la (A.4) resulta:

$$\frac{\lambda_{MAX}}{\lambda_{nMAX}} \leq \frac{1 + \sum_{K \approx 1} \frac{V_K}{K \cdot V_1}}{\sqrt{1 + (THD_v)^2}} \quad (A.6)$$

En [4] se plantea que para los espectros de tensión típicos en sistemas eléctricos de 60 o 50 Hz donde la distorsión de los armónicos superiores $FDV < 5\%$ la relación dada por (A.6) es menor que 1.05 lo que tiene un efecto insignificante sobre las pérdidas del núcleo.

Evaluando la expresión anterior para el caso hipotético de que estén presentes todos los armónicos desde 2 hasta el 50 y que además, todos tengan una amplitud del 1% del fundamental, se tiene:

$$\frac{\lambda_{MAX}}{\lambda_{nMAX}} < 1.03$$

Este valor es inferior al planteado en las investigaciones de De Abreu y Eigeles [4] de manera que se puede despreciar el incremento de las pérdidas del núcleo en presencia de una onda de tensión con el espectro propuesto.

ANEXO B.

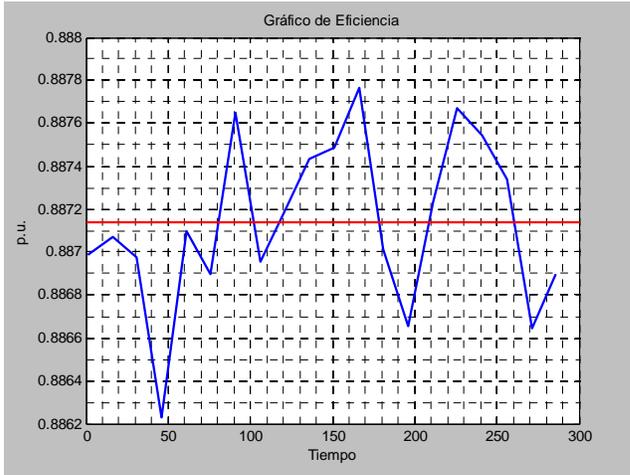
Caso de estudio: Motor_Bomba_ISMM

Parámetros	Datos Nominales	Valores promedios	
		Asimetría, sin Armónicos	Asimetría, con Armónicos
Tensión línea (V)	220	235.35	235.71
Corriente línea (A)	73.74	61.35	61.63
Potencia aparente (kVA)	28.75	25.01	25.11
Potencia reactiva (kVAr)	13.35	12.95	13.48
Potencia activa entrada (kW)	24.73	21.34	21.18
Potencia en el eje (kW)	22.50	18.93	18.74
Pérdidas totales (kW)	2.23	2.41	2.45
Eficiencia (pu)	0.91	0.89	0.88
Factor de potencia (pu)	0.88	0.85	0.84
Velocidad del rotor (rev/min)	3550	3559.57	3559.62
Coficiecnte de carga (pu)		0.84	0.83
Momento (Nm)	60.53	50.80	50.27
Momento Máximo (Nm)		51.68	51.04
Relación ks = Mmáx/Mn (pu)		0.85	0.84
Desbalance de Tensión		1.02	0.99

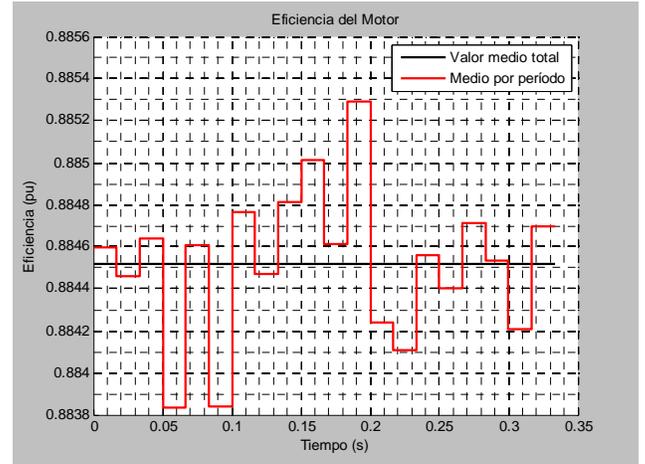
Valores de tensión y corrientes efectivas

