



Universidad Nacional de Córdoba
Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales

PROYECTO FINAL INTEGRADOR

CARRERA DE INGENIERÍA MECÁNICA ELECTRICISTA

**DESCLASIFICACIÓN DE MOTORES ASÍNCRONOS
POR EL CONTENIDO DE ARMÓNICAS.**

Autor:
Ariel Domingo Chorolque

Director:
Ing. Marcelo Fioravanti

Córdoba, Argentina

Setiembre 2015

A mi hija Jazmín por ser la luz que ilumina todos los días de mi vida, mi gran felicidad y mi mayor alegría. Te amo y mi mayor deseo en esta vida es hacerte muy feliz.

A "Brisa" por tantos momentos felices. Siempre vas a estar en mi corazón porque un amor así nunca se olvida.

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer fundamentalmente a mi familia: a mi Padre Domingo y mi Madre Elena; a mis hermanos: Verónica, Nelson, Germán, Natalia y Daniela por su apoyo, comprensión, motivación y esfuerzo a lo largo de toda mi carrera y durante toda mi vida. Sin su aliento permanente concretar este proyecto hubiera sido casi imposible. Gracias por educarme y hacerme quien soy

A mi mujer Gabriela y mi hija Jazmín, que se han convertido en mi razón para levantarme cada día y seguir adelante, para intentar mejorar y seguir creciendo. Gracias por ser mi fuente de inspiración; por acompañarme en los momentos felices y por su paciencia en los momentos difíciles. Agradezco a Dios por la familia que formo a mi lado.

Al Ingeniero Marcelo Fioravanti por la idea y el asesoramiento en el desarrollo de este Proyecto. Agradezco su forma criteriosa para aclarar dudas cada vez que lo consulte. Por la claridad con que fueron establecidos los contenidos de cada capítulo de este trabajo así como también su disponibilidad cada vez que lo necesite. Pero por sobre todo agradezco su humildad por haberme compartido sus conocimientos no solo en lo que se refiere a este trabajo sino también a diferentes temas que me resultaron interesantes.

Agradezco al Ingeniero Fernando Ybañez por su disponibilidad y colaboración en la última etapa de este trabajo. Su ayuda desinteresada y su predisposición desde un principio resultaron de vital importancia para realizar las pruebas finales y así darle cierre a este trabajo.

Por último quiero agradecer al Jefe de Escuela IME Ingeniero Eloy Villafañe por incentivarme a terminar este Proyecto, por darme ese empujón inicial que necesitaba para poder alcanzar esta meta.

RESUMEN

Hoy en día es menester desarrollar procesos productivos que hagan uso eficiente de la energía. Los motores eléctricos de inducción se postulan como elementos claves en el desarrollo de técnicas de optimización en cuanto a procesos industriales se refiere.

El incremento del uso de cargas no lineales trae consigo el deterioro o disminución de la calidad de la energía eléctrica en los sistemas de alimentación. En este contexto, los motores de inducción, diseñados para funcionar en condiciones sinusoidales, pueden ver afectado su funcionamiento en términos de detrimento de su eficiencia. En este trabajo se propone cuantificar el efecto de la distorsión armónica.

De esta manera, el siguiente trabajo se presenta en seis capítulos de la siguiente manera.

En una primera instancia se introducen conceptos sobre teoría de armónicas. El objeto de este capítulo es establecer una idea clara y precisa acerca de la naturaleza de las armónicas de Tensión y Corriente, los factores que los originan, sus efectos nocivos en las redes eléctricas y sobre el normal funcionamiento de equipos terminales alimentados de ella. También se definen algunos términos del campo de las armónicas que son fundamentales para la interpretación de cualquier medida y estudio.

En un segundo capítulo, valiéndonos de los parámetros característicos para las armónicas, se hace un análisis de la Potencia de Distorsión y particularmente del factor de potencia en presencia de armónicas. Se interpretan los resultados obtenidos para formular conclusiones. Con esto se busca dejar en claro cuál es el efecto que generan las cargas que producen armónicas en el factor de potencia.

En el tercer capítulo se realiza un estudio de los Motores Asíncronos o de Inducción. Se hace un breve repaso del principio de funcionamiento que ya se ha estudiado en materias específicas de la carrera. Se trata con un poco más de profundidad las pérdidas en régimen sinusoidal a través de un circuito equivalente de la máquina.

En el capítulo cuatro se estudian los motores en presencia de armónicas. Si bien los motores son muy tolerantes a la presencia de armónicos, estos pueden ser dañinos ya que pueden causar el calentamiento del sistema dieléctrico, ocasionando de esta manera un envejecimiento prematuro del aislamiento eléctrico o provocar su falla. Se pretende explicar aquí cómo la presencia de componentes armónicas puede ocasionar pérdidas de

potencia por calentamiento tanto en los devanados como en el núcleo estático y rotórico. Además se busca determinar cómo la naturaleza secuencial de algunas corrientes armónicas produce pares antagónicos en el rotor, causando vibración y esfuerzos en las partes mecánicas del sistema, repercutiendo en su eficiencia.

En el capítulo cinco se analiza el conjunto armónica más motor asíncrono. La finalidad es describir el impacto de la contaminación armónica sobre el funcionamiento de los motores asíncronos y establecer una desclasificación. Esto es, cuando se trabaja con motores alimentados con tensiones no sinusoidales, debe tenerse en cuenta que no pueden operar a su capacidad nominal, es preciso reducir la carga máxima, práctica que se conoce como *desclasificación*. En base a todo esto se obtienen conclusiones sobre un comportamiento teórico.

Por último se lleva a cabo una experiencia práctica de laboratorio para validar este trabajo. La misma consiste en alimentar un motor asíncrono con una onda sinusoidal y una onda deformada por armónicas. De estas dos situaciones se relevan los parámetros eléctricos y se determina en cada caso la temperatura alcanzada por el arrollamiento del estator cuando se establece el equilibrio térmico del motor haciéndole circular una corriente aproximadamente igual a la corriente nominal. A través de los valores de temperatura alcanzados vamos a poder observar cuál es el efecto más perjudicial de las armónicas en los motores.

ÍNDICE GENERAL

<i>CAPITULO 1: TEORÍA DE ARMÓNICAS.....</i>	<i>1</i>
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.2. ORIGEN DE LAS ARMÓNICAS.....	3
1.3. PARÁMETROS DE LAS ARMÓNICAS	5
1.3.1 Orden	5
1.3.2. Frecuencia	5
1.3.3. Secuencia	5
1.3.3.1. Secuencia Cero u Homopolar	7
1.3.3.2. Secuencia Positiva.....	7
1.3.3.3. Secuencia Negativa	8
1.4. TASAS DE REFERENCIA.....	9
1.4.1. Tasas de Distorsión Individuales.....	9
1.4.2. Tasa Total de Distorsión Armónica	10
1.5. EFECTOS QUE PRODUCEN LAS ARMÓNICAS.	12
1.5.1. Sobrecarga en el Conductor de Neutro.....	13
1.5.2. Sobrecarga en los Conductores.....	16
1.5.2.1. Efecto Piel o Efecto Pelicular.....	16
1.5.2.2. Efecto Proximidad.....	18
Efecto Directo de Proximidad	19
Efecto Inverso de Proximidad.....	19
Efecto Inductivo de Proximidad.	20
1.6. CARGAS QUE GENERAN ARMÓNICAS	21
1.6.1. Equipos de Uso Industrial.	22
1.6.1.1 Rectificadores	22
Transformadores	23
1.6.2. Aparatos de uso Domestico	26

CAPITULO 2: POTENCIA DE DISTORSIÓN ARMÓNICA..... 27

2.1. POTENCIA ELÉCTRICA.....	27
2.1.1 Potencia Activa, Potencia Reactiva y Potencia Aparente.	27
2.1.2 Factor de Potencia.....	31
2.2. POTENCIA DE DISTORSIÓN ARMÓNICA.....	34
2.2.1 Potencia Activa	35
2.2.2 Potencia Reactiva	36
2.2.3 Potencia Aparente.....	37
2.3 FACTOR DE POTENCIA EN CARGAS NO LINEALES.....	38
2.3.1 Ondas de Tensión y Corriente no sinusoidales.....	38
2.3.2 Onda de Tensión sinusoidal y onda de corriente no sinusoidal	40

CAPITULO 3: MOTORES ASÍNCRONOS..... 47

3.1. INTRODUCCIÓN	47
3.2. PARTES CONSTITUYENTES	48
3.2.1 Estator.....	49
3.2.2 Rotor	49
3.2.2.1 Rotor bobinado	50
3.2.2.2 Rotor de Jaula de Ardilla.....	51
3.3. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	53
3.4. CAMPO MAGNÉTICO ROTANTE	55
3.5. CIRCUITO EQUIVALENTE	62
3.6. MOMENTO ELECTROMAGNÉTICO	67
3.7. PERDÍAS EN MOTORES ELÉCTRICOS	69
3.7.1 Eficiencia.....	70
3.7.2 Pérdidas y calentamiento.....	70
3.7.2.1 Perdidas mecánicas.....	71
3.7.2.2 Pérdidas en el cobre	71
3.7.2.3 Perdidas en el hierro.....	72
Ciclo y pérdidas por Histéresis	73
Pérdidas por Corrientes Parasitas.....	75

CAPITULO 4: ARMÓNICAS EN MOTORES ASÍNCRONOS..... 77

4.1. INTRODUCCIÓN	77
4.2. CALENTAMIENTO.....	78
4.2.1. Circuito equivalente del motor considerando las armónicas	78
Reactancias de Dispersión y de Magnetización	83
Resistencia de Pérdidas en el Núcleo	84
Deslizamiento en presencia de armónicas	85
Resistencia de Pérdidas Adicionales.....	86
4.3. INFLUENCIA EN EL TORQUE.....	94

CAPITULO 5: DESCLASIFICACIÓN DE MOTORES ASÍNCRONOS..... 97

5.1. DESCLASIFICACIÓN.....	97
5.2. PERDIDA DE EFICIENCIA.....	100

CAPITULO 6: PRACTICA SOBRE MOTOR ASÍNCRONO..... 104

6.1. ENSAYO EN MOTOR ASÍNCRONO	104
Motor a ensayar.....	105
Variador de Velocidad	106
6.2 EQUIPOS A UTILIZAR	108
Multímetro Digital.....	108
Medidor de Calidad de Energía Eléctrica	108
Sensor de Temperatura.....	109
6.3 PROCEDIMIENTO DEL ENSAYO GENERAL	110
6.3.1 ALIMENTACIÓN CON TENSIÓN SINUSOIDAL.....	112
Determinación de la temperatura de los arrollamientos	117
6.3.2 ALIMENTACION CON VARIADOR DE VELOCIDAD	118

<u>CONCLUSIONES</u>	125
<u>RECOMENDACIONES</u>	127

Bibliografía

- Maquinas Eléctricas; Stephen J. Chapman; Editorial Mc Graw Hill
- Maquinas Eléctricas; Marcelo Antonio Sobrevila; Editorial Alsina; Buenos Aires, Argentina; Año 2000.
- Máquinas Eléctricas: Motores Asíncronos; Cortés.
- Máquinas Eléctricas Rotativas; Prof.: José Manuel Aller Castro; Universidad Simón Bolívar; Valle de Sartenejas, Octubre 2004.
- Calidad de la Energía Eléctrica; Roberto E. Pinto; Editorial Universitas; Córdoba, Argentina; Año 2004.
- Teoría, cálculo y construcción de las máquinas de corriente alterna asíncronas, Tomo VI - Escuela del técnico electricista; Ing. A Von Königslöw / Ing. Alfred Holtz; Editorial Heber SRL; Buenos Aires, Argentina; Año 1946.
- Catálogo y guía técnica de motores eléctricos de inducción SIEMENS.
- Señales y Sistemas; José Morón; Fondo Editorial Universitario Urdaneta; Maracaibo, Venezuela; Año 2011.
- Guía de Calidad de la Energía Eléctrica COPPER; Año 2003.
- Armónicas en Sistemas de Potencia; Universidad Nacional de Asunción; Facultad Politécnica.
- Las Armónicas y la Calidad de la Energía Eléctrica; Guía de RTR Energía.
- Trabajos Teóricos Experimentales; Consideraciones sobre el efecto de las Armónicas en Motores Trifásicos Asíncronos.
- Desclasificación de las Maquinas de Inducción sometidas a desbalances en la red; Universidad Simón Bolívar; Año 2010.
- Las Armónicas en las redes perturbadas y su tratamiento; Cuaderno Técnico N° 152 Schneider Electric. Año 2003.
- Perdidas Suplementarias en conductores de grandes intensidades por los Efectos Pelicular y de Proximidad; Cuaderno Técnico N° 83 Schneider Electric. Año 2003.
- Norma IEC 60034-2-1. Determinación de las Perdidas y el Rendimiento de Motores de Inducción Trifásicos.
- Norma NEMA MG 1 – 1998, Revisión 3. *Motores y Generadores*.

Nomenclatura

Símbolo	Descripción	Unidad
n	Orden de la armónica	--
f_n	Frecuencia de la armónica de orden n	[Hz]
f_{50}	Frecuencia fundamental	[Hz]
φ_n	Angulo de desfase de la armónica n	[°]
A_n	Amplitud de la armónica n para la fase A	---
B_n	Amplitud de la armónica n para la fase B	---
C_n	Amplitud de la armónica n para la fase C	---
φ_{AB}	Angulo de desfase entre las componentes fundamentales de las fases A y B en grados de la armónica de orden n	[°]
φ_{AC}	Angulo de desfase entre las componentes fundamentales de las fases A y C en grados de la armónica de orden n	[°]
Φ	Angulo de desfase dado en grados de la componente fundamental	[°]
HD V_n	Distorsión armónica individual de tensión	[%]
$V_{ca\ f_n}$	Valor eficaz de tensión a la frecuencia de la armónica de orden n	[V]
$V_{ca\ f_{50}}$	Valor eficaz de la tensión a frecuencia fundamental	[V]
HD I_n	Distorsión armónica individual de corriente	[%]
$I_{ca\ f_n}$	Valor eficaz de la corriente a la frecuencia de la armónica de orden n	[A]
$I_{ca\ f_{50}}$	Valor eficaz de la corriente a frecuencia fundamental	[A]
THD (V)	Distorsión armónica total de tensión	[%]
$V_{ca\ n}^2$	Tensión eficaz de la armónica de orden n	[V]
THD (I)	Distorsión armónica total de corriente	[%]
$I_{ca\ n}^2$	Corriente eficaz de la armónica de orden n	[A]
R_{ca}	Resistencia en corriente alterna	[Ω]
R_{cc}	Resistencia en corriente continua	[Ω]
Y_s	Factor de incremento de resistencia por efecto pelicular	---
Y_p	Factor de incremento de resistencia por efecto proximidad	---
f	Frecuencia	[Hz]

S	Sección efectiva del conductor	[mm ²]
ρ	Resistividad del conductor	[$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$]
a	Relación entre diámetro del conductor y la distancia entre los ejes de los conductores próximos	---
p	Número de pulsos de un rectificador	---
m	Número entero (1, 2, 3,...)	---
e	Fuerza electromotriz inducida (valor instantáneo)	[V]
N	Número de espiras	--
P(t)	Potencia eléctrica instantánea	[W]
v(t)	Tensión instantánea	[V]
i(t)	Corriente instantánea	[A]
P_m	Potencia media instantánea	[W]
T	Periodo	[1/Hz]
FP	Factor de Potencia	---
Q _B	Potencia Reactiva en presencia de armónicas	[VAr]
FP _{DESP}	Factor de Potencia de desplazamiento	---
FP _{DIST}	Factor de Potencia de distorsión	---
s	Deslizamiento	[p.u.]
n	Velocidad de rotación del campo (de sincronismo)	[rpm]
n_r	Velocidad de rotación del rotor	[rpm]
p	Número de pares de polos	---
Ω	Velocidad angular del campo rotante	[rad/se]
Ω_R	Velocidad angular relativa del campo magnético respecto al rotor	[rad/se]
E_{2s}	F.E.M. inducida en el rotor cuando gira con deslizamiento s	[V]
ψ_2	Angulo de desfase entre E_{2s} y la corriente I_2	[°]
η	Eficiencia	[%]
J	Densidad de corriente del conductor	[A/mm ²]
D_e	Densidad del conductor	[Kg/mm ³]
P _h	Perdidas por Histéresis	[W]
k _h	Constante de histéresis	---
B	Densidad de flujo	[Gs]
P _e	Pérdidas por corrientes parasitas	[W]

d	Espesor de laminas	[mm]
k_e	Constante parasita	---
P_{FE}	Pérdidas en hierro	[W]
s_n	Deslizamiento en presencia de armónicas	[p.u.]
DF	Factor de reducción de potencia	---
HVF	Factor de tensión armónica	[%]

CAPITULO 1: Teoría de Armónicas

1.1 Introducción

Antes de introducirnos en el campo de armónicas debemos recordar que, en el ámbito eléctrico, la onda de tensión tiene ciertos parámetros que están relacionados con la calidad de la energía eléctrica. La onda de tensión debe tener amplitud y frecuencia constante así como también debe presentar una forma sinusoidal. Cuando la forma de onda de la tensión no es sinusoidal se dice que esta deformada debido al contenido de armónicas. Esta deformación es capaz de alterar su valor pico y su valor RMS (valor medio cuadrático) provocando un funcionamiento anómalo en los equipos que se encuentren sometidos a esta tensión.

En base al teorema de Fourier podemos definir una forma de onda periódica como ondas sinusoidales cuya frecuencia es múltiplo entero de la frecuencia fundamental. De esta forma, si tenemos una onda de tensión deformada la podemos descomponer en una componente fundamental que tiene la frecuencia fundamental y una suma de armónicas cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la fundamental. En la *Figura 1.1a* se muestra la forma de onda resultante de un circuito en donde predominan las cargas no lineales. Como se puede apreciar esta resultante se aleja bastante de una sinusoidal pura. Esta resultante se compone de un cierto número de sinusoides a diferentes frecuencias entre las cuales se encuentra una senoide a frecuencia industrial llamada fundamental. En la *Figura 1.1b* se muestra la descomposición de la onda resultante en sus componentes armónicas. Del gráfico se puede ver que las componentes armónicas presentan una frecuencia que es múltiplo entero de la fundamental y su amplitud dependerá de la naturaleza de la carga.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Las armónicas se originan como corrientes por eso cuando hablamos de armónicas en una instalación son las armónicas de corriente los que más nos preocupan. Luego, cuando estas armónicas se propagan a partes de un circuito que no transportan corrientes armónicas lo hacen en forma de tensión.

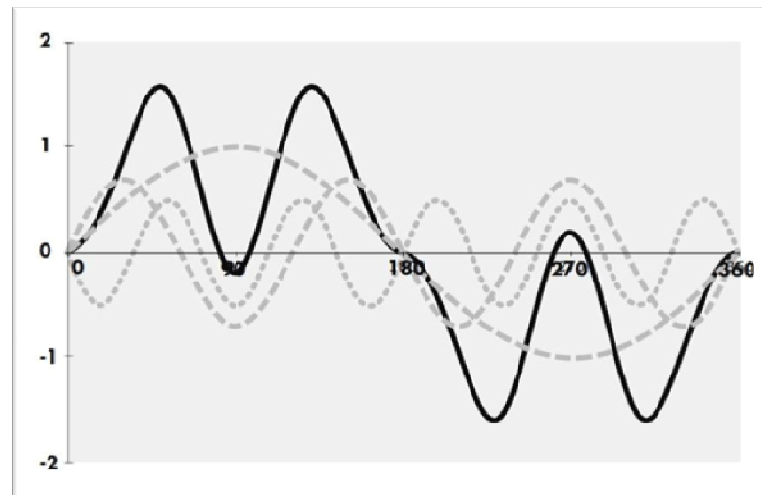


Figura 1.1 a - Forma de Onda distorsionada.

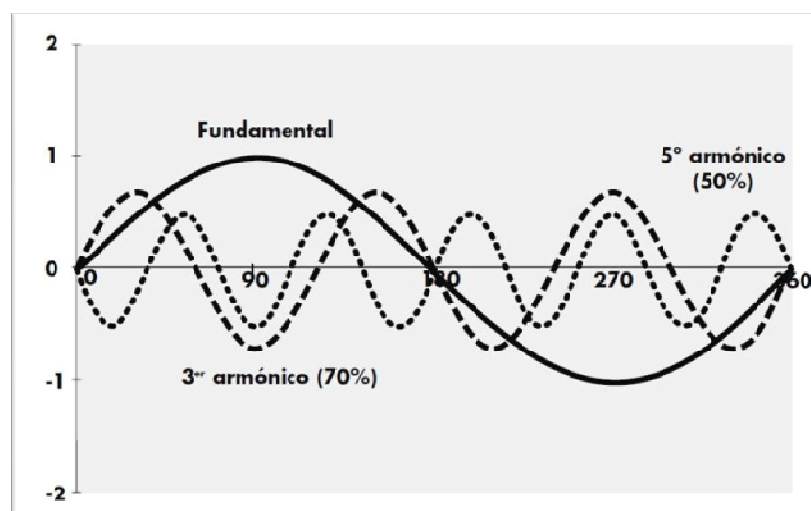


Figura 1.1b - Descomposición de una Onda distorsionada.

1.2. Origen de las Armónicas

Las armónicas son originadas por las llamadas **cargas no lineales**. Estas cargas la constituyen la mayoría de los equipos que tienen incorporados una electrónica de potencia en su esquema de funcionamiento. La naturaleza **lineal** o **no lineal** de una carga la define su curva característica corriente – voltaje.

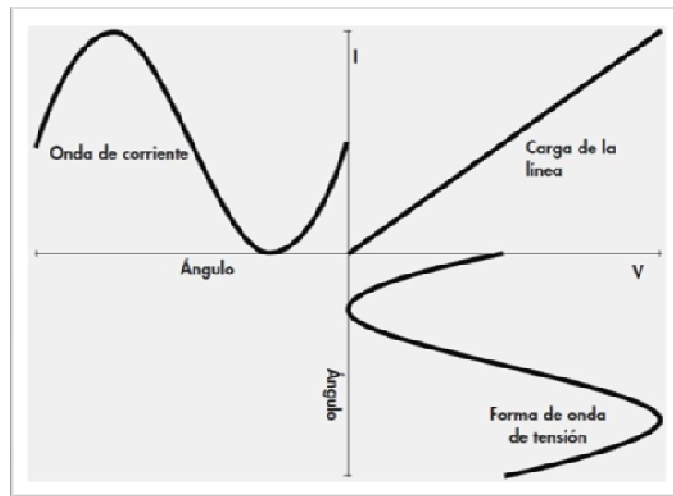


Figura 1.2 – Forma de Onda en una Carga Lineal.