No	Vab(V)	Vbc(V)	Vca(V)	Vm(V)	FD(%)	Ia(A)	Ib(A)	Ic(A)	Im(A)
1	237.01	237.27	233.26	235.85	1.10	63.01	67.32	56.19	62.17
2	236.76	237.16	233.17	235.69	1.07	62.7	67.23	56.21	62.05
3	236.92	237.1	233.35	235.79	1.04	63.01	66.86	56.21	62.03
4	236.52	236.79	233.05	235.45	1.02	62.97	67.01	56.84	62.27
5	236.25	237.18	233.35	235.59	0.95	61.64	66.99	56.95	61.86
6	236.42	236.67	232.92	235.33	1.03	62.73	66.77	56.26	61.92
7	236.28	236.8	232.99	235.36	1.00	61.88	66.40	56.10	61.46
8	236.44	237.22	233.4	235.69	0.97	61.76	66.79	56.42	61.66
9	236.76	237.27	233.59	235.87	0.97	61.93	66.31	56.36	61.53
10	236.68	237.38	233.71	235.93	0.94	61.53	66.30	56.46	61.43
11	236.48	237.27	233.33	235.7	1.00	61.54	66.63	56.22	61.47
12	237.06	237.58	233.79	236.14	1.00	61.57	66.27	55.98	61.27
13	236.95	237.53	233.73	236.07	0.99	61.81	66.52	56.48	61.61
14	236.86	237.57	233.81	236.08	0.96	61.9	66.72	56.60	61.74
15	236.67	237.31	233.42	235.8	1.01	61.52	66.49	56.15	61.39
16	236.59	237.17	233.32	235.69	1.01	61.59	66.32	55.79	61.23
17	236.48	237.04	233.45	235.66	0.94	61.64	66.13	56.11	61.29
18	236.54	237.02	233.48	235.68	0.93	61.73	65.94	56.23	61.30
19	236.5	236.94	233.34	235.59	0.96	61.96	66.20	56.48	61.55
20	236.31	236.57	232.97	235.28	0.98	62.16	66.13	56.06	61.45
V.Medios	236.62	237.14	233.37	235.71	0.99	62.03	66.57	56.3	61.63