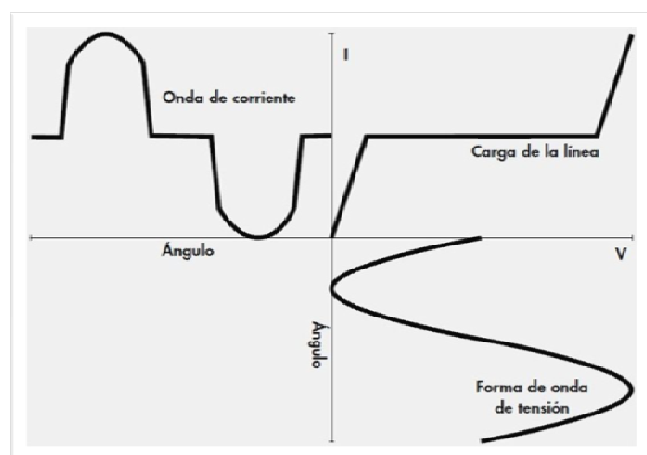


Figura 1.3 – Forma de Onda en una Carga no Lineal.

Si consideramos un sistema de alimentación ideal o compuesto solo por cargas lineales (resistencias, inductancias, capacitancias) tendremos una relación lineal entre la corriente que se produce y la tensión aplicada (*Figura 1.2*). En contraposición, las cargas no lineales son aquellas que no presentan alguna proporción entre la corriente que circula y la tensión aplicada (*Figura 1.3*). La mayoría de los equipos electrónicos que utilizan rectificaciones de la onda sinusoidal constituyen un claro ejemplo de la no linealidad entre la tensión de entrada y la corriente de salida. En la *Figura 1.4* se puede ver una fuente ideal de tensión sinusoidal y por lo tanto en el Nodo 1 no existe distorsión. Pero la fuente suministra potencia a una carga no lineal en el Nodo 2 a través de un conductor representado por una impedancia Z . La distorsión de corriente generada circula a través de Z haciendo que la tensión en el Nodo 2 sea distorsionada. Pero el hecho de tener en el sistema de potencia una carga que genere una distorsión en la corriente no es suficiente para determinar que habrá un efecto perjudicial en todo el sistema de potencia así como en otro consumidor de potencia. Por otra parte los sistemas de potencia son capaces de absorber ciertas cantidades de corrientes armónicas sin presentar inconvenientes apreciables.

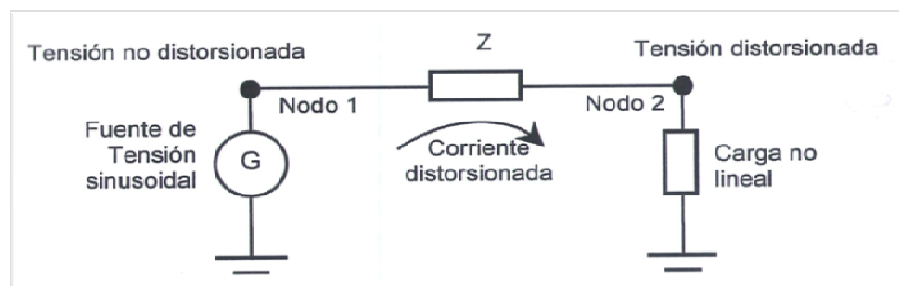


Figura 1.4 – Fuente ideal de Tensión alimentando a una carga no lineal.

Queda claro que cuando una fuente de tensión sinusoidal se aplica a una carga no lineal, la corriente resultante no es perfectamente sinusoidal. En presencia de la impedancia del sistema, la corriente distorsionada crea una caída de tensión no sinusoidal y produce una distorsión de la tensión en bornes de la carga.

1.3. Parámetros de las Armónicas

Podemos caracterizar a las armónicas mediante el orden, frecuencia y secuencia.

1.3.1 Orden

El orden de una armónica viene dado por un número entero que resulta de La relación de la frecuencia de la armónica y la frecuencia fundamental.

$$n = \frac{f_n}{f_{50}}$$

Las armónicas de orden impar son los que se encuentran en las redes eléctricas. Los de orden par solo aparecen cuando hay asimetría en la señal eléctrica.

1.3.2. Frecuencia

La frecuencia de una armónica resulta de multiplicar el orden de la armónica por la frecuencia fundamental. La frecuencia fundamental es la frecuencia de la onda original (50/60 Hz). En nuestro caso la frecuencia fundamental es de 50 Hz.

1.3.3. Secuencia

Los sistemas trifásicos equilibrados en condiciones normales de funcionamiento presentan un desfase en las ondas de tensión o corriente de 120°, y se considera su secuencia de fase positiva A-B-C o R-S-T girando en sentido anti horario. Las armónicas de cada una de las fases presentan ángulos de desfase diferentes a las formas de onda fundamentales ya que su frecuencia es múltiplo de la fundamental y el ángulo de desfase es el producto de $\varphi_n = n \cdot \varphi_1$ siendo n el orden la armónica considerada, por lo tanto las armónicas pueden presentar secuencias de fase diferentes. Por ejemplo para la tercera armónica, en este caso las tres fases están con el mismo desfasaje φ_3 .

 Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Para el siguiente análisis consideremos un sistema trifásico en donde las ondas fundamentales forman un sistema equilibrado y las tres fases tienen la misma forma de onda.

Si consideramos como referencia la componente fundamental de la fase A, tenemos el desfase de las ondas fundamentales expresadas de la siguiente manera:

$$V_A = A \angle 0^\circ \quad V_B = A \angle -120^\circ \quad V_C = A \angle 120^\circ$$

La armónica de orden n presenta un desfase φ_n respecto a la fundamental y este desfase es igual en las tres fases, condición fundamental para que las tres fases tengan iguales formas de onda. De este modo, las componentes armónicas de orden n vienen dadas de la siguiente manera:

$$V_{An} = A_n \angle \varphi_n \quad V_{Bn} = A_n \angle (\varphi_n + \varphi_{AB}) \quad V_{Cn} = A_n \angle (\varphi_n - \varphi_{AC}) \quad (1)$$

Según la definición de frecuencia de una armónica, un periodo de la componente fundamental es igual a n periodos de la armónica de orden n . Esto nos permite expresar los desfases dados en grados de la componente fundamental en grados de la armónica n usando la siguiente expresión:

$$\varphi_n = n\Phi \quad (2)$$

Reemplazando la expresión (2) en las ecuaciones (1) se obtienen las componentes armónicas de orden n :

$$V_{An} = A_n \angle \varphi_n \quad V_{Bn} = A_n \angle (\varphi_n + n(120^\circ)) \quad V_{Cn} = A_n \angle (\varphi_n - n(120^\circ))$$

1.3.3.1. Secuencia Cero u Homopolar

Para las armónicas de orden $3n$ (con n entero) las componentes armónicas vienen expresadas de la siguiente forma:

$$V_{A(3n)} = A_{(3n)} \angle \varphi_{(3n)}$$

$$V_{B(3n)} = A_{(3n)} \angle (\varphi_{(3n)} + (3n) * (-120^\circ)) = A_{(3n)} \angle (\varphi_{(3n)} + n * (-360^\circ)) = A_{(3n)} \angle (\varphi_{(3n)})$$

$$V_{C(3n)} = A_{(3n)} \angle (\varphi_{(3n)} + (3n) * (120^\circ)) = A_{(3n)} \angle (\varphi_{(3n)} + n * (360^\circ)) = A_{(3n)} \angle (\varphi_{(3n)})$$

A través de este análisis queda demostrado que las componentes armónicas de las tres fases se encuentran en fase entre sí, por lo tanto podemos afirmar que las armónicas de orden $3n$ son de secuencia cero u homopolar. Estas armónicas, al ser múltiplo eléctrico de la fundamental, se desplazan por el conductor de neutro y por lo tanto por el circulará la misma o más intensidad que por las fases, esto trae como consecuencia el calentamiento del conductor de neutro (Ver punto 7.1).

1.3.3.2. Secuencia Positiva

Para las armónicas de orden $(3n+1)$ (con n entero) las componentes armónicas están dadas por:

$$V_{A(3n+1)} = A_{(3n+1)} \angle \varphi_{(3n+1)}$$

$$\begin{aligned} V_{B(3n+1)} &= A_{(3n+1)} \angle (\varphi_{(3n+1)} + (3n + 1) * (-120^\circ)) = A_{(3n+1)} \angle (\varphi_{(3n+1)} + n * (-360^\circ) - 120^\circ) \\ &= A_{(3n+1)} \angle (\varphi_{(3n+1)} - 120^\circ) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{C(3n+1)} &= A_{(3n+1)} \angle (\varphi_{(3n+1)} + (3n + 1) * 120^\circ) = A_{(3n+1)} \angle (\varphi_{(3n+1)} + n * (-360^\circ) + 120^\circ) \\ &= A_{(3n+1)} \angle (\varphi_{(3n+1)} + 120^\circ) \end{aligned}$$

Interpretando las últimas ecuaciones podemos ver que las componentes armónicas de las tres fases presentan desfases entre sí de 120° con la misma secuencia seguida por

las componentes fundamentales, entonces, los armónicos de orden $(3n+1)$ son de secuencia positiva.

1.3.3.3. Secuencia Negativa

Para las armónicas de orden $(3n-1)$ (con n entero) las componentes armónicas vienen dadas por:

$$V_{A(3n-1)} = A_{(3n-1)} \angle \varphi_{(3n-1)}$$

$$V_{B(3n-1)} = A_{(3n-1)} \angle (\varphi_{(3n-1)} + (3n - 1) * (-120^\circ)) = A_{(3n-1)} \angle (\varphi_{(3n-1)} + n * (-360^\circ) + 120^\circ) = A_{(3n-1)} \angle (\varphi_{(3n-1)} + 120^\circ)$$

$$V_{C(3n-1)} = A_{(3n-1)} \angle (\varphi_{(3n-1)} + (3n - 1) * 120^\circ) = A_{(3n-1)} \angle (\varphi_{(3n-1)} + n * (-360^\circ) - 120^\circ) = A_{(3n-1)} \angle (\varphi_{(3n-1)} - 120^\circ)$$

Estas ecuaciones muestran que las componentes armónicas de las tres fases presentan desfases entre sí de 120° cuya secuencia es contraria a la seguida por las componentes fundamentales, es decir que las armónicas de orden $(3n-1)$ son de secuencia negativa.

En la Figura 1.5.a se puede observar un resumen de las conclusiones obtenidas de los casos analizados.

No.armónico	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Secuencia	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+








Orden	Fund.	2	3	4	5	6	7
Frecuencia	50	100	150	200	250	300	350
Secuencia							

Figura 1.5.a – Orden y comportamiento de las armónicas.

En la Figura 1.5.b se muestran los diagramas fasoriales de las distintas secuencias de fase.

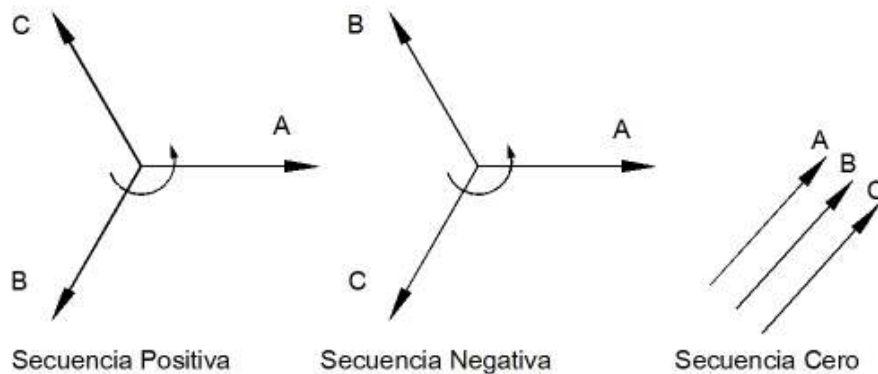


Figura 1.5.b – Diagrama Fasorial de Secuencias de Fase.

1.4. Tasas de Referencia

1.4.1. Tasas de Distorsión Individuales

Para analizar los efectos producidos por las armónicas generalmente se utilizan unos índices que cuantifican el nivel de contaminación armónica de las ondas. Para el análisis estos índices son comparados con valores límites establecidos por las Normas. Las Normas internacionales han establecido tasas individuales para cada armónica. También se definen tasas de distorsión total que tienen en cuenta todas las armónicas de tensión y corriente existentes.

Las tasas de distorsión armónicas individuales HD (del Ingles *Harmonic Distorsion*) se definen como la relación en tanto por ciento de la tensión (o de la corriente) en valor eficaz de la armónica correspondiente y la tensión (o corriente) en valor eficaz de la tensión correspondiente a la fundamental. De esta manera podemos escribir la tasa de distorsión armónica individual de la armónica n como sigue:

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

$$HD V_n \% = \frac{V_{ca\ f_n}}{V_{ca\ f_{50}}} \cdot 100$$

$$HD I_n \% = \frac{I_{ca\ f_n}}{I_{ca\ f_{50}}} \cdot 100$$

1.4.2. Tasa Total de Distorsión Armónica

La distorsión armónica total THD (del Inglés *Total Harmonic Distorsion*) es la relación entre el contenido de armónicas de la señal y la primera armónica o armónica fundamental. Es el parámetro de medición de distorsión más conocido, por lo que es recomendable para medir la distorsión en parámetros individuales (Corriente y Tensión).

Pues bien, se expresa la tasa de distorsión total THD (en %) como la relación entre la sumatoria de los valores eficaces de las armónicas y la componente fundamental de la siguiente manera:

$$[\%] THD = \frac{\sqrt{h_2^2 + h_3^2 + h_4^2 + \dots + h_n^2}}{h_1} \cdot 100$$

La Norma IEC tiene en cuenta hasta la armónica de orden 40.

Generalmente se referencia la THD a los valores fundamentales: Tensión eficaz y Corriente eficaz.

$$[\%] THD (V) = \frac{\sqrt{V_{ca\ 2}^2 + V_{ca\ 3}^2 + V_{ca\ 4}^2 + \dots + V_{ca\ n}^2}}{V_{ca}} \cdot 100$$

$$[\%] THD (I) = \frac{\sqrt{I_{ca\ 2}^2 + I_{ca\ 3}^2 + I_{ca\ 4}^2 + \dots + I_{ca\ n}^2}}{I_{ca}} \cdot 100$$

La distorsión en tensión genera como consecuencia de una corriente muy distorsionada en el circuito. La distorsión en corriente es generada por las cargas de circuitos no lineales en la instalación.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Es decir que el origen de las armónicas radica en la no linealidad de las cargas, de ahí que se deba atacar el problema lo más próximo a donde se genera, como sucede en el caso de la corrección del factor de potencia.

El Marco Legal Nacional III establece los límites de armónicas que no pueden ser superados, tales límites se muestran en la *Figura 1.6a y 1.6b*.

Usuario			
Orden de la armónica (n)	Intensidad armónica máxima, en (A) BT, P<10 kW	Usuarios BT y MT, Intensidad armónica máxima, como % de la corriente de carga contratada	Usuarios AT, Intensidad armónica máxima, como % de la corriente de carga contratada
Impares no múltiplos de 3			
5	2,28	12,0	6,0
7	1,54	8,5	5,1
11	0,66	4,3	2,9
13	0,42	3,0	2,2
17	0,26	2,7	1,8
19	0,24	1,9	1,7
23	0,20	1,6	1,1
25	0,18	1,6	1,1
> 25	4,5 / n	0,2 + 0,8 * 25 / n	0,4
Impares múltiplos de 3			
3	4,60	16,6	7,5
9	0,80	2,2	2,2
15	0,30	0,6	0,8
21	0,21	0,4	0,4
> 21	4,5 / n	0,3	0,4
Pares			
2	2,16	10,0	10,0
4	0,86	2,5	3,8
6	0,60	1,0	1,5
8	0,46	0,8	0,5
10	0,37	0,8	0,5
12	0,31	0,4	0,5
> 12	3,68 / n	0,3	0,5
TDTI (%)	-	20,0	12,0

Figura 1.6a – Límites máximos de armónicas en la corriente.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Compañía Eléctrica

Orden de armónica	Nivel de referencia de la armónica (en % con respecto a la fundamental)	
	MT (1 kV < U < 66 kV)	AT (66 kV ≤ U ≤ 220 kV)
Impares no múltiplos de 3		
5	6,0	2,0
7	5,0	2,0
11	3,5	1,5
13	3,0	1,5
17	2,0	1,0
19	1,5	1,0
23	1,5	0,7
25	1,5	0,7
> 25	$0,2 + 5/n$	$0,1 + 2,5/n$
Impares múltiplos de 3		
3	5,0	1,5
9	1,5	1,0
15	0,3	0,3
21	0,2	0,2
> 21	0,2	0,2
Pares		
2	2,0	1,5
4	1,0	1,0
6	0,5	0,5
8	0,5	0,2
10	0,5	0,2
12	0,2	0,2
> 12	0,2	0,2
Tasa de distorsión total	TDT 8 %	TDT 3 %

Figura 1.6b – Límites de armónicas en función de la fundamental.

1.5. Efectos que producen las Armónicas

Los efectos producidos por las Armónicas en diferentes equipos que se encuentran instalados en un entorno electromagnético dado, dependen del grado de distorsión (THD) que contenga la onda y de cuan susceptibles sean los equipos a las perturbaciones. A continuación se describen algunos de los problemas que introducen las Armónicas.

1.5.1. Sobrecarga en el Conductor de Neutro

Si consideramos un sistema de tensiones trifásicas simétricas y equilibradas (Figura 1.7) sus tres fases (L1, L2, L3) tienen un desplazamiento angular de 120° entre ellas y los módulos de sus vectores tienen la misma magnitud. En estas condiciones, si cada una de las fases tiene la misma carga, considerando cargas lineales, la corriente combinada que circula por el conductor Neutro es cero. Sin embargo en el caso de que las cargas lineales no sean equilibradas (Figura 1.8), por el conductor de Neutro circulará una corriente correspondiente al desequilibrio de las cargas.

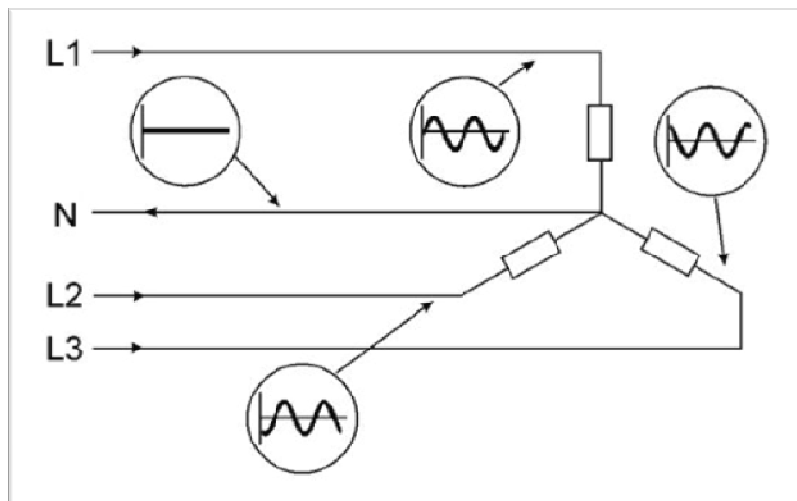


Figura 1.7 – Carga Lineal Trifásica Equilibrada

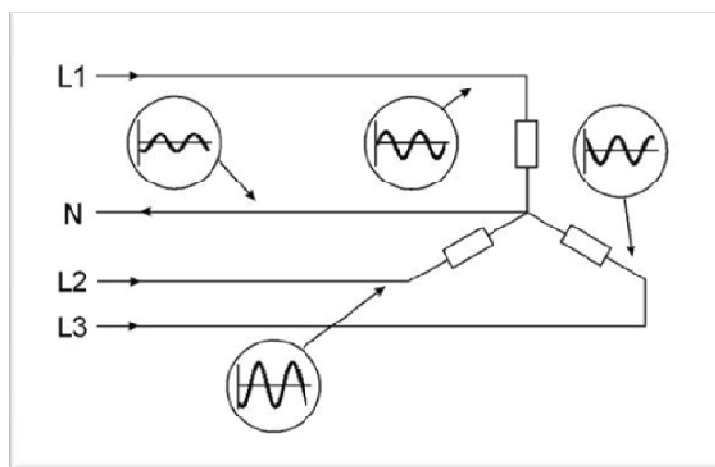


Figura 1.8 – Carga Lineal Trifásica Desequilibrada

En un sistema con cargas no lineales equilibradas (*Figura 1.9*), si bien las corrientes fundamentales se anulan entre sí, el conductor de Neutro es portador de armónicas que son múltiplo del triple de la fundamental 3, 9, etc. (componentes de secuencia cero). A estas Armónicas generalmente se las denomina Armónicas “triple N”. Por otro lado, en un sistema de cargas no lineales desequilibrado, el conductor de Neutro es portador de corrientes comprendidas por las corrientes de secuencia positiva “+” y negativa “-” precedentes del desbalance del sistema, y corrientes aditivas de secuencia cero que provienen de las armónicas triple N.

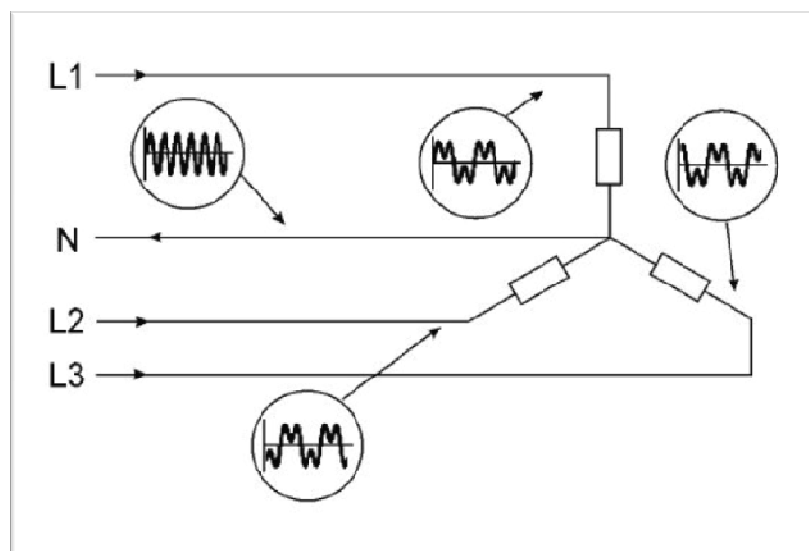


Figura 1.9 – Carga Lineal Trifásica Desequilibrada

En la *Figura 1.10* se muestra la tercer Armónica de cada fase de un Sistema Trifásico. Se observa que estas son iguales para las tres fases, de esta manera se obtiene la corriente resultante de las terceras Armónicas. En un sistema de cuatro conductores (L1, L2, L3, N) esta corriente resultante circulará por el conductor de Neutro. Si la suma de estas corrientes supera el valor de las corrientes nominales de fase y se han dimensionado los cuatro conductores con idéntica sección, se producirá una sobrecarga en el conductor de Neutro y la consecuente disminución de vida útil.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

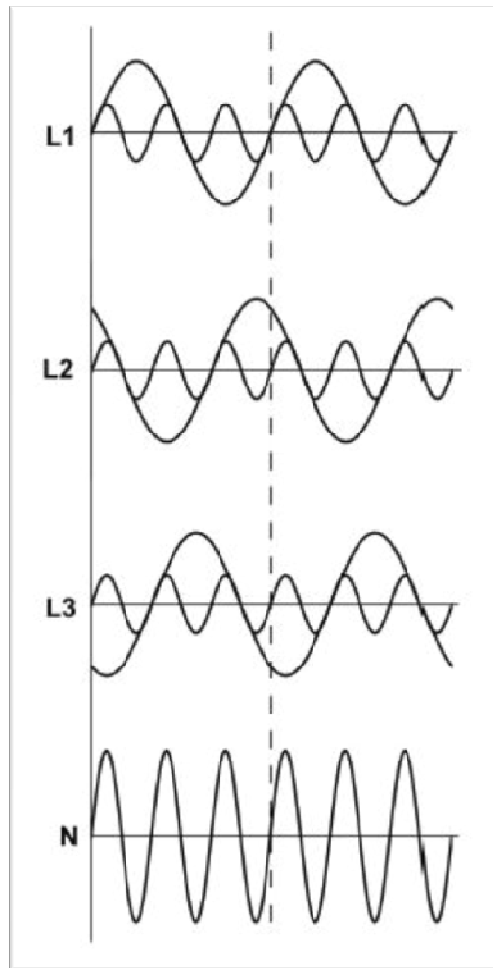


Figura 1.10 – Suma de las Armónicas triple N en el conductor de Neutro.

A modo de ejemplo consideremos una carga no lineal que introduce una distorsión en la onda de corriente de modo que las terceras armónicas rondan el 70%. Podemos hacer el siguiente razonamiento:

$$I_{fase} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} = \sqrt{1 + 0,7^2} = 1,22$$

$$I_{neutro} = 3 \cdot I_3 = 3 \cdot 0,7 = 2,1$$

$$\frac{I_{neutro}}{I_{fase}} = \frac{2,1}{1,22} = 1,72$$

En este caso particular se observa cuanto más sobrecargado respecto al conductor de fase se encuentra en conductor de Neutro debido a las corrientes armónicas. En este caso es recomendable dimensionar el conductor de Neutro con el doble de sección que los conductores de fase.

1.5.2. Sobrecarga en los Conductores

Cuando estamos en presencia de armónicas en la corriente de carga que circula por los conductores, estos están sometidos a una distribución no uniforme o distribución desigual de corriente debido al *efecto piel* y al *efecto proximidad*. A causa de estos efectos, en los conductores se produce un incremento de su resistencia en forma proporcional al cuadrado con la frecuencia.

1.5.2.1. Efecto Piel o Efecto Pelicular

Cuando circula una corriente alterna por un conductor esta produce un flujo magnético que también es alterno. Como el conductor está formado por alambres y al ser estos cortados por el flujo magnético, se inducirá en ellos una f.e.m. (fuerza electromotriz) opuesta a la diferencia de potencial que existe entre los extremos del conductor.

La inductancia de la zona central de un conductor es mayor que en la zona periférica debido a que los alambres que se encuentran en la zona central son atravesados por mayor cantidad de líneas de fuerza que los alambres de la periferia. Para equilibrar las caídas de tensión inductivas entre los alambres, en los alambres periféricos circulara mayor corriente. La suma de estas diferentes corrientes es superior a la corriente total medida y esto introduce pérdidas adicionales por efecto Joule. Todo lo mencionado anteriormente es equivalente a decir que la resistencia efectiva ha aumentado.

Para entender mejor lo dicho, consideremos un conductor rectangular y macizo en este caso. Imaginariamente dividimos al conductor en tres elementos como muestra la *Figura 1.11*.

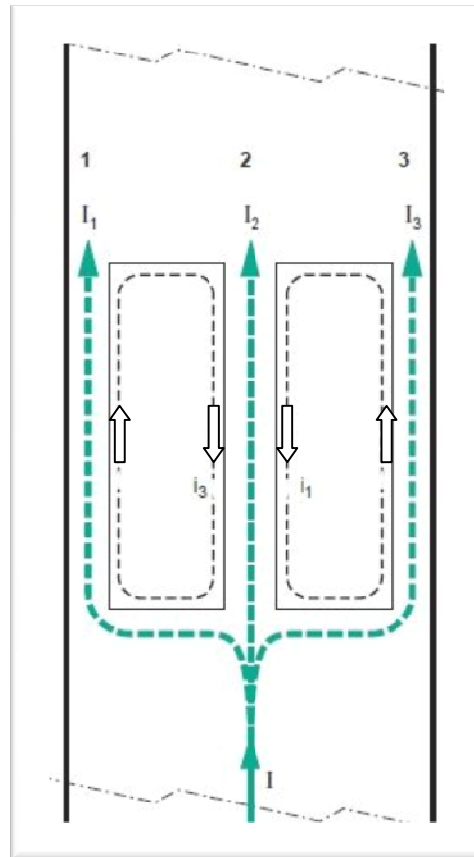


Figura 1.11 – Distribución de corrientes debido al Efecto Pelicular.

Si consideramos el caso de corriente continua la corriente total que atraviesa el conductor es igual a la suma de las corrientes en cada uno de sus elementos.

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

Por otro lado, en corriente alterna a estas tres corrientes se superponen corrientes inducidas. Por el elemento 3 circulará la corriente I_3 , esta introduce en el rectángulo formado por 1 y 2 una f.e.m. e_3 que hará circular una corriente i_3 .

La corriente resultante I'_1 será:

$$I'_1 = I_1 + i_3$$

De la misma forma, la corriente resultante en el tercer elemento será:

$$I'_3 = I_3 + i_1$$

En oposición, la corriente resultante en el elemento central será:

$$I'_2 = I_2 - i_3 - i_1$$

Podemos ver que la corriente resultante en el elemento central es menor debido a las corrientes inducidas i_1 e i_3 .

Generalizando este análisis a conductores macizos cualesquiera, el fenómeno se manifiesta de la misma forma, es decir, existe una variación progresiva de la intensidad de corriente desde la periferia hacia el centro.

1.5.2.2. Efecto Proximidad

Hasta lo que se vio en el punto 1.5.2.1 solo se consideraba al conductor fuera de las influencias de otros campos magnéticos que no fuera el suyo propio. Pero en el momento en que otros conductores se encuentran cerca del conductor analizado, el campo magnético de cada uno de ellos introduce una perturbación en la distribución de la corriente en el conductor estudiado debido al *efecto proximidad*. El efecto de proximidad puede ser directo, inverso o inducido.

Efecto Directo de Proximidad

Es el efecto de la influencia mutua sobre las densidades de corriente respectivas de conductores próximos en donde las corrientes recorren a los conductores en el mismo sentido.

Consideremos un conductor rectangular macizo. Ya vimos que por el efecto piel se produce una variación en la distribución de la corriente, siendo mayor la densidad en la periferia que en el centro, como se puede apreciar en la Figura 1.12a.

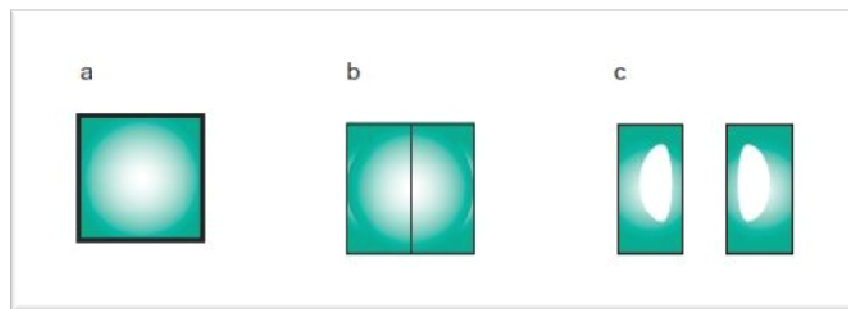


Figura 1.12 – Efecto Proximidad en un conductor.

Si partimos a este conductor en dos mitades sin separarlas (Figura 1.12b) no se observa ninguna modificación respecto a la densidad.

Si ahora alejamos las dos mitades (Figura 1.12c), a medida que alejamos mas, el campo magnético de cada una de las partes se ve modificado y la densidad en las caras internas va creciendo hasta llegar a ser igual a la de las caras externas.

Efecto Inverso de Proximidad

Podemos hacer el mismo análisis que en el caso anterior solo que ahora las corrientes de los conductores circulan en sentidos opuestos. En este caso se produce un incremento de la densidad en las caras enfrentadas y una disminución de densidad en las caras opuestas (Figura 1.13).

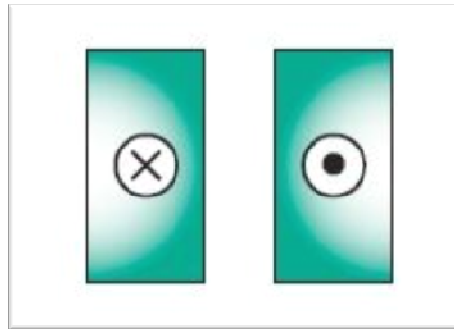


Figura 1.13 – Efecto Proximidad Inverso.

Efecto Inductivo de Proximidad

Este efecto se refiere a los fenómenos originados por la acción de la corriente que circula por un conductor y las corrientes de circulación que se inducen en piezas metálicas que se encuentran cerca del conductor. Si el conductor es atravesado por una elevada corriente alterna, las corrientes que se inducen en piezas metálicas próximas provocan pérdidas adicionales.

Estos dos fenómenos vistos que producen una modificación en la distribución de la corriente en el conductor a la frecuencia fundamental, se ven potenciados para las componentes armónicas porque son proporcionales a la frecuencia y por ser la frecuencia de las armónicas superiores a la fundamental.

Podemos determinar la resistencia, por unidad de longitud, en corriente alterna a partir de la resistencia del conductor en corriente continua a la temperatura de servicio considerada.

$$R_{ca} = R_{cc} \cdot (1 + Y_s + Y_p)$$

En donde los valores se pueden calcular de la siguiente manera:

Efecto Pelicular

$$Y_s = 3,28 \cdot \frac{f^2 \cdot S^2}{\rho^2 \cdot 10^8}$$

Efecto Proximidad

$$Y_p = Y_s \cdot 2,9 \cdot a^2$$

De estas últimas expresiones podemos ver que el incremento de la resistencia de un conductor al paso de la corriente alterna, y por lo tanto su calentamiento, es proporcional al cuadrado de la frecuencia de dicha corriente. Por lo tanto este punto debe ser estudiado cuando estén presentes armónicos de corriente por ejemplo de tercer orden en donde la resistencia se ve incrementada nueve veces.

1.6. Cargas que generan Armónicas

En este punto se analizan algunas cargas puntuales que son generadoras de armónicas.

Generalmente las cargas que se conectan a los sistemas de distribución de energía eléctrica son lineales. Sin embargo también están presentes cargas con características no lineales que producen la deformación de la onda, introduciendo armónicas a la red eléctrica.

Las cargas no lineales típicas las constituyen todos los equipos que contienen circuitos con electrónica de potencia. Podemos clasificar a estos equipos en dos grupos: equipos de uso industrial y aparatos de uso domestico.

1.6.1. Equipos de Uso Industrial

1.6.1.1 Rectificadores

Los rectificadores son dispositivos utilizados para convertir una corriente alterna en una corriente continua. Estos dispositivos inyectan armónicas al sistema de corriente alterna. El orden de las corrientes armónicas que genera un rectificador se puede determinar de la siguiente fórmula:

$$n = p \cdot m \pm 1$$

Normalmente los rectificadores se basan en la utilización de un puente trifásico conocido como puente de seis pulsos porque presenta seis pulsos por ciclo (uno por cada medio ciclo de cada fase) en la salida de corriente continua. Un esquema del rectificador de seis pulsos puede verse en la Figura 1.14.

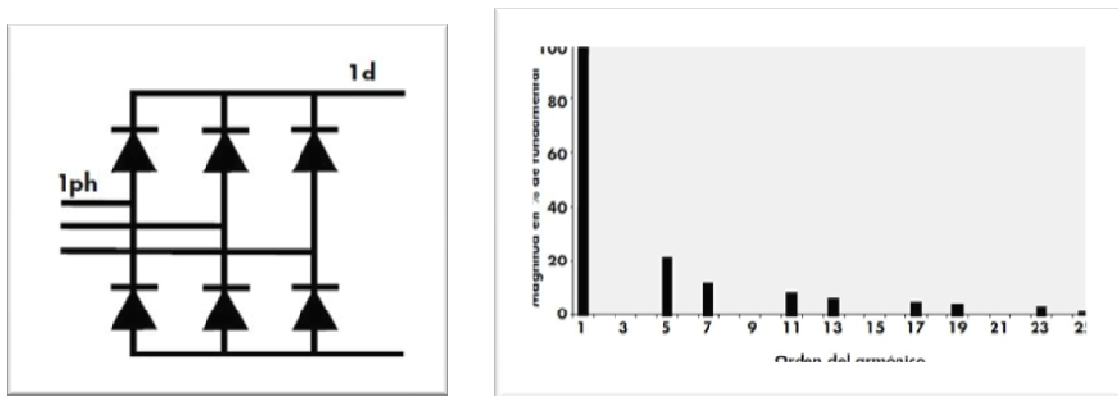


Figura 1.14 Puente Trifásico de Seis Pulsos.

Este puente trifásico produce armónicas $6 \cdot n \pm 1$; es decir que las corrientes armónicas características producidas por un rectificador de seis pulsos serán de orden 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23,...; y los generados por un rectificador de 12 pulsos serán de orden 11, 13, 23, 25,..., como muestra la Figura 1.15.

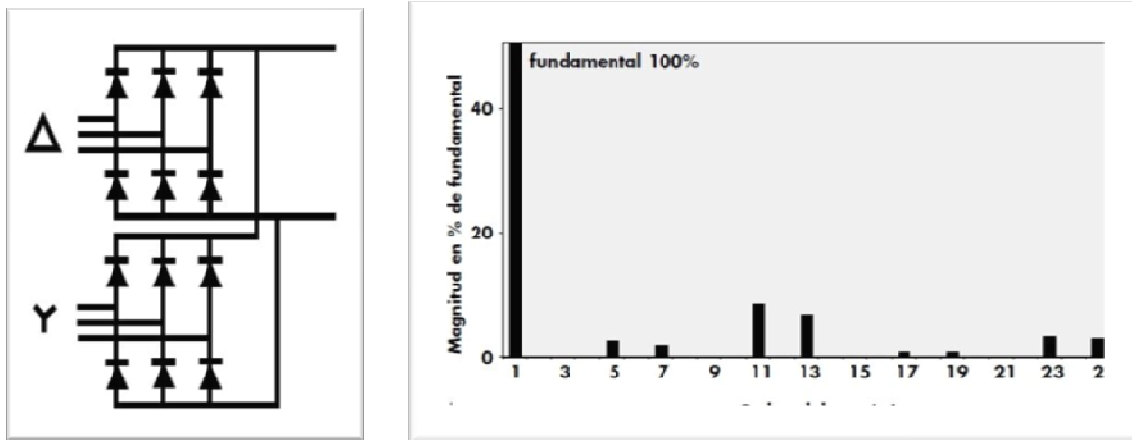


Figura 1.15 Puente de Doce Pulsos.

Transformadores

A continuación vamos a hacer el análisis de una carga que si bien no tiene incorporada electrónica de potencia para su funcionamiento, constituye una fuente de armónicas ya que introduce componentes armónicas en la corriente. Tal es el caso de un solenoide con núcleo magnético o transformadores.

Uno de los parámetros que hacen a la calidad de la energía eléctrica es que a la salida de los transformadores de suministro los voltajes sean sinusoidales. Sin embargo, en los transformadores ese voltaje sinusoidal que pretendemos es inducido en la bobina por un flujo variable en el tiempo, de acuerdo con la ley de Faraday:

$$e = N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

Entonces si el voltaje es sinusoidal es porque el flujo también varía sinusoidalmente con el tiempo en el núcleo del transformador. Pero para crear ese flujo sinusoidal necesitamos una corriente, para determinar la forma que tiene esa corriente podemos recurrir a la curva característica de magnetización del núcleo magnético del transformador.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

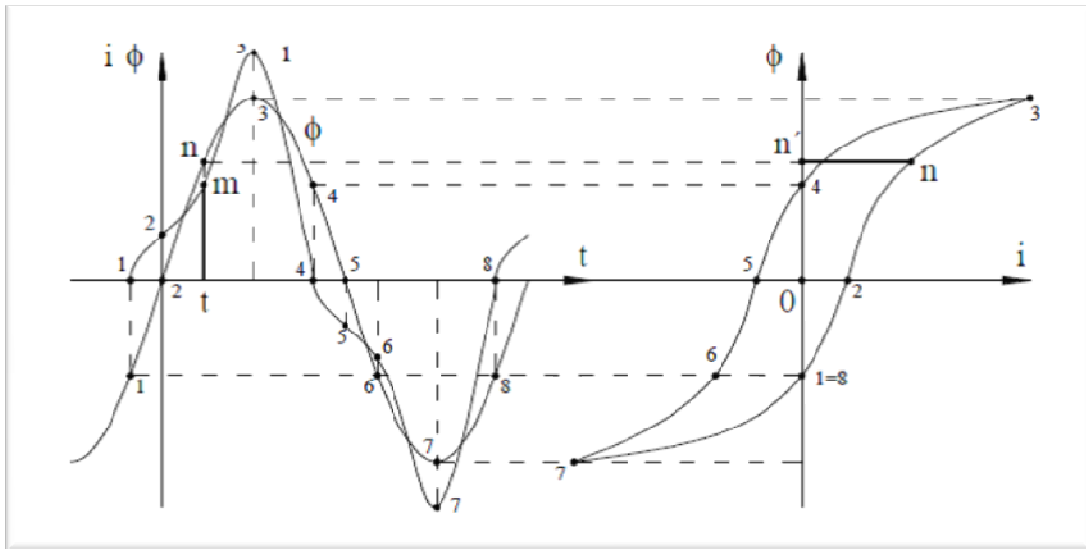


Figura 1.16 – Curva de Magnetización de un Transformador.

Observando el ciclo de histéresis podemos ver que tenemos dos curvas: una cuando el flujo crece y otra cuando el flujo decrece. En la Figura 1.16 tenemos la forma de la corriente de magnetización necesaria para crear el flujo sinusoidal que necesitamos. Salta a la vista que esta corriente no es sinusoidal.

Esa corriente de magnetización necesaria tiene la forma que se muestra en la Figura 1.17.

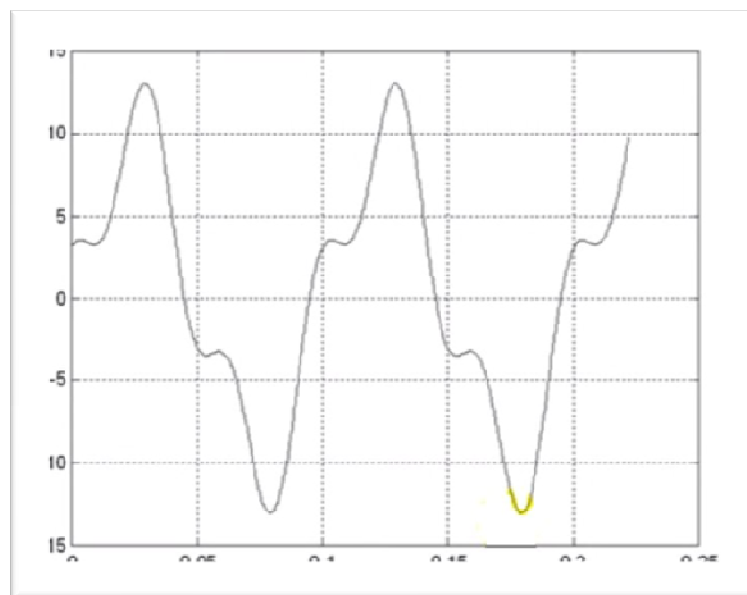


Figura 1.17 – Corriente de Magnetización en Transformadores.

Si bien esta corriente no es sinusoidal si es periódica. Si aplicamos el teorema de Fourier y descomponemos esta onda obtenemos una fuerte presencia de terceros armónicos sumados a la componente fundamental. Es decir que la distorsión de la onda se debe principalmente a la armónica de tercer orden, la cual alcanza el 50% de la corriente a la frecuencia fundamental; el resto de las armónicas (5, 7, 9, etc.) repercuten en un grado menor. Por lo tanto, esa corriente armónica de orden tres es necesaria para garantizar que el flujo sea sinusoidal y que los voltajes inducidos en las bobinas también sean sinusoidales.

Si de alguna manera logramos filtrar las terceras armónicas, el flujo deja de ser sinusoidal y el voltaje inducido es no sinusoidal como muestra la Figura 1.18.

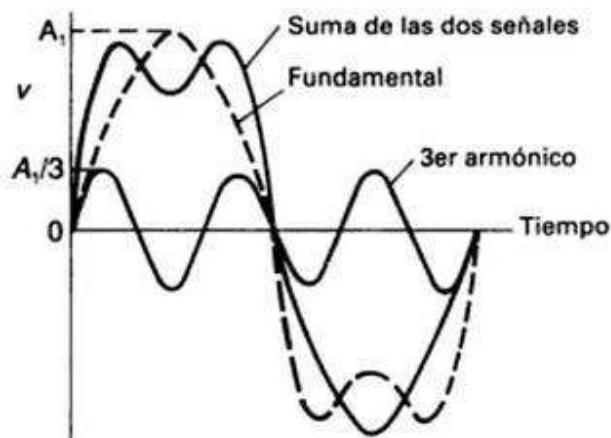


Figura 1.18 – Tensión inducida al eliminar el tercer Armónico de la corriente de magnetización.

Otra vez, aplicando Fourier, podemos ver que la forma de onda del voltaje inducido están presentes los terceros armónicos.

En definitiva, si logramos deshacernos de las corrientes armónicas de orden tres en la corriente de magnetización, las armónicas de triple frecuencia aparecen como un voltaje en cada una de las bobinas del transformador.

Los Transformadores se diseñan para operar con una corriente de excitación del 1 o 2% de la corriente nominal y generalmente no causa problemas de armónicas. Sin embargo, cuando al transformador se le aplica una tensión mayor a la tensión nominal

el campo magnético se incrementa al punto de llegar a saturar el núcleo. Si se analiza la curva de magnetización del núcleo magnético en la zona de saturación, se observa que a un pequeño incremento en la tensión le corresponde un gran incremento en la corriente de excitación incrementándose en gran medida el contenido armónico de la misma.

1.6.2. Aparatos de uso Domestico

Los aparatos de uso domestico en la actualidad utilizan una gran cantidad de dispositivos electrónicos; si bien es cierto que individualmente no tienen una influencia fuerte como para ser considerados fuente importante de armónicas, el conjunto de estos aparatos si constituye una fuente significativa de armónicas más aun considerando que estos aparatos son utilizados simultáneamente por periodos prolongados de tiempo. Los aparatos más comunes son:

- Computadoras.
 - Video caseteras, equipos de audio.
 - Hornos microondas.
 - Lámparas Fluorescentes.
 - UPS.
-
-

CAPITULO 2: Potencia de Distorsión Armónica

2.1. Potencia Eléctrica

En esta primera sección haremos un repaso rápido sobre las definiciones y conceptos de Potencia en circuitos lineales de corriente alterna, es decir en un sistema ideal. Vale decir que en un sistema de potencia ideal, la tensión suministrada al equipo del consumidor y la corriente de carga resultante son ondas perfectamente sinusoidales.