Resultados gráficos



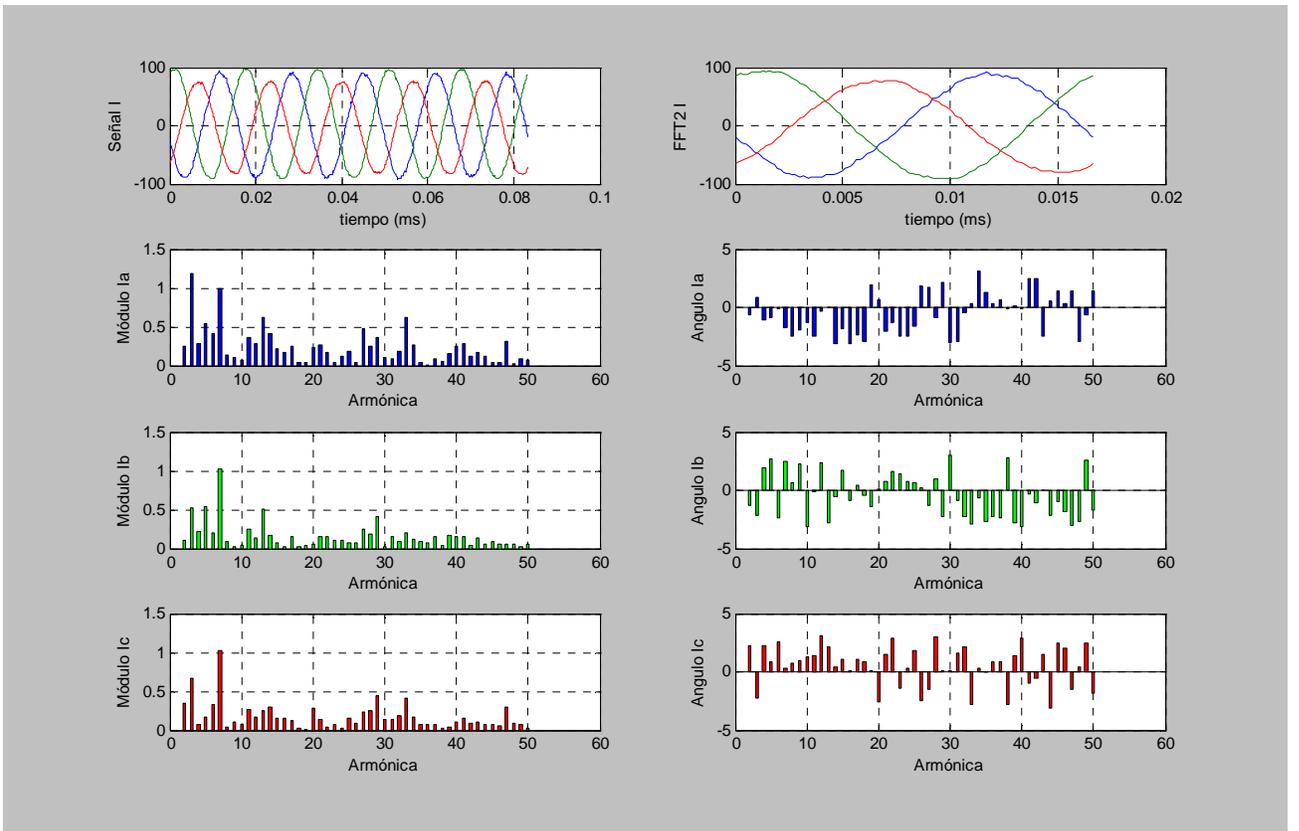
Sin Armónicos



Con Armónicos

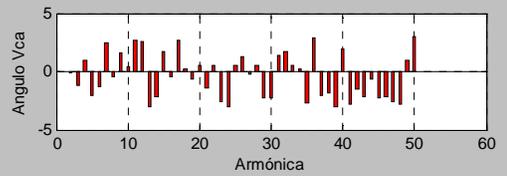
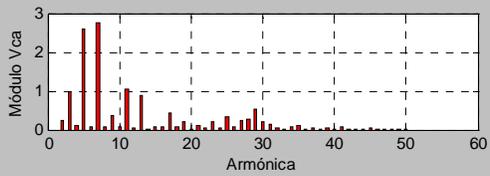
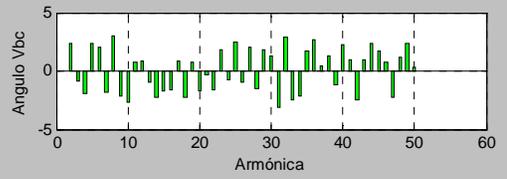
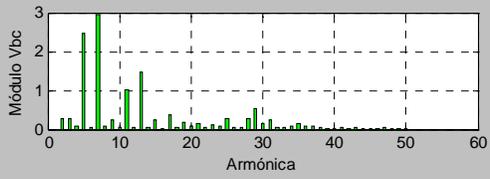
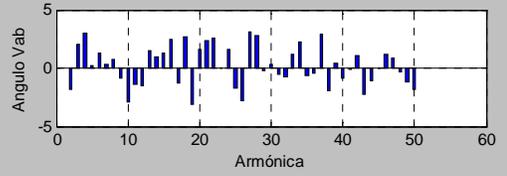
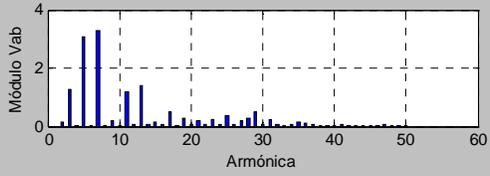
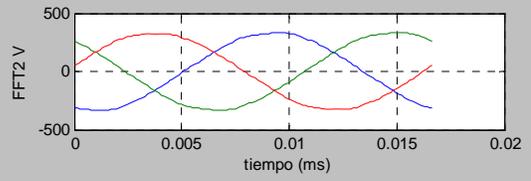
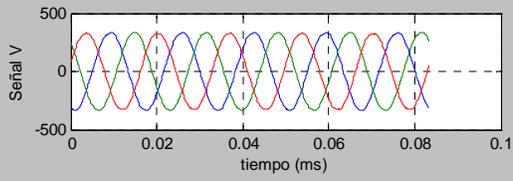
Eficiencia

Fig. B1



Corriente

Fig. B2



Tensión

Fig. B3