2.1.1 Potencia Activa, Potencia Reactiva y Potencia Aparente

La Potencia Activa está representada por el valor medio de la potencia instantánea y define el total de energía por unidad de tiempo que está siendo consumida por la carga. Recordemos que la potencia eléctrica instantánea se define como el producto de la tensión instantánea y la corriente instantánea:

$$P(t) = v(t) \cdot i(t)$$

Si hablamos de condiciones sinusoidales, tanto a la onda de tensión como a la onda de corriente las podemos representar por una onda perfectamente sinusoidal a una frecuencia única o fundamental, de esta manera podemos escribir lo que sigue:

$$v(t) = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$i(t) = I_{max} \cdot \text{sen}(\omega t - \varphi)$$

 Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Entonces la Potencia eléctrica instantánea será:

$$P(t) = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_{max} \cdot \text{sen}(\omega t - \varphi)$$

Utilizando la siguiente igualdad trigonométrica:

$$\text{sen}(\omega t - \varphi) = \text{sen } \omega t \cdot \cos \varphi - \text{sen } \varphi \cdot \cos \omega t$$

Podemos expresar lo siguiente:

$$P(t) = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_{max} \cdot (\text{sen } \omega t \cdot \cos \varphi - \text{sen } \varphi \cdot \cos \omega t)$$

$$P(t) = V_{max} \cdot I_{max} \cdot (\text{sen}^2 \omega t \cdot \cos \varphi - \text{sen } \varphi \cdot \cos \omega t \cdot \text{sen } \omega t)$$

Utilizando las siguientes identidades trigonométricas:

$$\text{sen}^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$$

$$\text{sen } \omega t \cdot \cos \omega t = \frac{\text{sen } 2\omega t}{2}$$

Tenemos:

$$P(t) = V_{max} \cdot I_{max} \cdot \left[\left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) \cdot \cos \varphi - \text{sen } \varphi \cdot \left(\frac{\text{sen } 2\omega t}{2} \right) \right]$$

$$P(t) = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{2} \cdot \cos \varphi \cdot (1 - \cos 2\omega t) - \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{2} \cdot \text{sen } \varphi \cdot (\text{sen } 2\omega t)$$

El valor medio de una función se define de la siguiente manera:

$$F_m = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot dt$$

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Por lo tanto el valor medio de la Potencia Instantánea será:

$$P_m = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt$$

$$P_m = \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{2} \int_0^T (1 - \cos 2\omega t) \cdot dt \cdot \cos \varphi - \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{2} \int_0^T (\sen 2\omega t) \cdot dt \cdot \sen \varphi$$

Integrando:

$$P_m = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{2} \cdot \cos \varphi - \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{2 \cdot 2\omega} [\sen 2\omega t]_0^T \cdot \frac{1}{T} \cdot \cos \varphi - \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{2 \cdot 2\omega} \cdot \frac{1}{T} [-\cos 2\omega t]_0^T \cdot \sen \varphi$$

Finalmente:

$$P_m = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{2} \cdot \cos \varphi = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ef}}{2} \cdot \cos \varphi = \frac{2 \cdot V_{ef} \cdot I_{ef}}{2} \cdot \cos \varphi$$

$P_m = P_{activa} = V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos \varphi$	[W]	(3)
---	-----	-----

$P_{reactiva} = Q = V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \sen \varphi$	[VAr]	(4)
---	-------	-----

$P_{aparente} = S = V_{ef} \cdot I_{ef}$	[VA]	(5)
--	------	-----

La ecuación (3) expresa el valor de la Potencia Activa que, como se aclaró en un principio, es el valor medio de la potencia instantánea y que representa la potencia que se transforma en el circuito en forma irreversible. En donde el ángulo φ es el ángulo o desfase que existe entre la onda de tensión y la de corriente.

La ecuación (4) nos da el valor de la Potencia Reactiva, el concepto de esta potencia está directamente relacionado con los elementos inductivos y capacitivos, de hecho que el nombre "reactivo" está relacionado con el término reactancia. Se trata de una

energía que va y viene entre la red y la fuente, asociada a la presencia de elementos reactivos pero que no produce disipación de potencia.

De la ecuación (5) obtenemos la Potencia Aparente que representa la potencia total consumida y se obtiene del producto entre la tensión eficaz y la corriente eficaz, siempre considerando que se trata de ondas perfectamente sinusoidales. Esta Potencia Aparente es la que tiene un significado práctico para las empresas prestatarias del servicio eléctrico.

En la Figura 2.1 se representa la Potencia consumida por una carga resistiva pura, en este caso se representan los valores instantáneos de tensión y corriente obteniéndose una potencia instantánea siempre positiva e indica una permanente transferencia eléctrica desde el generador hacia la carga. El valor medio de esta potencia es la potencia activa. Toda la potencia aparente es igual a la potencia activa en este caso.

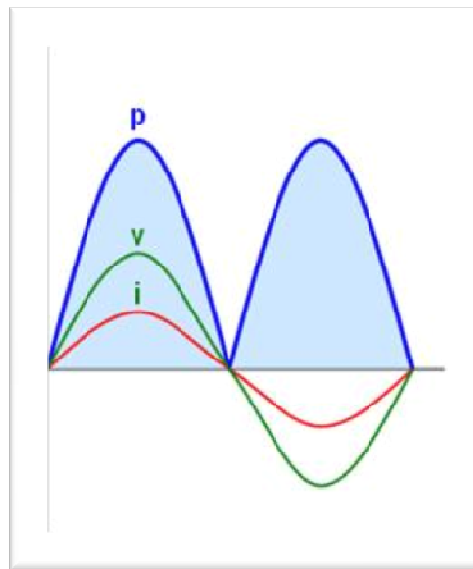


Figura 2.1 – Potencia Instantánea en una carga resistiva.

Si consideramos el caso de una carga que introduzca un desfase entre la onda de tensión y la onda de corriente por ejemplo una carga completamente inductiva, a través de la Figura 2.2 podemos observar que no toda la potencia es activa sino que aparece

una porción de la onda negativa que representa la potencia reactiva. Por lo tanto existen intervalos en los que la potencia instantánea es negativa y corresponden a los intervalos en que la carga devuelve energía reactiva a la fuente.

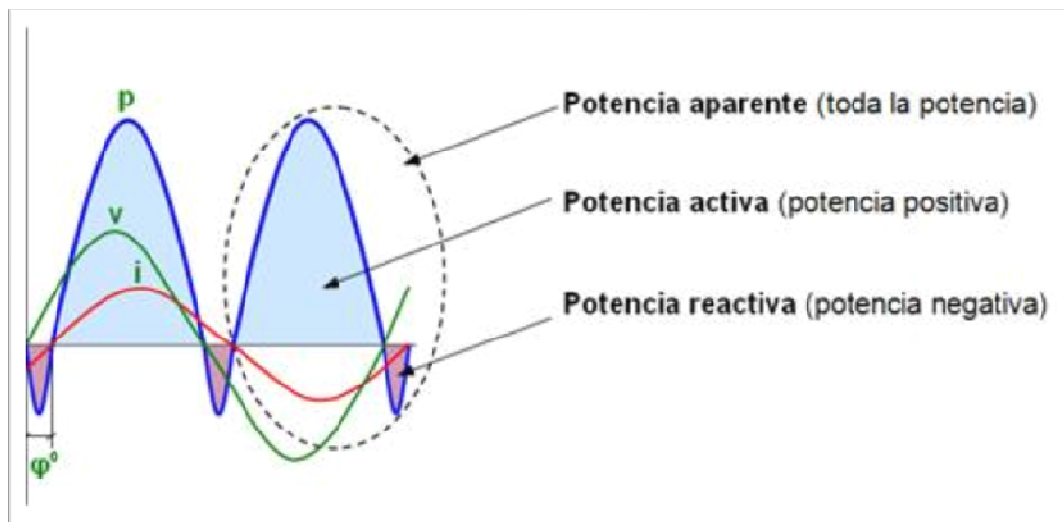


Figura 2.2 – Potencias en una carga inductiva.

Vectorialmente la Potencia Aparente es la suma de la potencia activa y la reactiva, pero no toda esta potencia absorbida de la red es aprovechada sino que existe una potencia entretenida que no produce efectos útiles.

2.1.2 Factor de Potencia

El factor de potencia nos permite apreciar con que eficacia se está utilizando la energía eléctrica para producir un trabajo útil. Vale decir que a través del factor de potencia podemos determinar qué porcentaje de la potencia aparente que suministra la empresa de distribución eléctrica se convierte en trabajo en los equipos conectados.

En la Figura 2.3 se representan las potencias activa, reactiva y aparente en el llamado triángulo de potencias.

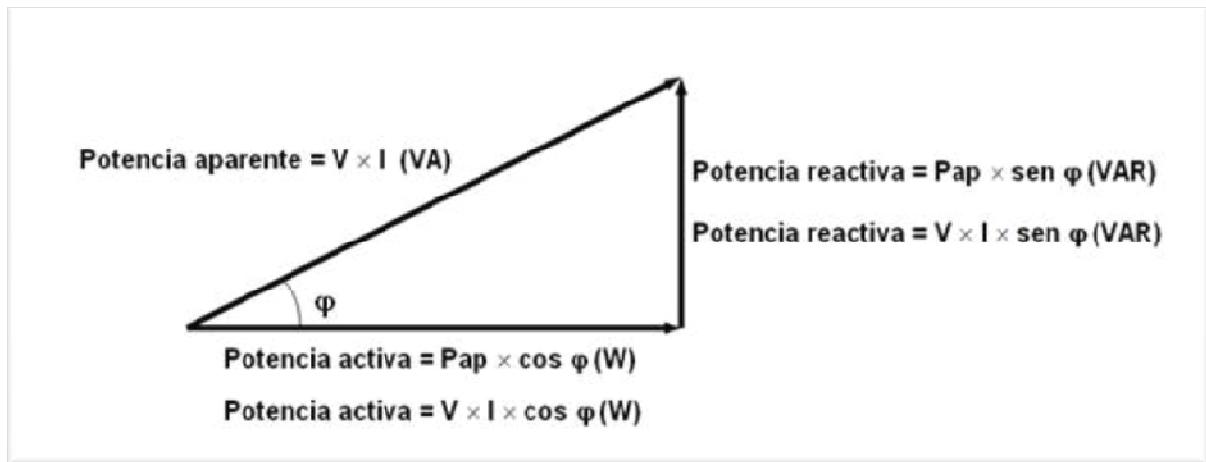


Figura 2.3 – Triangulo de Potencias.

Del triangulo de potencias podemos deducir que:

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

El factor de potencia (FP) se define como la relación entre la potencia activa y la potencia aparente consumida por un dispositivo o equipo.

$$FP = \frac{P[W]}{S[VA]} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt}{V_{ef} \cdot I_{ef}}$$

Como en esta primera sección estamos considerando que tanto la onda de corriente como la de tensión son sinusoidales, tenemos que:

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \text{cos } \varphi}{V_{ef} \cdot I_{ef}}$$

$$FP = \text{cos } \varphi \quad (6)$$

En este caso donde se considera que no existe distorsión por armónicas, el factor de potencia resulta igual al coseno del ángulo de desfasaje entre la tensión y la corriente, pero esta igualdad no se mantiene para cargas no lineales como se verá en la siguiente sección.

Dado que el factor de potencia es la relación entre la potencia activa utilizada en un sistema y la potencia aparente que se obtiene de la distribuidora, los valores posibles que puede tomar varía desde 0 a 1.

Un bajo factor de potencia se traduce en un mal aprovechamiento de energía y esto genera un gran inconveniente en los sistemas eléctricos reduciendo su eficiencia operativa. Las empresas que suministran la energía eléctrica penalizan con multas en las facturas de energía eléctrica a quienes presenten un factor de potencia por debajo de lo establecido. En la actualidad la Empresa Provincial de Energía de Córdoba (EPEC) establece un factor de potencia mínimo de 0,95 en su Reglamento de Comercialización de la Energía Eléctrica.

Consideremos un ejemplo: un usuario requiere una determinada potencia activa P a una tensión determinada V . La potencia aparente será mayor si el factor de potencia es menor a uno que si es igual a uno, considerando la potencia activa constante. Lógicamente el valor de la tensión es fijo, entonces, al ser la potencia activa y la tensión fija, si el factor de potencia es menor a 1 esto provoca que la potencia aparente se incremente y esto implica la demanda de una corriente mayor. Esta corriente adicional significa un costo extra para la compañía encargada de la distribución de la energía eléctrica ya que se necesitara mayor disipación para el calor extra generado en el sistema por esta corriente y transformadores con una potencia aparente nominal mucho mayor. Para graficar este ejemplo en la *Figura 2.4-a* se muestra la situación de una carga resistiva pura en donde la tensión y la corriente están en fase, en este caso la potencia activa es igual a la potencia aparente ya que el ángulo φ entre la tensión y corriente es cero ($\cos \varphi=1$). Supongamos ahora que se conectan a la red cargas reactivas, al conectar este tipo de carga aparece un desfasaje entre la tensión y la corriente que será función de la naturaleza y magnitud de la carga, a raíz de la naturaleza reactiva de la carga se establece una corriente reactiva que hace que la corriente total se incremente ($I_1 > I$) como se muestra en la *Figura 2.4-b*. En la misma

figura también se muestra el triángulo de potencias en donde la potencia aparente ya no es igual a la potencia activa sino que se incrementa ($S_1 > S$) en función del valor de la potencia reactiva Q y en definitiva depende del valor del ángulo φ .



Figura 2.4-a - Corriente y Potencia en una carga resistiva pura.

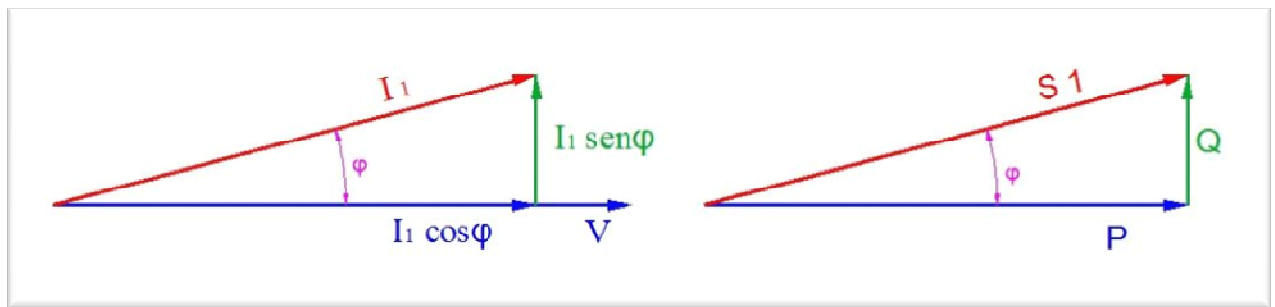


Figura 2.4-b - Triángulo de corriente y potencia para una carga reactiva..

2.2. Potencia de Distorsión Armónica

Todos los conceptos vistos en la sección anterior se referían al análisis de las potencias pero contemplando solo cargas lineales. Sin embargo cuando a un sistema eléctrico se conectan cargas no lineales los conceptos anteriores deben ser modificados para contemplar que las ondas de tensión y corriente se encuentran deformadas debido a la existencia de componentes armónicas.

Diferentes investigadores han propuesto teorías para el análisis de la potencia en condiciones no sinusoidales pero lo cierto es que algunas teorías se toman como mandatarias en casos particulares pero no existe una teoría establecida como general que abarque todas las situaciones.

Desde hace casi 80 años atrás hasta la actualidad no se ha logrado establecer una teoría clara y generalizada respecto a la potencia en presencia de cargas no lineales. El punto más problemático radica en establecer un método para calcular e interpretar físicamente la potencia reactiva en condiciones no sinusoidales.

2.2.1 Potencia Activa

En una señal distorsionada por la presencia de armónicas, la potencia activa se expresa como la suma de las potencias activas que corresponden a las tensiones e intensidades del mismo orden:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \text{sen}(n\omega t + \theta_{V_n}) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_n \text{sen}(n\omega t + \theta_{I_n}) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos(\theta_{V_n} - \theta_{I_n})$$

$$P = P_{0prom} + P_{1prom} + P_{2prom} + P_{3prom} + \dots \quad (7)$$

En ausencia de armónicas la ecuación (5) se reduce a la expresión conocida de potencia activa para una señal sinusoidal. Además de la ecuación (7) también podemos ver que tanto la componente fundamental como las armónicas pueden producir potencia activa. Es evidente que para poder producir potencia activa **deben existir los mismos componentes espectrales de tensión y corriente y su desfase debe ser diferente de 90°.**

Para el caso puntual de existencia de armónicas solo en la onda de corriente, la potencia activa será nula para todas las armónicas salvo para la fundamental ya que solo existen armónicas en la onda de corriente, y el ángulo a considerar es el determinado por la tensión y la componente fundamental de la corriente.

2.2.2 Potencia Reactiva

Si bien se han propuesto muchas teorías para la determinación de la potencia reactiva en presencia de armónicas, personalmente consideramos que la expuesta por el Ingeniero Rumano C. Budeanu en 1927 es la más acertada. La Norma IEC adopta al igual que la Norma IEEE la definición de Budeanu para régimen no sinusoidal.

Budeanu definió la Potencia Reactiva Q_B en condiciones no sinusoidales, en función de los valores eficaces (RMS) de las armónicas de corriente y de tensión. Esta definición ha sido aceptada parcialmente y utilizada extensamente desde entonces.

La Potencia Reactiva de Budeanu Q_B está definida en base a la superposición de la potencia reactiva que suministra cada armónica:

$$Q_B = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \text{sen } \varphi_n = Q_0 + Q_1 + Q_2 + Q_3 + \dots \quad (8)$$

En su teoría, Budeanu, introduce el concepto de Potencia de Distorsión D_B . Esta potencia corresponde a la contribución al valor aparente de las potencias armónicas. La Potencia de Distorsión D_B se define teniendo en cuenta la Potencia Reactiva:

$$D_B = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2}$$

Esta última expresión cumple con el principio de ortogonalidad pero, otra vez, el inconveniente se encuentra en su interpretación física ya que con ella se busca tratar de cuantificar la deformación de las ondas.

Estas definiciones de Budeanu y otros conceptos de otros autores han sido objetados y puestos en duda, fundamentalmente porque estas definiciones han fallado al describir su interpretación física.

A pesar del tiempo transcurrido desde que se propusieron las primeras metodologías para la medición de la potencia reactiva, al día de hoy no se ha podido consensuar

entre los investigadores una definición para esta potencia, ni mucho menos establecer su interpretación física cuando aparecen armónicas.

2.2.3 Potencia Aparente

Una vez definidas las componentes de las potencias se define la potencia aparente en condiciones no sinusoidales como sigue:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$$

Estas potencias se representan gráficamente a través de la pirámide de potencias como se muestra en la Figura 2.5:

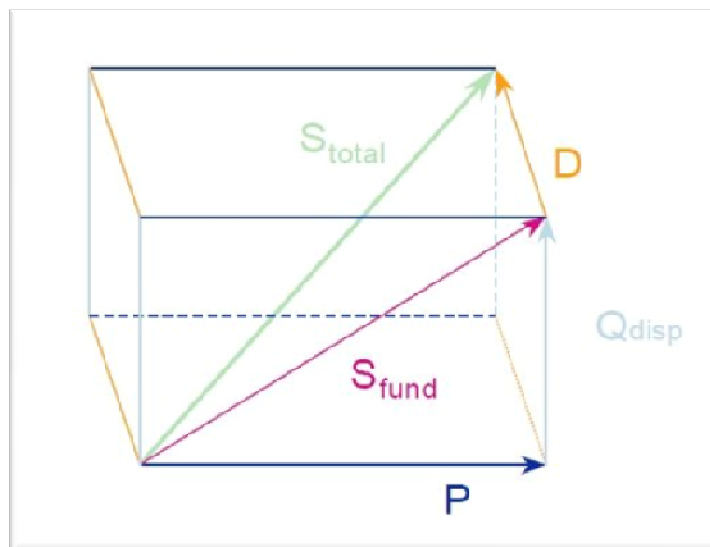


Figura 2.5 – Pirámide de Potencias.

En la Figura 2.5 se muestra la pirámide de potencias solo para entender gráficamente como se modifica el triángulo de potencias, pero cuando se analice el factor de potencia en la sección siguiente se ampliará sobre el tema.

2.3 Factor de Potencia en Cargas no Lineales

Antes de que se desarrollasen teorías y estudios sobre las armónicas se consideraba que tanto las tensiones como las corrientes eran sinusoidales puras y cada magnitud era representada por un fasor. El ángulo entre estos fasores es el ángulo φ y así surge el denominado $\cos \varphi$. En un sistema equilibrado con ondas sinusoidales el $\cos \varphi$ y el factor de potencia coinciden. Sin embargo hoy en día con el auge de los equipamientos electrónicos y dispositivos que utilizan electrónica de potencia para su funcionamiento también surgieron nuevos desarrollos y estudios que determinan que en el caso de ondas deformadas el factor de potencia y el $\cos \varphi$ no coinciden y existen diferencias conceptuales entre estos últimos.

A continuación se realiza el estudio del factor de potencia contemplando la existencia de armónicas en corriente y tensión.

2.3.1 Ondas de Tensión y Corriente no sinusoidales

Resulta muy improbable que se existan armónicas en las ondas de tensión y corriente simultáneamente, este caso no es muy representativo de lo que ocurre en la realidad. De todas formas comenzando con el análisis sabemos que a estas ondas de tensión y corriente deformadas por la existencia de armónicas las podemos expresar utilizando la serie de Fourier:

$$v(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{2}V_m \cdot \cos(m\omega t + \alpha_m) \quad (9)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{2}I_n \cdot \cos(n\omega t + \alpha_n + \theta_n) \quad (10)$$

Recordando que la Potencia Eléctrica Instantánea se expresa como el producto de la tensión y corriente instantánea:

$$P(t) = v(t) \cdot i(t)$$

Reemplazando (9) y (10) en la expresión de potencia instantánea:

$$P(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 2V_m I_n \cos(m\omega t + \alpha_m) \cdot \cos(n\omega t + \alpha_n + \theta_n)$$

Desarrollo la suma de cosenos, utilizando ciertas identidades trigonométricas y reemplazando se llega a la expresión del factor de potencia:

$$FP = \frac{\text{Potencia Activa o Promedio}}{\text{Potencia Aparente}} = \frac{P [W]}{V_{RMS} I_{RMS} [VA]}$$

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v(t)]^2 \cdot dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 \cdot dt}}$$

$$FP = \frac{\sum_{i=1}^{\infty} V_i I_i \cdot \cos \varphi_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} V_i^2} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} I_i^2}} \quad (11)$$

De la ecuación (11) ya podemos observar que el factor de potencia deja de ser igual al $\cos \varphi$ y se ve influenciado por las componentes armónicas de tensión y corriente, es decir que el factor de potencia ahora depende en gran medida de la distorsión que presenten las ondas y es evidente que para un caso sinusoidal puro la expresión (11) se reduce a la formula conocida para cargas lineales.

2.3.2 Onda de Tensión sinusoidal y onda de corriente no sinusoidal

Esta es la situación que mayormente nos encontraremos concretamente en los sistemas eléctricos. Si se tiene que solo la onda de corriente presenta deformación por la presencia de armónicas y la onda de tensión solo tiene la componente de frecuencia fundamental (situación muy cercana a lo que ocurre realmente) se puede simplificar el análisis y la ecuación (10) se expresa de la siguiente manera:

$$FP = \frac{V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}{V \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} I_i^2}} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} I_i^2}} \cdot \cos \varphi_1 \quad (12)$$

De la ecuación (12) al término $\cos \varphi_1$ se lo denomina factor de desplazamiento (FP_{DESP}) ya que su origen tiene en cuenta el desfase entre tensión y corriente para el caso de cargas lineales. Este factor de potencia de desplazamiento FP_{DESP} es la relación entre la potencia activa de la onda fundamental y la potencia aparente de la onda fundamental.

$$FP_{DESP} = \frac{P}{S} = \frac{V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}{V \cdot I_1} = \cos \varphi_1$$

Así también de la ecuación (12) se denomina factor de potencia de distorsión (FP_{DIST}) a la relación entre la componente de corriente fundamental en valor eficaz y el valor eficaz total de la corriente.

$$FP_{DIST} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} I_i^2}}$$

Teniendo en cuenta estas dos definiciones del factor de potencia de desplazamiento y distorsión, la ecuación (12) queda:

$$FP = FP_{DIST} \cdot FP_{DESP}$$

Despejando:

$$FP_{DIST} = \frac{FP}{FP_{DESP}} = \frac{P}{S \cdot FP_{DESP}} = \frac{P}{V \cdot I \cdot \cos \varphi_1}$$

$$FP_{DIST} = \frac{V \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}{V \cdot I_{RMS} \cdot \cos \varphi_1} = \frac{I_1}{I_{RMS}} \quad (13)$$

El valor RMS de la corriente se expresa como:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{i=2}^{\infty} I_i^2}$$

Introduciendo la tasa de distorsión armónica total de corriente y reemplazando en el valor RMS de corriente tenemos:

$$THD(I) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2}}{I_1}$$

$$\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2 = (THD(I) \cdot I_1)^2$$

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + (THD(I) \cdot I_1)^2} = I_1 \cdot \sqrt{1 + THD(I)^2}$$

Reemplazando en (13):

$$FP_{DIST} = \frac{I_1}{I_1 \cdot \sqrt{1 + THD(I)^2}}$$

$$FP_{DIST} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD(I)^2}}$$

Por lo tanto el factor de potencia será:

$$FP = FP_{DESP} \cdot FP_{DISP} = \cos \varphi_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + THD(I)^2}} \quad (14)$$

De la ecuación (14) podemos ver como en este caso también el factor de potencia y el $\cos \varphi_1$ (definido solo para las componentes fundamentales) no coinciden. A través de la ecuación (14) llegamos a la conclusión de que el factor de potencia incluye al $\cos \varphi_1$ y queda limitado por un factor menor a la unidad (THD_1) y por lo tanto se concluye que siempre que existan componentes armónicas en el sistema, el factor de potencia será menor que el $\cos \varphi_1$.

Esta última expresión resulta de gran importancia para determinar cuánto menor será el factor de potencia si la corriente no es sinusoidal. Además si eliminamos la restricción de que la onda de tensión es sinusoidal pura, esto agrava el problema, como se expresa en la ecuación (11).

En la Figura 2.6 se representan vectorialmente todas las potencias y se puede observar la diferencia entre el factor de potencia y el $\cos \varphi_1$. Se puede ver que el ángulo φ_1 es el

que forman las potencias fundamentales P_1 y S_1 considerando la potencia reactiva fundamental Q_1 . Luego la Potencia activa P_T considera la potencia activa de la fundamental más el aporte de las potencias activas de las componentes armónicas (como se muestra en la ecuación (7)). De la misma manera la potencia reactiva Q_T expresa la potencia considerando el aporte de las armónicas (ecuación (8)). Con estas dos componentes se determina la Potencia aparente S_{PQ} y a partir de ella y en forma ortogonal al plano formado por P_T Y Q_T se indica la Potencia de Distorsión.

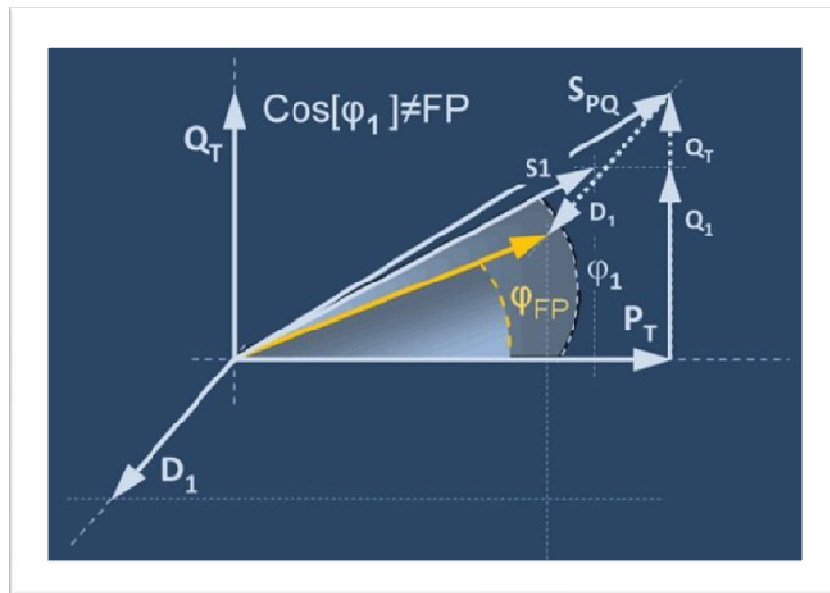


Figura 2.6 - Potencia Aparente total Armónica.

Para validar estas conclusiones en la tabla de la Figura 2.7 se muestran valores medidos por la Sub Secretaria de Energía Eléctrica en distintas cargas residenciales monofásicas. En la tabla siguiente se expresa THD (Tasa de Distorsión Armónica) en porcentaje [%], las corrientes máximas y eficaces en Amperios [A] y la Potencia en Vatios [W]

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Nº	APARATO		THD	FP	K	COS FI	I _{ef}	I _{max}	Pot
1	LFC (con balasto electrónico)	I	154,12	0,50	0,54	0,93	0,20	0,75	21,87
2	Heladera	III	6,45	0,63	1,00	0,63	1,28	1,96	175,30
3	L Incand 60 W	II	2,04	1,00	1,00	1,00	0,28	0,39	59,87
4	Radio	IV	46,36	0,69	0,91	0,76	0,15	0,28	22,37
5	TV Hishi	I	82,89	0,77	0,77	1,00	0,25	0,54	41,59
6	TV Noblex 20	I	86,16	0,75	0,76	1,00	0,49	1,12	80,24
7	Ventilador (FP corregido)	X	6,36	0,97	1,00	0,97	0,15	0,23	32,09
8	Microondas	I	27,85	0,96	0,96	1,00	8,06	14,10	1672,60
9	Sec. cabello	II	2,28	1,00	1,00	1,00	3,03	4,24	657,17
10	Lamp escritorio	III	9,70	0,50	0,99	0,50	0,13	0,20	13,92
11	PC	I	140,95	0,58	0,58	1,00	0,85	2,92	103,90
12	Impresora Standby	IV	65,27	0,71	0,80	0,88	0,03	0,08	4,29
13	Lavarropas	III	8,21	0,46	1,00	0,46	4,24	6,52	425,43
14	Video	I	136,18	0,59	0,59	1,00	0,10	0,32	13,18
15	T. Fluoresc. (con balasto magnético)	III	8,59	0,49	1,00	0,49	0,46	0,71	49,46

Figura 2.7 - Armónicas en cargas residenciales monofásicas.

En esta tabla se indica como K al factor de potencia de distorsión (FP_{DIST}) que con los valores de THD pueden ser calculados manualmente. Se observa como aquellas cargas que presentan gran cantidad de armónicas afectan al valor del $\cos \varphi$ produciendo en factor de potencia menor. La carga N° 3 que corresponde a una lámpara incandescente es el caso de señal de corriente sinusoidal pura en donde el $\cos \varphi$ es igual a la unidad y coincide con el factor de potencia. Pero cabe aclarar que la medición de esta carga se realizó en su posición de máximo, el resultado hubiera sido distinto si se realizaba a media potencia ya que en muchos casos esto se obtiene agregando un diodo en serie y esto introduce una distorsión de la corriente.

Finalmente a continuación se muestra en las siguientes figuras a modo de ejemplo las ondas de tensión y corriente para algunas de las cargas de la tabla anterior, con el objeto de evidenciar como se deforma la onda de corriente en equipamientos que utilizan electrónica de potencia para su funcionamiento.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

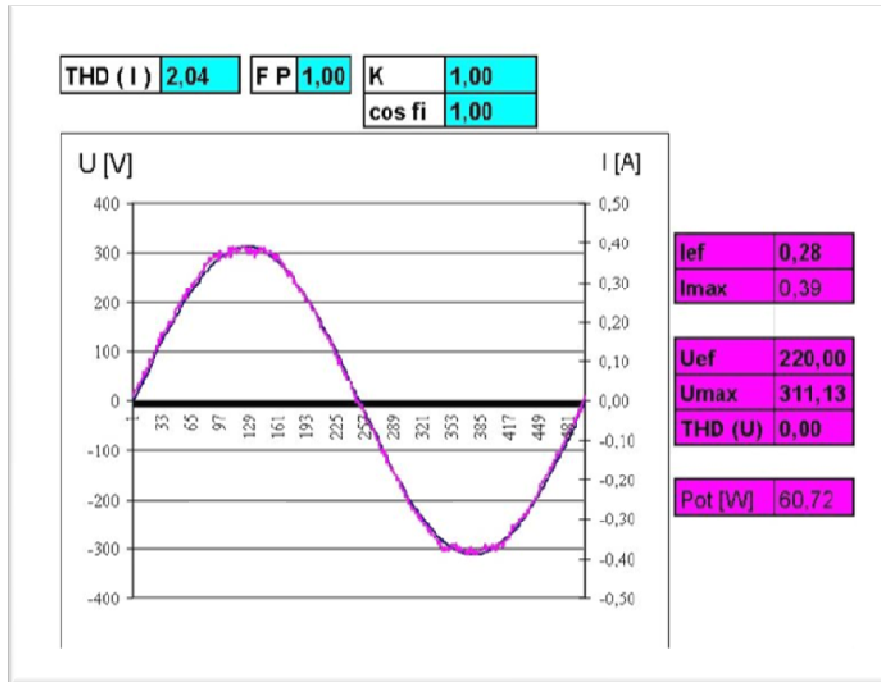


Figura 2.8 - Lámpara incandescente de 60 W.

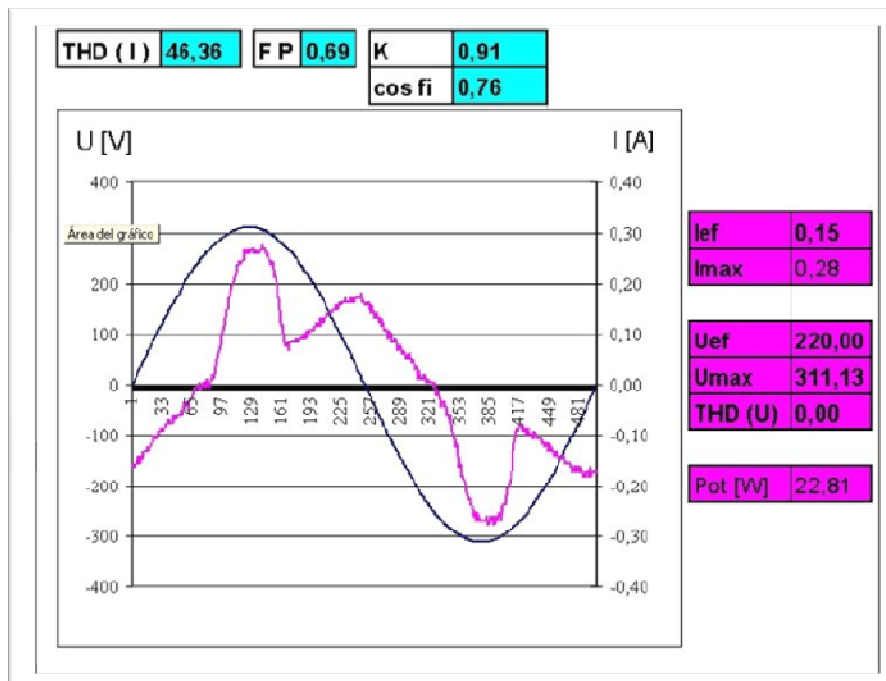


Figura 2.9 - Radio.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

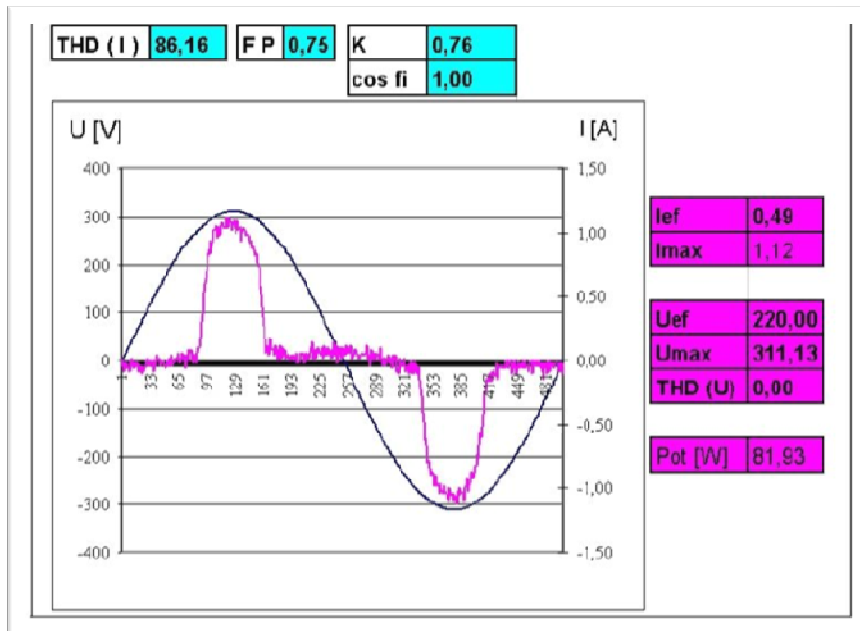


Figura 2.10 - TV 20 pulgadas.

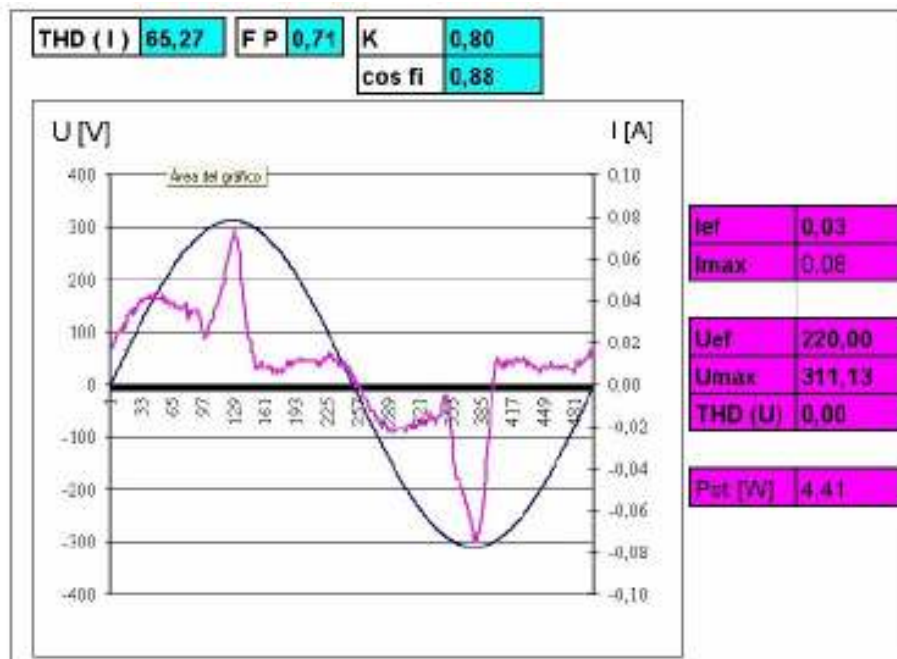


Figura 2.11 - Impresora en estado de Standby.

CAPITULO 3: Motores Asíncronos

3.1. Introducción

La energía eléctrica se ha convertido en una fuente de energía limpia y eficiente que resulta fácil de controlar y se puede transmitir a largas distancias. Dentro del sistema de generación de energía eléctrica los motores eléctricos son una pieza fundamental ya que son los encargados de proporcionar la potencia para distintos tipos de aplicaciones, como por ejemplo domésticas, comerciales e industriales.

No es difícil darse cuenta que en todos los ámbitos de nuestra vida cotidiana convivimos permanentemente con estos dispositivos eléctricos que nos facilitan muchas tareas en distintos tipos de ambientes, por ejemplo en nuestro hogar estos motores eléctricos hacen funcionar heladeras, ventiladores, aspiradoras, etc. En los talleres los motores suministran la fuerza motora para casi todas las herramientas y cada día es más notorio el uso de motores eléctricos en la vida diaria.

Los *motores eléctricos* funcionan como tales cuando convierten la energía eléctrica en energía mecánica a través de la rotación de un eje. Por otra parte, cuando convierten energía mecánica de rotación en energía eléctrica se dice que funciona como *generador eléctrico*.

Con los avances tecnológicos los motores y generadores eléctricos lograron alcanzar un alto grado de desarrollo y de esta manera hoy en día dejan poco que desear en cuanto a seguridad y adaptabilidad se refiere.

Desde el punto de vista de fuente de generación de energía eléctrica, a nivel mundial el mayor porcentaje de potencia eléctrica que se genera es en corriente alterna, esto lleva a que el motor y generador eléctrico de corriente alterna sean los dispositivos eléctricos

más utilizados dentro de las maquinas eléctricas rotativa, desplazando a los motores de corriente continua.

Es sabido que toda transformación de potencia en una maquina eléctrica rotativa se efectúa mediante un campo magnético que gira respecto a la parte inducida. Nos explayaremos sobre este concepto más adelante.

Dentro de las maquinas eléctricas rotativas de corriente alterna, además de los *motores asíncronos* también existen los *motores síncronos*. Estos últimos son aquellos en los que la velocidad del giro del rotor coincide con la velocidad de giro del campo magnético rotante, en el rotor se genera un campo magnético fijo que se acopla al campo magnético rotante. Esta breve descripción del funcionamiento de los *motores síncronos* se debe a que estos no formaran parte de nuestro estudio.

A favor de los motores asíncronos podemos decir que son mecánicamente sencillos de construir, son robustos, requieren un bajo mantenimiento y son relativamente baratos, estas ventajas, entre otras, hacen que sean ampliamente utilizados en la industria.

Como desventaja se puede mencionar su bajo par de arranque y el complejo control de velocidad, aunque hoy en día este inconveniente se puede solucionar gracias a los recientes avances que se han tenido en el diseño de dispositivos de control tales como variadores de velocidad estáticos.

3.2. Partes constituyentes

Al igual que todas las maquinas eléctricas rotativas, un motor eléctrico asíncrono esta esquemáticamente constituido por un circuito magnético y dos circuitos eléctricos, estos circuitos eléctricos se distribuyen en las dos partes fundamentales del motor eléctrico: *estator* y *rotor*. El espacio que existe entre el estator y el rotor se denomina entrehierro y se trata que su longitud sea lo más reducida posible para mejorar el acople magnético entre los devanados.

3.2.1 Estator

También denominado inductor, constituye la parte fija del motor y está formada por una carcasa dentro de la cual se dispone una corona estatórica o circuito magnético formado por chapas de acero al silicio provistas de ranuras distribuidas en forma uniforme en toda la corona. Sobre estas ranuras se disponen los devanados inductores que pueden ser devanados monofásicos o trifásicos (en caso general polifásicos). Pero en adelante se analizará el motor trifásico.

Para un motor asíncrono trifásico el estator está formado por tres devanados decalados entre sí 120° . Los extremos de los devanados del estator se pueden conectar en estrella o en triángulo, cerrado el grupo de conexión los extremos libres se conectan a la red de alimentación. Cada devanado del estator está alimentado por una fase distinta de un sistema trifásico de corrientes también decaladas 120° entre ellas.

En la Figura 3.1 se muestra el rotor de una máquina eléctrica rotativa.



Figura 3.1 – Estator o circuito inductor.

3.2.2 Rotor

Constituye la parte móvil del motor, se sitúa concéntricamente en el interior del estator y está formado por un circuito magnético de chapas de acero al silicio ranuradas en la periferia para disponer en ellas el devanado rotórico o inducido.

Constructivamente existen dos tipos de rotores: *rotor bobinado* y *rotor de jaula de ardilla*.

El devanado del rotor de un motor de inducción también es trifásico (o polifásico) y sus terminales están conectados en cortocircuito, por construcción en el caso de un rotor jaula de ardilla y a través de resistencias externas en el caso de un motor de rotor bobinado.

3.2.2.1 Rotor bobinado

Está compuesto por un circuito magnético ranurado similar al del estator, en estas ranuras se dispone un bobinado trifásico (en el común de los casos), que se conecta en estrella y los extremos libres van conectados a unos anillos de cobre que se montan solidarios al eje del rotor (Figura 3.2). Sobre estos anillos hacen contacto las portas escobillas que se conectan de manera accesible en la caja de bornes del motor.

Es por esta conexión que en un motor asíncrono con rotor bobinado se tienen nueve bornes accesibles (seis para el comienzo y final de los arrollamientos del estator y tres para los extremos del devanado inducido) en la caja de conexión (Figura 3.3).

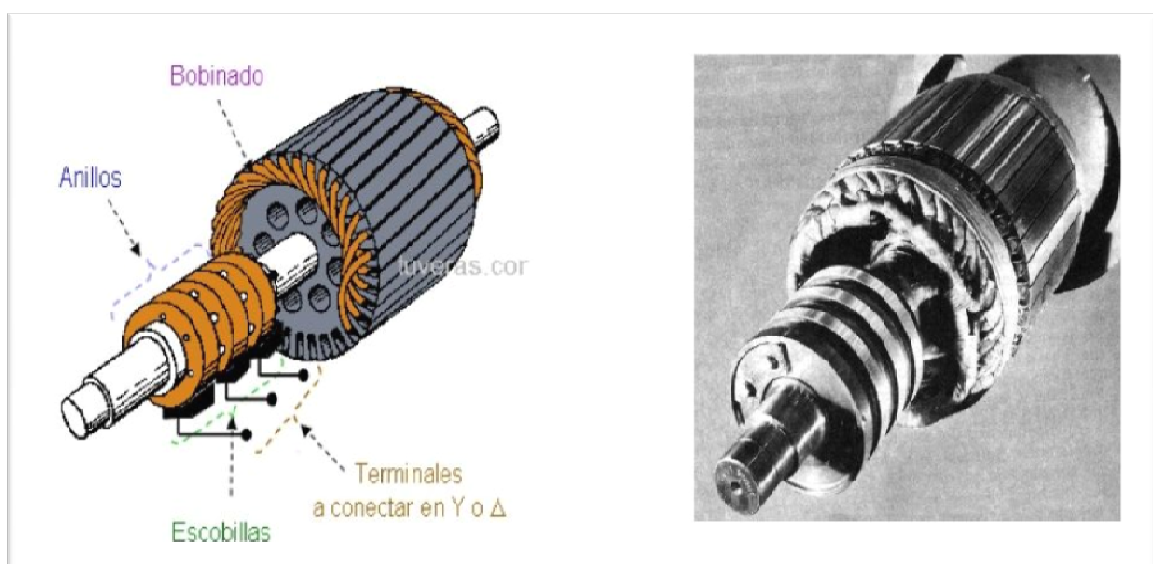


Figura 3.2 – Rotor Bobinado.

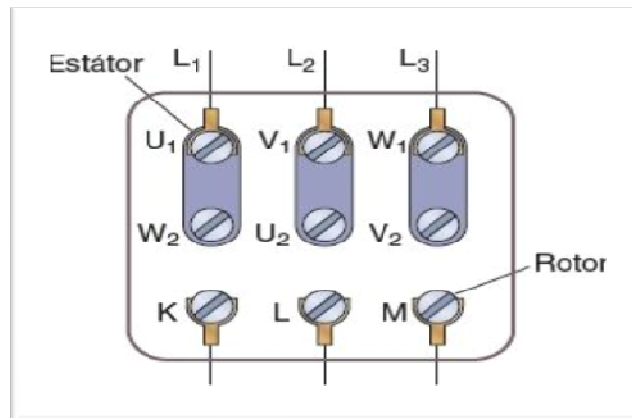


Figura 3.3 – Caja de conexión de motor con rotor bobinado.

Al presentar las escobillas al rotor, se puede controlar desde el exterior la resistencia total que presenta el circuito rotórico mediante la conexión de resistencias de arranque en serie con el arrollamiento del rotor, facilitando de esta manera un control de la velocidad y corriente de arranque con un mejor par de arranque que el rotor tipo jaula de ardilla.

Una vez que se alcanza la velocidad de régimen, estas resistencias son sacadas del circuito.

Los motores con rotor bobinado tienen un corto alcance en cuanto a sus aplicaciones porque, debido a su construcción, requieren un mantenimiento mayor en comparación con los rotores de jaula de ardilla.

3.2.2.2 Rotor de Jaula de Ardilla

Debido a su construcción sencilla, funcionamiento seguro y fabricación económica, es el más utilizado actualmente.

En el rotor jaula de ardilla (también llamado rotor en cortocircuito) el núcleo lo constituyen chapas de acero al silicio ranuradas en la periferia. Sobre tales ranuras se distribuyen uniformemente los conductores que están constituidos por barras, generalmente de aluminio moldeado a presión.

Los extremos de estas barras están cortocircuitados en los extremos por unos anillos externos, por lo tanto no existe la posibilidad de conectar el devanado rotórico con el exterior.

El devanado así conformado tiene la forma de una jaula de ardilla como se muestra en la Figura 3.4.

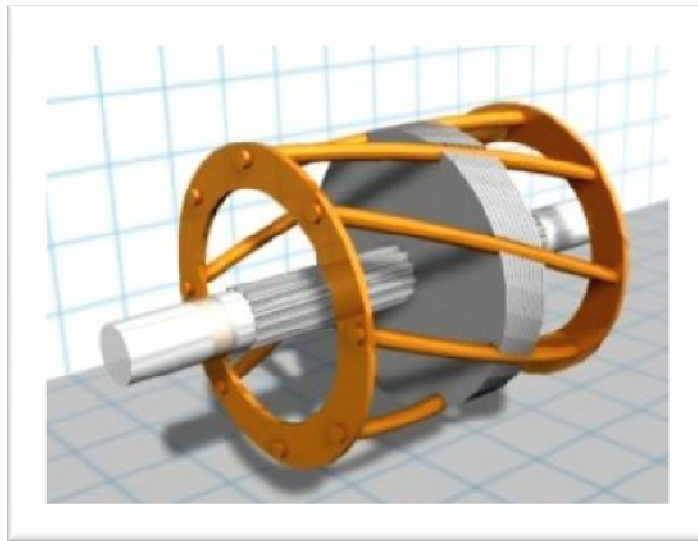


Figura 3.4 – Rotor Jaula de Ardilla.

Uno de los inconvenientes que presenta este tipo de rotor es que absorbe una corriente elevada durante el arranque (de 4 a 7 veces la nominal) y además el par de arranque suele ser bajo.

Este tipo de rotores presenta una baja resistencia, lo que hace que tenga excelentes características para marchas a velocidad constante, vale decir que la regulación de la velocidad es compleja. Sin embargo gracias a los desarrollos y avances tecnológicos hoy en día con la variación electrónica de la velocidad se puede conseguir un control muy preciso.

Podemos ver un resumen de lo visto en la Figura 3.5 donde se muestra un despiece esquemático de un motor eléctrico asíncrono con rotor bobinado en esta caso, en ella se muestran los componentes principales y su ubicación.

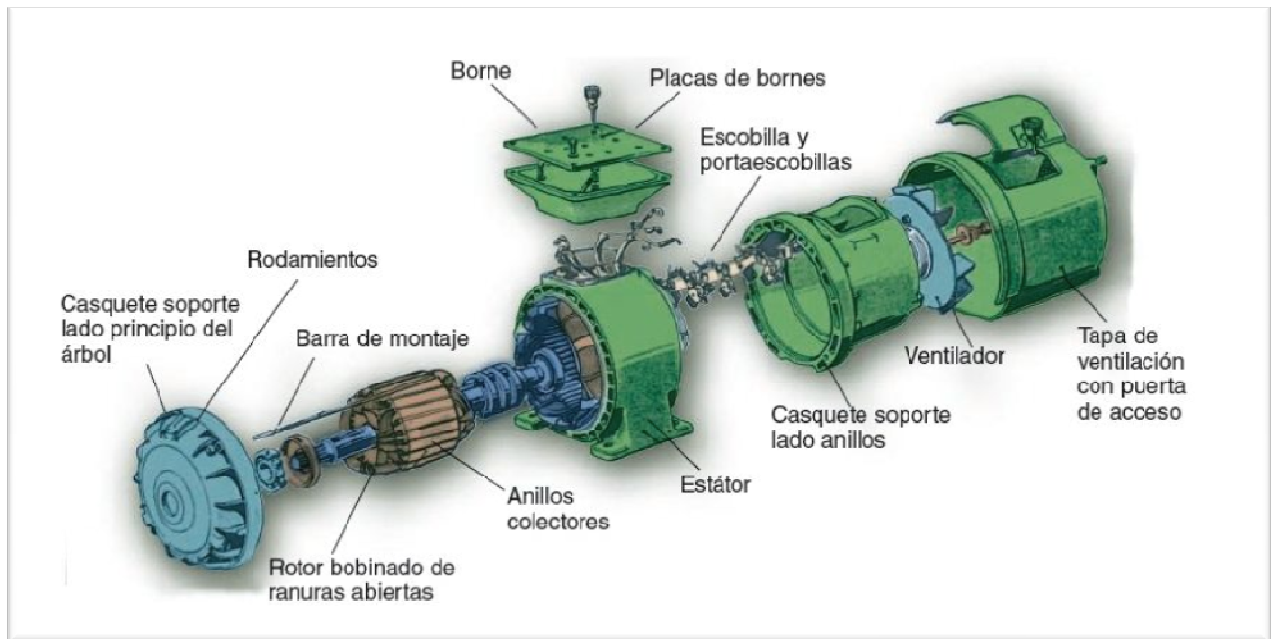


Figura 3.5 – Despiece de un motor asincrónico con rotor bobinado.

3.3. Principio de Funcionamiento

El principio de funcionamiento de los motores asíncronos radica en la acción que ejerce un campo magnético giratorio engendrado en el devanado estatórico, sobre las corrientes inducidas por este campo en el rotor.

El campo magnético giratorio corta a los conductores del rotor induciendo en ellos una f.e.m. (fuerza electromotriz). Si los conductores del rotor constituyen un circuito cerrado, por estos circularán corrientes eléctricas producidas por el fenómeno de inducción electromagnética. La interacción del campo magnético rotante y las corrientes inducidas en el rotor generan fuerzas electrodinámicas que arrastran a los conductores del rotor haciéndolo girar en el sentido del campo magnético establecido.

La velocidad de giro del rotor es siempre inferior a la velocidad de giro del campo magnético rotante (que gira a la velocidad de sincronismo) debido a la fricción del eje con los cojinetes, rozamiento con el aire y a la carga aplicada en el eje del motor.

Además es evidente que el rotor no puede alcanzar la velocidad de sincronismo ya que para que se induzca una f.e.m. en los conductores del rotor debe existir un movimiento relativo o una variación del campo magnético rotante respecto a los conductores.

A la diferencia entre la velocidad del campo giratorio n y la velocidad del rotor n_r se la denomina *deslizamiento*. El deslizamiento relativo porcentual se expresa de la siguiente manera:

$$s = \frac{n - n_r}{n} \times 100$$

Por esta diferencia en las velocidades de giro es que a este tipo de motor eléctrico se lo conoce como motor asíncrono. Además debido a que para su funcionamiento es necesaria una interacción de campos magnéticos producidos por corrientes eléctricas, a los motores asíncronos también se los conoce como motores de inducción.

Para mayor claridad proponemos un ejemplo sencillo en donde se tiene un rotor, en este caso un rotor jaula de ardilla, que en su desarrollo lineal lo asemejamos a una escalera conductora como se muestra en la Figura 3.6.

En ella se esquematiza un imán que se desplaza respecto a la escalera conductora con una velocidad V .

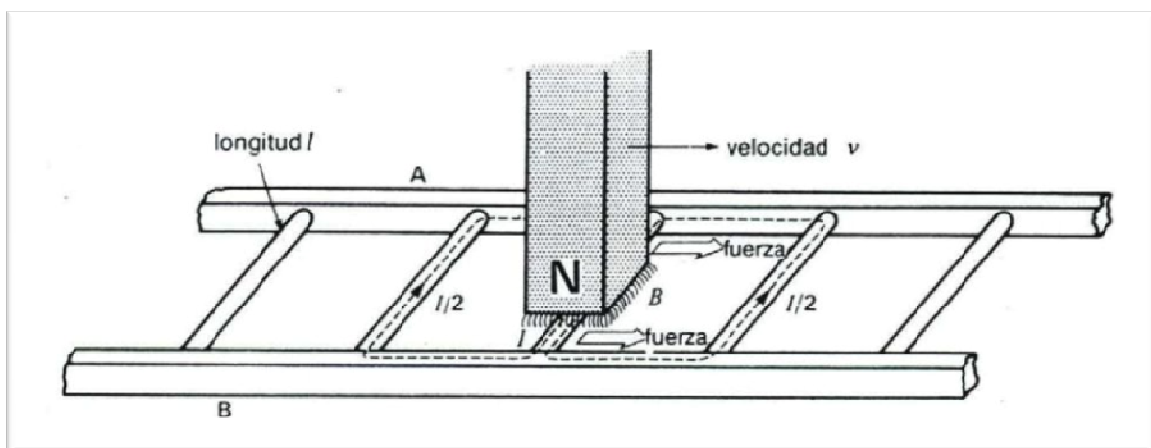


Figura 3.6 – Movimiento generado por el campo magnético.

Al moverse el imán a la velocidad V genera una variación de flujo sobre los sectores cerrados formados por los peldaños de la escalera. Esta variación de flujo induce una f.e.m. que hace circular una corriente por los conductores. Como consecuencia de esto aparece una fuerza sobre la escalera conductora que la desplaza en sentido de avance del imán como puede verse en la figura.

3.4. Campo Magnético Rotante

Es sabido que para llegar a producir o establecer un campo magnético a partir de una corriente, la ley teórica es la Ley de Ampere:

$$\oint H \cdot dl = I_{neta}$$

Considerando el ejemplo sencillo mostrado en la Figura 3.7 en donde se presenta un núcleo con un devanado de N espiras. Para simplificar el análisis asumimos que el núcleo es de un material ferro magnético en donde casi todo el campo magnético producido por la corriente permanecerá en el núcleo y entonces el camino de integración será la longitud media del núcleo l_c . Entonces:

$$H \cdot l_c = Ni$$

De donde Ni resulta solo de observar que la corriente que pasa por el camino de integración I_{neta} es la que pasa por una espira multiplicada por el total de espiras del devanado.

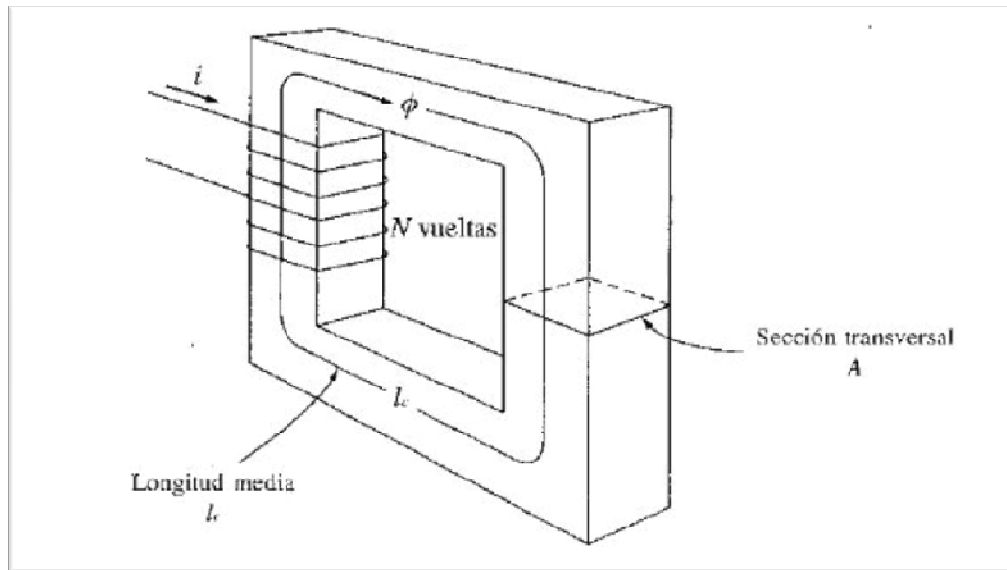


Figura 3.7 – Núcleo magnético sencillo.

Una vez que se han fijado las dimensiones del núcleo y el número de espiras, podemos escribir:

$$H = f(i)$$

Donde H es la intensidad de campo magnético y es función de la corriente.

Ahora bien, si sobre el estator se distribuyen en forma uniforme un devanado trifásico el cual se conecta a un sistema trifásico de tensiones decalados 120° , cada una de las fases de origen a un campo magnético, de la interacción de los campos de cada fase se obtiene un campo magnético resultante giratorio. La velocidad de rotación de este campo se denomina *velocidad de sincronismo* y viene dada por la siguiente expresión:

$$n = \frac{60 \cdot f}{p}$$

Siendo f la frecuencia de la red a la que se conecta el estator y p el número de pares de polos que presenta la corona estática.

A través de la Figura 3.8 analicemos las distintas posiciones que va ocupando este campo magnético resultante a lo largo del tiempo en un estator con devanado trifásico de dos polos como se ve.

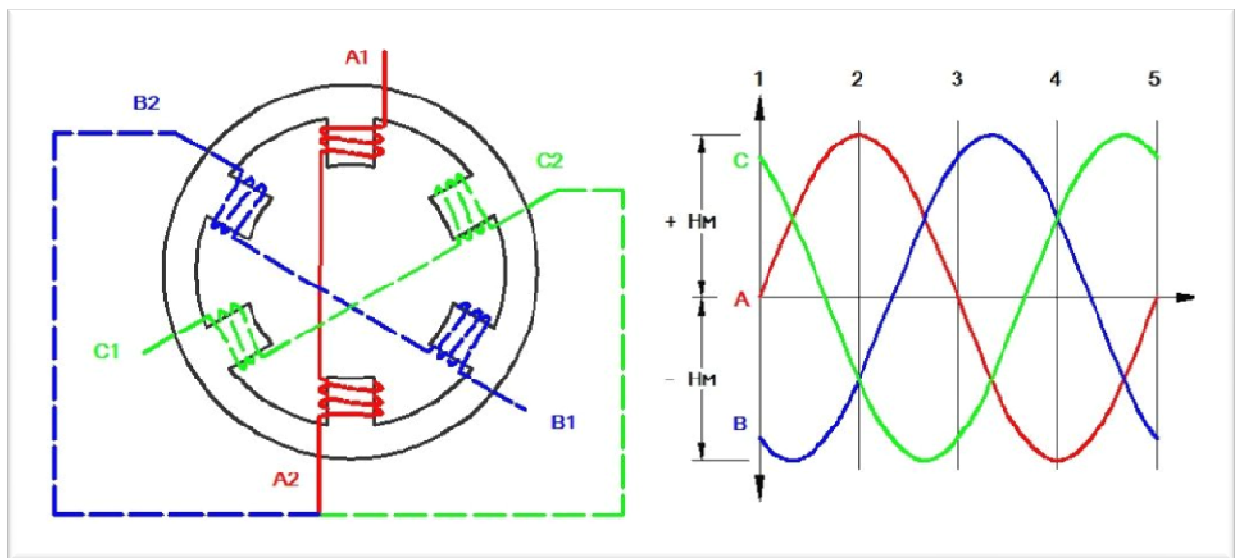


Figura 3.8 – Estator Trifásico.

Observamos de la figura que para el instante 1 la fase A tiene valor cero, en tanto que la fase B presenta un valor negativo que significa que la corriente recorre el devanado desde B2 a B1. La fase C es positiva y la corriente va desde C1 a C2. Aplicando la regla de la mano derecha obtenemos la orientación del campo magnético resultante. De la misma manera analizamos el instante 2 en donde la fase A tiene un valor máximo positivo de corriente y por lo tanto también la intensidad de campo magnético H . Las otras dos fases presentan valores iguales. Si realizamos este análisis para los instantes sucesivos (como lo muestra la Figura 3.9) se concluye que el campo magnético establecido por el devanado trifásico del estator es giratorio.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

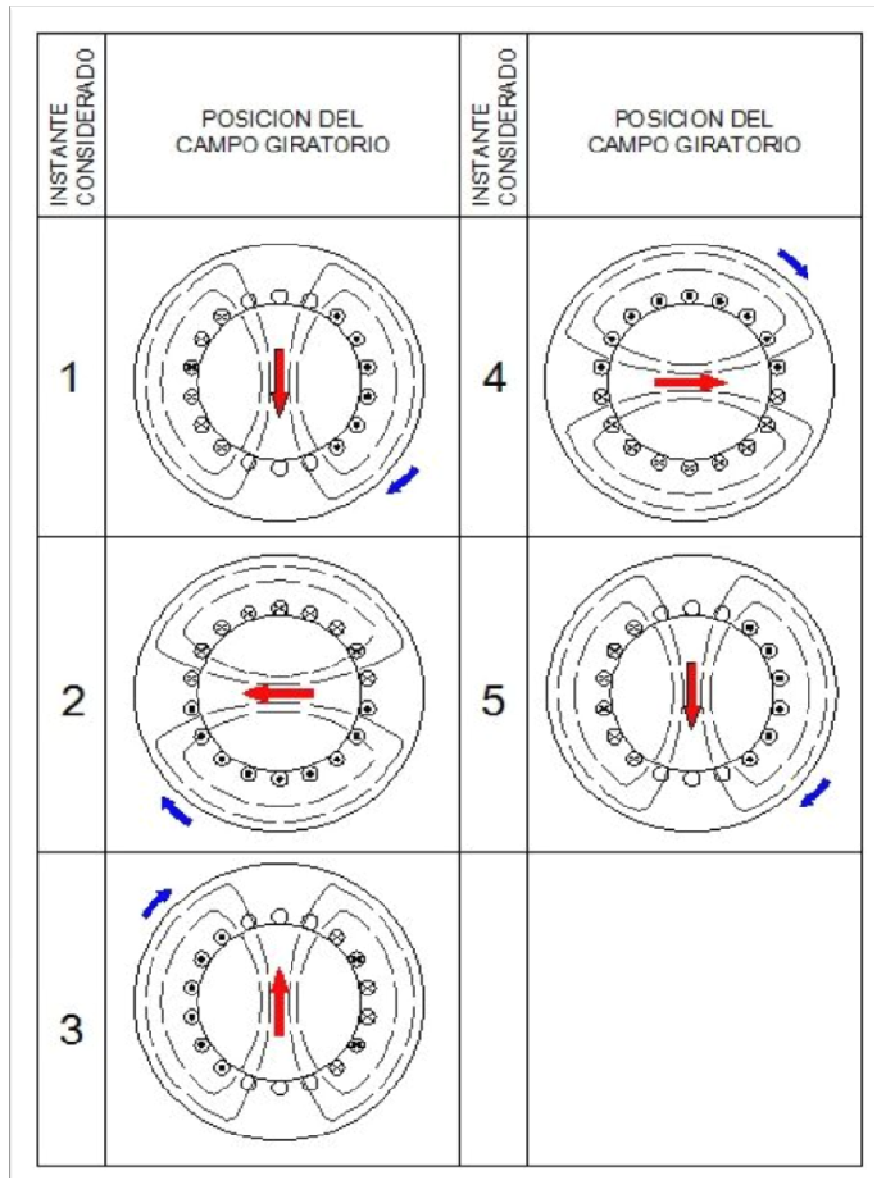


Figura 3.9 – Campo Magnético Rotante.

Comprobamos que el principio fundamental de funcionamiento de una maquina rotativa de corriente alterna radica en que cuando un conjunto de corrientes trifásicas, de igual magnitud pero decaídas 120° eléctricos, recorre un devanado trifásico desfasado 120° geométricos, como consecuencia de superponer los efectos de cada una de las bobinas se produce un campo magnético giratorio cuya magnitud es constante.

Como las corrientes trifásicas provienen de la red de alimentación de pulsación ω_1 , la velocidad geométrica del campo giratorio será:

$$\Omega = \frac{\omega_1}{p}$$

Expresada en revoluciones por minuto.

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}$$

La velocidad del campo magnético inductor se mantendrá fija y constante mientras la frecuencia de las corrientes de alimentación también lo sea. A la velocidad del campo magnético expresada en la última ecuación se la denomina *velocidad sincrónica*.

Si consideramos un devanado rotórico polifásico abierto, el campo magnético rotante inducirá en cada una de las fases una f.e.m. de pulsación ω_1 . Estas tensiones inducidas constituyen un sistema polifásico simétrico. Al encontrarse el devanado rotórico en circuito abierto, sobre él no se establece una circulación de corriente, asemejándose esta situación al funcionamiento de un transformador en vacío.

Si ahora el rotor se pone en cortocircuito, ya sea a través de anillos extremos en un rotor jaula de ardilla o por medio de resistencias en el caso de un rotor bobinado, sobre cada fase del rotor se produce una circulación de corriente debido a las fuerzas electromotrices inducidas, es decir que sobre el rotor tenemos un sistema de corrientes inducidas por el campo magnético del estator. Estas corrientes constituyen un sistema polifásico perfectamente equilibrado que da lugar a una fuerza magneto motriz (f.m.m.) giratoria y que posee la misma velocidad absoluta que la onda de f.m.m. resultante de las corrientes que circulan por el estator y además en el mismo sentido.

De lo anterior se deriva que en el entrehierro entre rotor y estator existirán dos ondas de f.m.m. de velocidad relativa nula. Si estas dos f.m.m. se componen se obtiene una f.m.m. resultante giratoria que es la que origina el flujo magnético.

Cómo interactúan corrientes inducidas y un flujo magnético en el rotor, aparecerán fuerzas electrodinámicas que harán girar al rotor en el mismo sentido que el campo magnético giratorio.

Como se menciona anteriormente, cuando aumenta la velocidad del rotor (menor velocidad relativa respecto a la del campo magnético) menores serán las corrientes inducidas en el rotor, pero es evidente que este nunca podrá alcanzar la velocidad de sincronismo ya que en este caso tendríamos fuerzas electromotrices inducidas, corrientes estáticas y par motor nulos debido a que los conductores del rotor no cortan líneas de campo.

Sin embargo en la condición de vacío nos podemos acercar demasiado a esta igualdad de velocidades, de hecho que prácticamente se admiten iguales.

Si expresamos la velocidad angular del rotor como:

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60}$$

La frecuencia de las fuerzas electromotrices inducidas y de las corrientes rotóricas será:

$$f_r = p \cdot \frac{\Omega_1 - \Omega}{2\pi} = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \times \frac{\omega_1}{\omega_1} = \frac{\omega_1^2 - \omega \cdot \omega_1}{2\pi \omega_1} = \frac{\omega_1}{2\pi} \left(\frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \right) \quad (15)$$

Sabiendo que la expresión del deslizamiento es:

$$s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}$$

Reemplazando en (15):

$$f_r = \frac{\omega_1}{2\pi} \cdot \left(\frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \right) = \frac{\omega_1}{2\pi} \cdot s$$

$$f_r = f_1 \cdot s$$

 Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Esta última expresión es llamada frecuencia de deslizamiento del rotor.

Podemos decir que un motor de inducción, en cuanto a su funcionamiento eléctrico, es similar a un transformador pero con la propiedad especial de transformar la frecuencia debida al movimiento relativo entre el estator, que tiene frecuencia f_1 , y el rotor que tendrá frecuencia sf_1 .

La velocidad relativa de la onda de f.m.m. determinada por el sistema de corrientes polifásicas del rotor, que tiene frecuencia f_2 , es igual a:

$$n_2 = \frac{60 \cdot f_2}{p} = \frac{60 \cdot s \cdot f_1}{p} = s \cdot n_1$$

Es decir que:

$$\Omega_2 = \frac{2\pi \cdot n_2}{60} = s \cdot \Omega_1$$

Y presenta el mismo sentido que la onda de f.m.m. del estator.

Debido a que el rotor gira a velocidad Ω , tenemos que la velocidad absoluta de la onda de f.m.m. rotórica es:

$$\begin{aligned} \Omega_R = \Omega + \Omega_2 &= \frac{2\pi \cdot n}{60} + \frac{2\pi \cdot n_2}{60} = \frac{2\pi}{60} (n + n_2) = \frac{2\pi}{60} [(n_1 - s \cdot n_1) + s \cdot n_1] \\ \Omega_R &= \frac{2\pi}{60} \cdot n_1 = \Omega_1 \end{aligned}$$

Concluimos que la f.m.m. producida en el rotor gira a la misma velocidad absoluta que la f.m.m. estática, independientemente del deslizamiento, esta es la única forma en que se pueden combinar para dar una f.m.m. resultante que da origen al campo magnético rotante.

Debido a que las ondas de f.m.m. tanto estáticas como rotóricas giran de manera síncrona, son estacionarias una con respecto otra y producen un par constante que mantiene la rotación del rotor. Este par se denomina par síncrono.

3.5. Circuito Equivalente

Una maquina asíncrona se puede interpretar como un transformador con un entrehierro (Figura 3.10). La diferencia radica en que el motor asíncrono tiene un devanado secundario o rotorico que presenta un movimiento relativo ante el estator. Sin embargo, de manera similar que para un transformador se puede obtener el circuito equivalente del motor de inducción para condiciones sinusoidales.

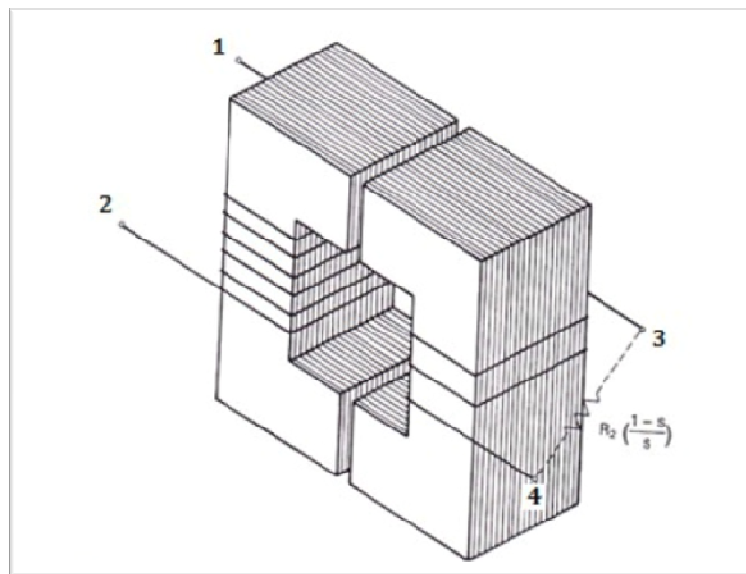


Figura 3.10 – Modelo físico aproximado de la Máquina Rotativa.

En primer lugar asumimos que el devanado rotorico no se encuentra cortocircuitado y que sobre los bornes del devanado estatorico se aplica una Tensión V_1 . De este modo las únicas fuerzas que actuarán serán aquellas producidas por la circulación de corriente a través del estator. En la Figura 3.11 se muestra la situación descrita.

La corriente que circula por el estator genera en su totalidad el flujo magnético giratorio en el entrehierro que va a interactuar con el rotor. Este flujo magnético mutuo se representa por la reactancia X_M que con el flujo producido inducirá una tensión E_1 en los arrollamientos.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

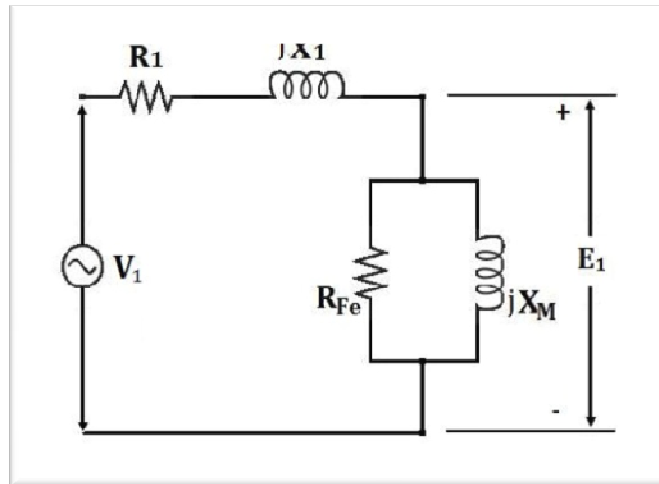


Figura 3.11 – Circuito Equivalente del Estator.

Consideremos ahora que el devanado rotorico se encuentra cortocircuitado, actuando la misma tensión V_1 en los terminales del estator, el flujo giratorio del entrehierro induce una tensión en el rotor y al ser un circuito cerrado ahora, permitirá el flujo de corriente por el mismo produciendo que el rotor gire debido al par producido.

En condiciones de rotor bloqueado la tensión inducida en el rotor E_2 será igual a E_1 . Cuando el rotor gira libremente E_2 será igual a E_1 multiplicada por el deslizamiento s . Definimos X_2 como la reactancia de dispersión del rotor a una frecuencia de rotor nominal (rotor bloqueado). Para cualquier valor de deslizamiento la reactancia de dispersión vale:

$$X_{s2} = s \cdot X_2$$

En condiciones de giro de rotor la corriente que circula por este, teniendo en cuenta que solo circulara a través de la resistencia del conductor y generara una dispersión propia, será:

$$I_2 = \frac{E_2}{R_2 + jX_{s2}} = \frac{s \cdot E_1}{R_2 + jX_{s2}} = \frac{s \cdot E_1}{R_2 + js \cdot X_2} \quad [A/fase]$$

Dividiendo la última expresión por el deslizamiento:

$$I_2 = \frac{E_1}{\frac{R_2}{s} + jX_2} \quad [A/fase]$$

A partir de esta ecuación podemos representar el circuito equivalente del rotor referido a la frecuencia del estator (condición bloqueada) a través del circuito mostrado en la Figura 3.12.

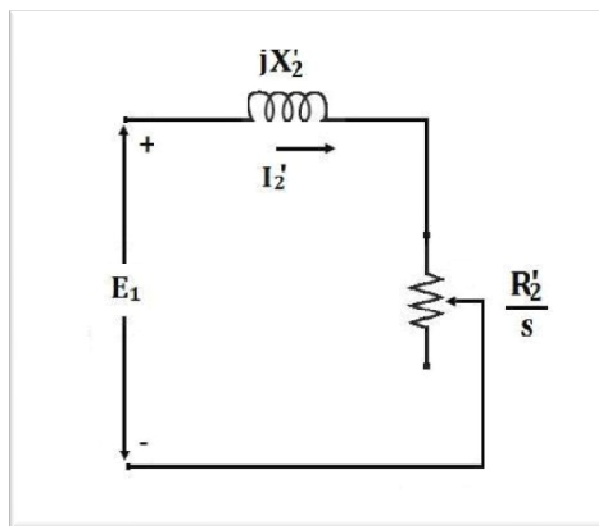


Figura 3.12 – Circuito Equivalente del Rotor.

Como el valor de la tensión inducida E_1 es igual en los extremos de los circuitos mostrados en las Figuras 3.11 y 3.12, estos dos se pueden acoplar para formar el circuito equivalente mostrado en la Figura 3.13 en donde los parámetros del rotor se referencian a la frecuencia y tensión del estator.

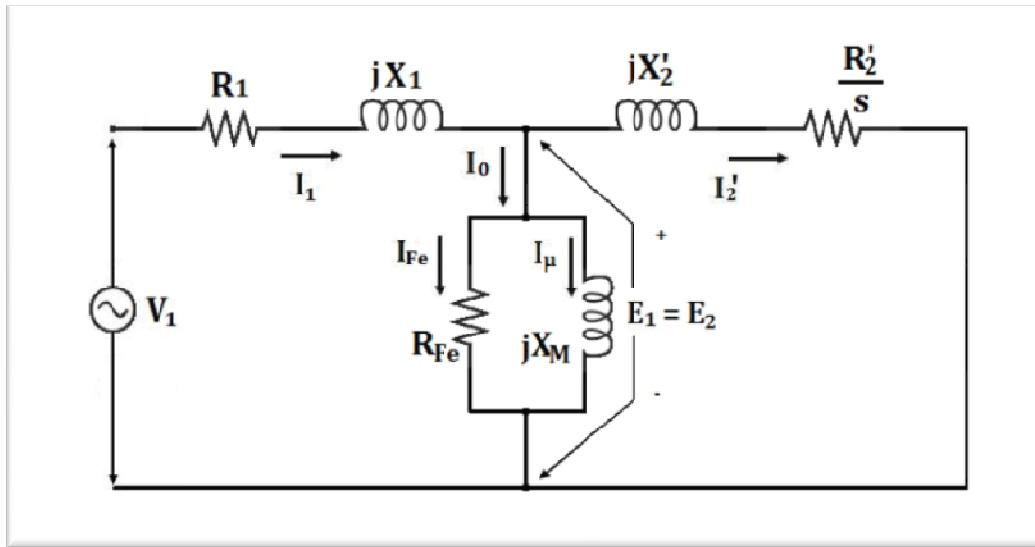


Figura 3.13 – Circuito equivalente del Motor de Inducción.

Como ya mencionamos, a diferencia del Transformador, en un motor de inducción el arrollamiento secundario presenta un movimiento relativo al estator. Pues bien, la rotación del eje resulta en adicionar un factor dado por la relación entre una resistencia y el deslizamiento.

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + \frac{1-s}{s} \cdot R_2 \quad [\Omega]$$

El término $\frac{1-s}{s} \cdot R_2$ se llama resistencia de carga equivalente y R_2 representa la resistencia asociada a las pérdidas I^2R en el rotor.

Según la última expresión, si consideramos la separación de la resistencia que representa el giro del rotor en la resistencia del rotor y la impedancia de carga, el circuito equivalente del motor de inducción en términos de su carga puede dibujarse como se muestra en la Figura 3.14.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

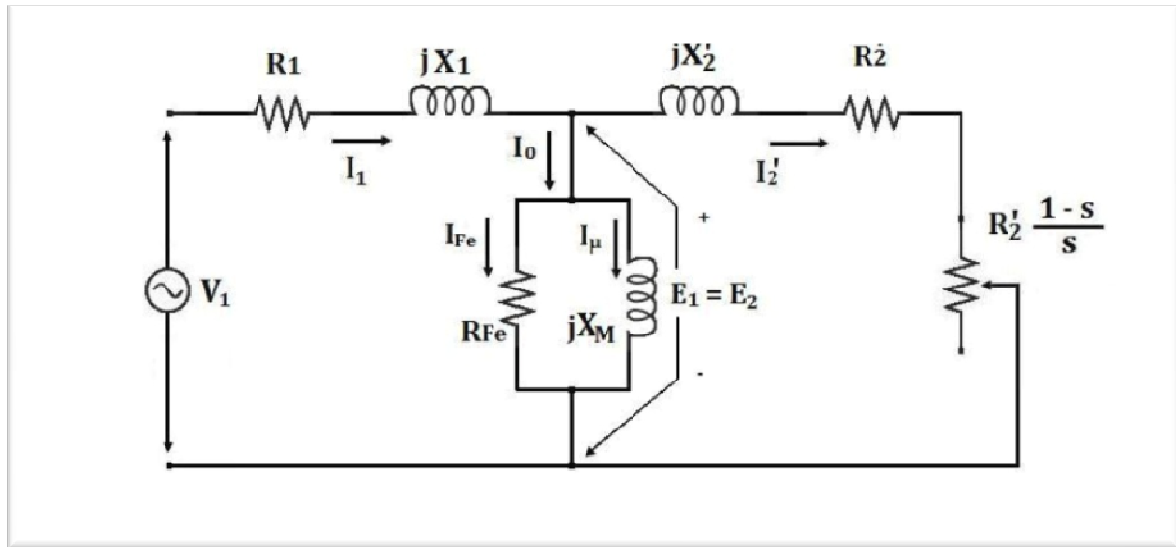


Figura 3.14 – Circuito Equivalente del Motor de Inducción con resistencia de carga.

Los parámetros y variables se indican en la Tabla 3.1

Parámetro	Observación
R_1	Resistencia óhmica por fase del arrollamiento estatorico.
R_2'	Resistencia óhmica por fase del arrollamiento rotorico (referida al estator).
R_{FE}	Resistencia que representa las Pérdidas en el Hierro.
X_1	Reactancia asociada a los flujos dispersos presentados en los arrollamientos del estator a una frecuencia de red determinada.
X_2'	Reactancia asociada a los flujos dispersos presentados en los arrollamientos del rotor a una frecuencia de red determinada (referida al estator).
X_M	Reactancia de magnetización. Representa los flujos mutuos generados en el entrehierro.
Variable	Observación
V_1	Tensión eficaz aplicada en bornes del circuito equivalente.
E_1	Valor eficaz de la fuerza electromotriz f.e.m. inducida por fase en el estator.

E_2	Valor eficaz de la fuerza electromotriz f.e.m. inducida por fase en el rotor.
I_0	Corriente de excitación necesaria para magnetizar el material y generar un flujo mutuo.
I_{FE}	Componente de la corriente de excitación referente a las pérdidas en el hierro.
I_μ	Corriente que circula por la reactancia de magnetización, necesaria para magnetizar el material ferro magnético que conduce el flujo mutuo.
s	Deslizamiento de la maquina.

Tabla 3.1 – Parámetros y Variables del Circuito Equivalente del Motor de Inducción.

3.6. Momento electromagnético

Hasta aquí sabemos que el rotor de un motor asíncrono gira a una velocidad inferior a la velocidad de rotación del campo magnético rotante. Debido a esto la frecuencia de las tensiones inducidas en el rotor es $f_2 = sf_1$ llamada frecuencia de deslizamiento.

Con estas premisas vamos a determinar cuál es par inducido en el eje del motor eléctrico. Para simplificar el análisis podemos aceptar del principio de aproximación y considerar que si el motor está conectado a una red de tensión constante, el flujo común también es constante.

Llamamos E_2 a la f.e.m. inducida en el rotor y la reactancia inductiva del devanado rotórico cuando este está inmóvil ($s=1$) es $X_2 = 2\pi f L_2$.

Cuando el rotor gira con deslizamiento s se tiene:

$$E_{2s} = E_2 \cdot \frac{f_2}{f_1} = s \cdot E_2$$

En movimiento, la reactancia de dispersión del rotor es:

$$X_{2s} = X_2 \cdot \frac{f_2}{f_1} = s \cdot X_2$$

De estas dos últimas expresiones obtenemos la expresión de la corriente rotórica.

$$I_2 = \frac{E_{2s}}{Z_2} = \frac{s \cdot E_2}{\sqrt{r_2^2 + (s \cdot X_2)^2}}$$

Y además, el ángulo de desfase entre la tensión inducida E_{2s} y la corriente en el rotor I_2 es:

$$\cos \psi_2 = \frac{r_2}{Z_2} = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (s \cdot X_2)^2}}$$

En el eje del motor se crea un par o cupla electromagnética debido a la interacción del flujo (que aceptamos se mantiene constante) y la componente activa de la corriente en el arrollamiento del rotor.

La ecuación del par electromagnético es:

$$M = k \cdot \frac{s}{\sqrt{r_2^2 + (s \cdot X_2)^2}} \cdot \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (s \cdot X_2)^2}}$$

$$M = k \cdot \frac{s \cdot r_2}{r_2^2 + (s \cdot X_2)^2} \quad (16)$$

Donde k es una constante de proporcionalidad.

La ecuación (16) nos proporciona la función $M=f(s)$ y podemos observar que esta función es simétrica respecto al origen de coordenadas ya que $M > 0$ cuando $s > 0$ (en el caso de motor y freno electromagnético) y $M < 0$ cuando $s < 0$ (generador eléctrico).

Para obtener el par máximo en el eje debemos obtener el valor de deslizamiento que anule la derivada de M respecto a s .

Entonces:

$$\frac{dM}{ds} = k \cdot r_2 \cdot \frac{r_2^2 - s^2 \cdot X_2^2}{(r_2^2 + s^2 \cdot X_2^2)^2} = 0$$

De donde se deduce:

$$R_2 = s \cdot X_2$$

Finalmente se obtiene:

$$s_M = \pm \frac{r_2}{X_2} \quad (17)$$

Se deduce que el par máximo se alcanza cuando el desplazamiento es tal que la reactancia de dispersión del rotor por fase $X_{2s} = sX_2$ es igual a la resistencia óhmica por fase del rotor R_2 .

Así, la modificación de la resistencia óhmica no afecta al valor del par máximo que se desarrolla en la máquina de inducción, sin embargo si será diferente el desplazamiento que determina el valor del par máximo.

Reemplazando (17) en (16):

$$M_m = \pm \frac{k}{2X_2}$$

3.7. Perdidas en motores eléctricos

Los eléctricos toman potencia eléctrica de la red y producen potencia mecánica, pero no toda esta potencia absorbida aparece disponible en el eje del motor debido a que existen pérdidas en el sistema.

El estudio de las pérdidas nos es muy útil por dos razones:

- 1- Las pérdidas determinan la eficiencia del motor.
- 2- Las pérdidas determinan el calentamiento del motor.

3.7.1 Eficiencia

La eficiencia de un motor de inducción, y en general, se define como:

$$\eta = \frac{P_{\text{SALIDA}}}{P_{\text{ENTRADA}}} \cdot 100$$

Como la potencia de salida no es otra cosa que la diferencia entre la potencia de entrada y las pérdidas, podemos escribir:

$$\eta = \frac{P_{\text{ENTRADA}} - P_{\text{PERDIDA}}}{P_{\text{ENTRADA}}} \cdot 100 = 1 - \frac{P_{\text{PERDIDA}}}{P_{\text{ENTRADA}}}$$

Es evidente que el incremento de las pérdidas disminuye la eficiencia.

Esta ecuación es muy utilizada para determinar la eficiencia de motores en lugar de la medición directa de la entrada y salida con carga.

La eficiencia de un motor eléctrico en promedio oscila entre un 80% a 90% para motores hasta 10 kW y hasta 95% para motores de unos cuantos cientos de kW.

3.7.2 Pérdidas y calentamiento

Los mecanismos de pérdidas más comúnmente conocidos son: pérdidas mecánicas, pérdidas eléctricas o del cobre, pérdidas en el hierro.

El conjunto de pérdidas en el motor de inducción se ve representado en la Figura 3.15. En ella se muestran las pérdidas totales y las potencias resultantes en cada etapa del motor.

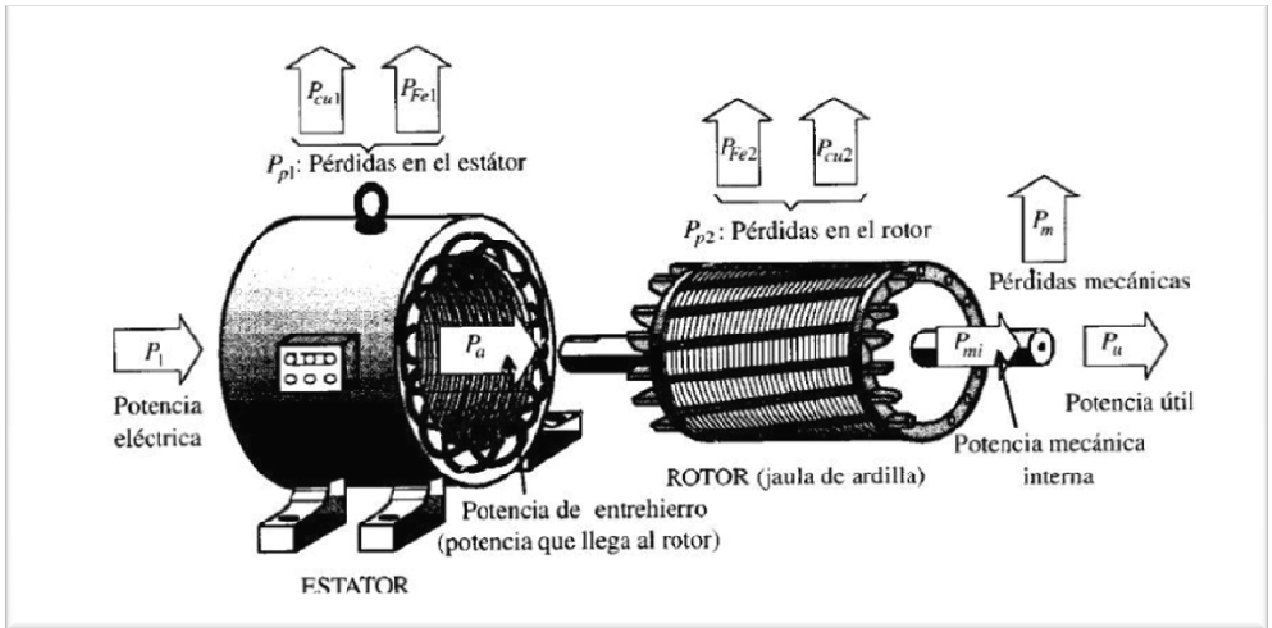


Figura 3.15 – Distribución de Pérdidas del Motor de Inducción.

3.7.2.1 Pérdidas mecánicas

Estas pérdidas se deben a la fricción en los cojinetes y en las escobillas, también al efecto del aire en la ventilación. Las pérdidas por ventilación dependen de la velocidad de la maquina así como del diseño del sistema de ventilación y de la turbulencia producida en las partes en movimiento.

Con frecuencia las pérdidas mecánicas y las pérdidas en el cobre se agrupan bajo el nombre de pérdidas de vacío (sin carga) de la maquina.

3.7.2.2 Pérdidas en el cobre

Estas pérdidas se presentan tanto en el devanado del rotor como del estator y se manifiestan en forma de calor elevando la temperatura del motor.

En una maquina trifásica de corriente alterna las pérdidas en el cobre vienen dadas por:

$$P_{estator} = 3 \cdot I_{estator}^2 \cdot R_{estator}$$

$$P_{rotor} = 3 \cdot I_{rotor}^2 \cdot R_{rotor}$$

Muchas veces, en lugar de expresar las pérdidas en el cobre como I^2R es preferible expresarlas en términos de potencia por unidad de masa (W/kg) del material usado como conductor para los devanados:

$$P_{\text{cobre}} = 1000 \cdot J^2 \cdot \rho / D_s$$

Las pérdidas eléctricas I^2R varían con la carga del motor. El motor funcionando en vacío solo presenta las pérdidas por fricción y rotación y pérdidas en el hierro.

A medida que incrementamos la carga, la corriente del estator aumenta y por lo tanto las pérdidas también pero en forma cuadrática con la corriente. Como estas pérdidas se convierten en calor (efecto Joule) la temperatura del motor se incrementará progresivamente a medida que aumente la carga.

El concepto de potencia nominal se fija en función de la temperatura límite de funcionamiento. Un motor que opere a valores superiores a la potencia nominal se dice que está sobrecargado, esto trae aparejada un incremento en la temperatura fuera de los límites de funcionamiento normal y produce una degradación de la aislación y una consecuente reducción de la vida útil.

Cabe aclarar que los motores pueden ser sobrecargados pero solo en periodos cortos de tiempo y no en forma permanente.

3.7.2.3 Pérdidas en el hierro

Estas pérdidas se producen en el circuito magnético de los motores y se deben principalmente a las pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes parásitas o corrientes Eddy, que provienen del cambio de densidades de flujo en el hierro de la máquina que tiene solo energizado el devanado de excitación principal.

Ciclo y pérdidas por Histéresis

En un motor de inducción, al aplicar una tensión alterna a los devanados del estator, se produce una alteración cíclica en el material magnético que se describe mediante la curva de histéresis (Figura 3.16).

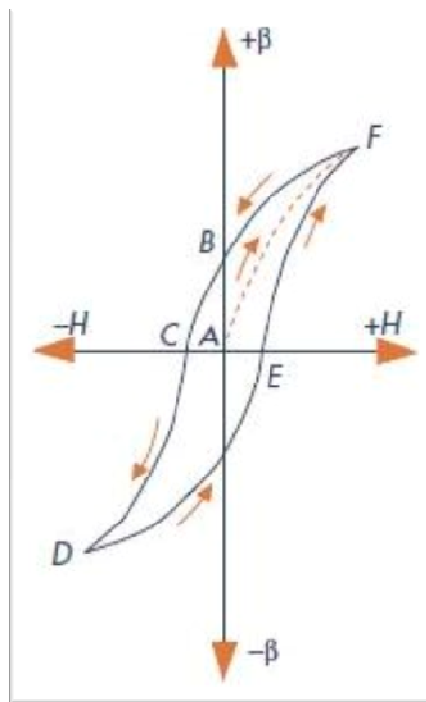


Figura 3.16 – Ciclo de Histéresis.

Partiendo de un flujo inicial nulo (punto A), a medida que incrementamos la corriente por primera vez, el flujo en el núcleo sigue la trayectoria A-F. Ahora a medida que decrece la corriente el flujo sigue una trayectoria diferente a la seguida cuando aumentamos la corriente, sigue la trayectoria F-B. Cuando la corriente vuelve a incrementarse desde un valor negativo a uno positivo el flujo sigue la trayectoria D-E-F. Sabemos que la cantidad de flujo en el núcleo depende de la corriente aplicada a los devanados pero también de la historia previa del flujo presente en el núcleo. Esta dependencia de la historia magnética se denomina *Histéresis* y el lazo cerrado F-C-D-E se denomina *ciclo de Histéresis*.

De la curva observamos que cuando la f.m.m. desaparece el flujo en el núcleo no es cero sino que el núcleo queda con un flujo residual o remanente y para que este flujo se haga cero se debe aplicar una f.m.m. en dirección opuesta, llamada fuerza magnetomotriz coercitiva.

Para entender porque se produce la histéresis es necesario conocer la estructura de los materiales ferro magnético. Estos materiales se caracterizan por presentar internamente dominios magnéticos fuertemente alineados entre sí, esto significa que en estos dominios magnéticos todos los átomos se alinean con su campo magnético apuntando en una misma dirección, de modo que el dominio como un imán permanente elemental. No todos los materiales presentan estos imanes elementales fuertemente alineados. En la Figura 3.17a se muestran los imanes elementales de un material magnético orientados azarosamente y en la 3.17b se muestra la estructura de los imanes elementales en un material magnético en presencia de un campo magnético externo.

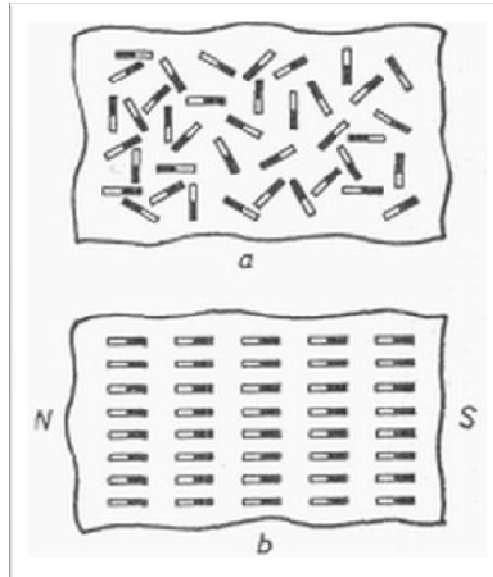


Figura 3.17 – a) Dominios magnéticos orientados aleatoriamente.
b) Dominios orientados en presencia de un campo externo.

Cuando al material magnético se le aplica un campo magnético externo, los dominios que están orientados en la dirección del campo crecen a expensas de los dominios no orientados y refuerzan el campo en el material lo cual causa que se alineen más dominios y se intensifique el campo.

Entonces la histéresis se produce debido a que cuando el campo magnético exterior se elimina, los dominios no se vuelven a orientar al azar sino que la mayoría quedan orientados. Hace falta energía para que los átomos vuelvan a su orientación natural.

Las pérdidas por histéresis se refieren a la energía necesaria para reorientar los dominios magnéticos durante cada ciclo de la corriente alterna.

Mientras más chica sea el área de la curva de histéresis menores serán las pérdidas resultantes.

La variación de las pérdidas por histéresis las podemos aproximar a través de la ecuación usada en la mayoría de los casos:

$$P_h = k_h \cdot f \cdot B_{max}^n \quad (18)$$

De donde k_h es una constante de proporcionalidad que depende de las características y volumen del hierro y de las unidades utilizadas.

La potencia n varía de 1,5 a 2,5, generalmente para estimar máquinas se usa 2,0.

Pérdidas por Corrientes Parasitas

Un flujo variable en el tiempo induce una tensión dentro del núcleo magnético. Estas tensiones inducidas producen flujos de corrientes que circulan en el núcleo y se oponen a los cambios en la densidad de flujo del material. Estas corrientes disipan energía ya que fluyen en un medio resistivo (hierro del núcleo) y esta energía disipada se transforma en calor en el núcleo.

Las pérdidas parasitas varían en forma proporcional al cuadrado de la densidad de flujo, la frecuencia y el espesor de las laminaciones.

Una aproximación bastante buena para el cálculo de estas pérdidas en condiciones normales, viene dada por la siguiente ecuación:

$$P_e = k_e \cdot (B_{max} \cdot f \cdot d)^2 \quad (19)$$

De donde k_e va a depender de las unidades que usemos, del volumen y la resistividad del hierro.

En las ecuaciones (18) y (19) se puede reemplazar la frecuencia por la velocidad y la densidad de flujo por el voltaje apropiado, comúnmente deben combinarse las constantes.

En la práctica para reducir el efecto de las corrientes parasitas, los circuitos magnéticos se fabrican con laminas delgadas de material magnético (generalmente laminas de hierro silicio). Estas láminas se aíslan entre ellas mediante una fina capa de barniz aislante. De esta manera se reducen las corrientes parasitas porque las láminas aislantes interrumpen la trayectoria de las corrientes y mientras más delgadas sean las láminas menores serán las perdidas energéticas.

CAPITULO 4: Armónicas en Motores Asíncronos

4.1. Introducción

En todas las maquinas eléctricas, ya sean estáticas o rotativas, la preservación del sistema de aislamiento es fundamental para lograr una vida útil prolongada del equipo. Para que los materiales aislantes que conforman la estructura dieléctrica de una maquina eléctrica cumplan su función correctamente, deben trabajar dentro de los límites establecidos por las clases térmicas definidas en las normas o especificaciones. Cuando el motor de inducción es alimentado por un sistema de tensiones que contienen armónicas y existen armónicas de corrientes en los devanados, se genera un calentamiento adicional en toda la maquina, haciendo que los materiales aislantes superen su límite térmico de trabajo. Esto provoca una degradación y un envejecimiento de la aislación y consecuentemente una disminución de la vida útil de la maquina.

El calentamiento del motor cuando existen armónicas es atribuible a un incremento de las pérdidas, básicamente las pérdidas en el cobre y en el hierro, que se incrementan exponencialmente con las corrientes de alta frecuencia.

Las características nominales de un motor eléctrico, tales como la potencia y la eficiencia, están definidas para una alimentación a través de un sistema simétrico de tensiones perfectamente sinusoidales. El incremento de las pérdidas causadas por las componentes armónicas produce una disminución de la eficiencia de la maquina y un detrimento de la potencia nominal.

Además del calor extra generado por el incremento de las pérdidas, las componentes armónicas también generan variaciones en el torque.

4.2. Calentamiento

4.2.1. Circuito equivalente del motor considerando las armónicas

A partir del circuito equivalente obtenido en el Capítulo 3 (Figura 3.14) queremos obtener un circuito que tenga en cuenta la existencia de armónicas en la tensión de alimentación del motor.

En el circuito equivalente convencional (Figura 3.14 - Capítulo 3) las pérdidas en el hierro del estator vienen representadas por la resistencia R_{FE} y las pérdidas adicionales son por lo general despreciables.

Como ya vimos, para un funcionamiento bajo tensiones sinusoidales, la onda de fuerza magneto motriz primaria determina un flujo giratorio de velocidad angular n_1 . La mayor parte de este flujo se cierra a través del rotor y concatena al arrollamiento rotórico. Pues bien, se define como *flujo disperso* al flujo que no concatena ambos arrollamientos. Como en máquinas rotativas los arrollamientos se encuentran alojados en parte en ranuras y en parte en el aire, podemos considerar tres flujos de dispersión:

- a) Flujo de Dispersión de Ranura: las líneas de inducción se cierran por las mismas ranuras en donde se alojan los conductores.
- b) Flujo de Dispersión de cabeza de arrollamientos: debido a la parte de los arrollamientos que se encuentran fuera de las ranuras.
- c) Flujo de Dispersión en zigzag: líneas de inducción que atraviesan el entrehierro y se cierran a través de los extremos de los dientes del rotor y estator, pero sin concatenarse con el otro arrollamiento.

Estos flujos se representan en la Figura 4.1.

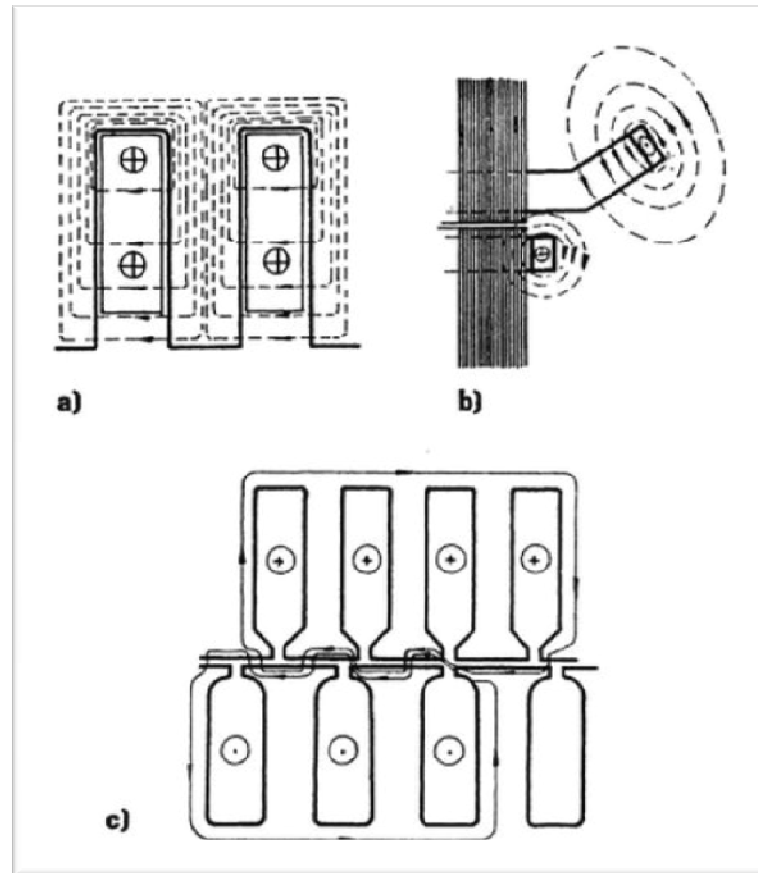


Figura 4.1 – Flujo de Dispersión:

- a) De Ranura.
- b) De Cabeza de Arrollamiento.
- c) Zigzag.

Como ya mencionamos, en condiciones sinusoidales, las pérdidas adicionales suelen ser despreciables. Sin embargo cuando trabajamos con un sistema de alimentación constituido por tensiones no sinusoidales, se establece un incremento del flujo disperso en el motor que ocasiona que las pérdidas adicionales igualen incluso superen a las pérdidas en el hierro tanto del estator como del rotor.

Para interpretar esto último observemos la Figura 4.2-a en donde se muestra la distribución del flujo magnético producido por la componente fundamental. Se puede ver una mayor generación de flujo mutuo. Mientras tanto en la Figura 4.2-b se muestra la distribución del flujo producido por las componentes armónicas. Se observa que el flujo armónico produce una supremacía de flujo de dispersión de ranura y de zigzag por

sobre el flujo mutuo. Por lo tanto las pérdidas adicionales predominan frente a las pérdidas en el hierro.

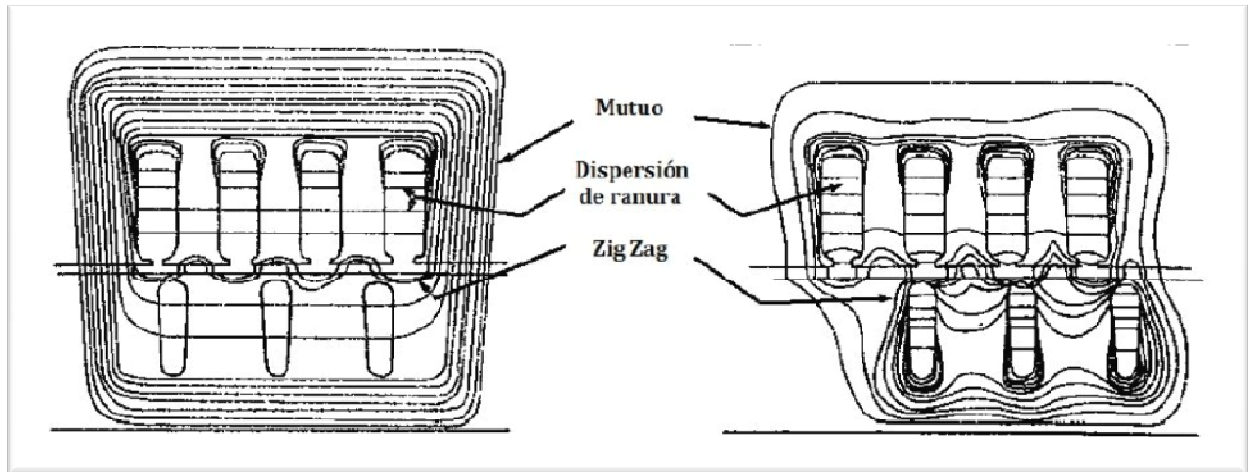


Figura 4.2-a – Distribución de Flujo Fundamental.

Figura 4.2-b – Distribución de Flujo Armónico.

Es evidente que no podemos hacer uso del circuito equivalente convencional del motor de inducción en el que las pérdidas adicionales se encuentran asociadas a la misma resistencia que representa las pérdidas en el hierro (R_{FE}). Además, al considerar componentes armónicas de frecuencias múltiplos enteros de la fundamental, es necesario reformular el circuito equivalente convencional debido a que sus parámetros no son variables con la frecuencia.

Se propone modificar este circuito equivalente para considerar la situación en que el motor de inducción es alimentado por un sistema de tensiones no sinusoidales que haga circular armónicas por los arrollamientos.

Como sabemos, las pérdidas en el hierro son ocasionadas por los flujos que hemos asociado a la reactancia de magnetización X_M en el circuito equivalente convencional del capítulo 3, como así también las reactancias de dispersión X_1 y X_2 . Ya mencionamos que las pérdidas adicionales se incrementan cuando existen tensiones armónicas y estas pérdidas ya no pueden ser incluidas y representadas por la resistencia R_{FE} en la rama de magnetización, razón por la cual debemos modificar el circuito para representar esta situación pero sin involucrar las pérdidas en el núcleo ferro magnético.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Vamos a analizar las pérdidas adicionales como corrientes parasitas que son inducidas por los flujos dispersos y existen en el rotor y el estator. Entonces las pérdidas adicionales se representan, tanto en el rotor como en el estator, por una resistencia óhmica adicional en el circuito estático y rotórico. Al ser estas pérdidas generadas directamente por los flujos dispersos, deben ser representadas conectadas en paralelo con las reactancias de dispersión en el estator X_1 y en el rotor X_2 .

Como vimos en el Capítulo 3 las pérdidas en el hierro varían con las altas frecuencias, por ello debemos representar la resistencia de pérdidas en el hierro R_{FE} también variables y dependientes de la frecuencia.

Con todos estos arreglos y cambios sobre el circuito equivalente en condiciones sinusoidales del Capítulo 3, obtenemos un nuevo circuito equivalente (Figura 4.3) valido para la operación del motor con tensiones armónicas de orden n .

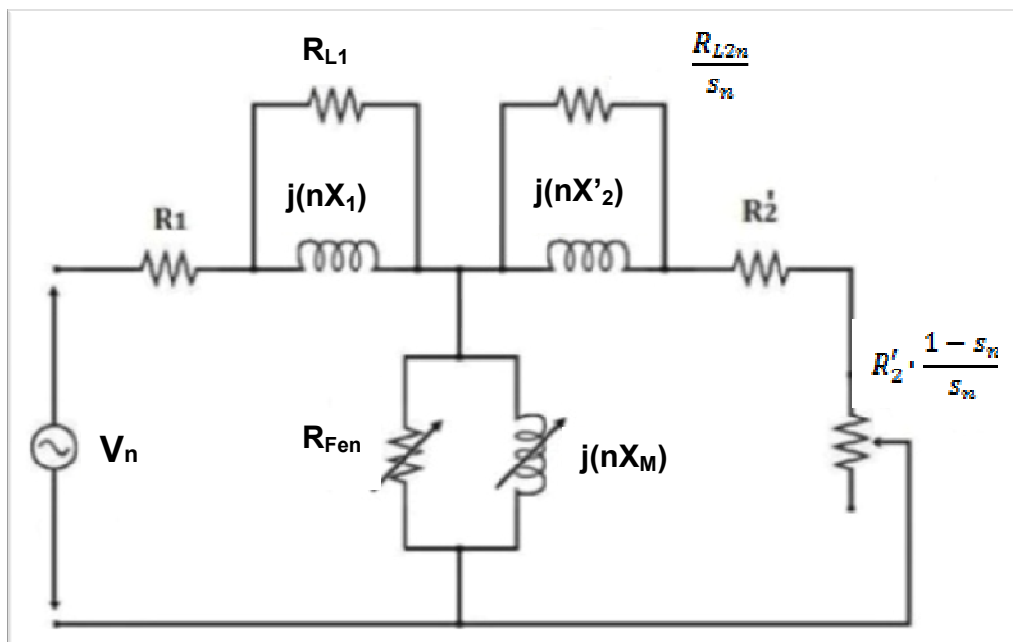


Figura 4.3 – Circuito Equivalente del motor de inducción considerando las componentes armónicas.

En la Figura 4.3 representamos las pérdidas adicionales frente al armónico de orden n en el estator y en el rotor por medio de R_{L1n} y R_{L2n} respectivamente. De donde R_{L2n} depende del deslizamiento s_n propio de cada frecuencia armónica.

Aquellos parámetros que varían con la frecuencia se indican por el subíndice n , como las resistencias adicionales R_{L1n} , R_{L2n} , pérdidas en el hierro R_{FE_n} , reactancias de dispersión nX_1 , nX_2 y la reactancia de magnetización nX_M .

Por otra parte las resistencias R_1 y R_2 asociadas a las pérdidas en el cobre (I^2R) se representan como constantes ya que dependen de las características físicas del conductor. La resistencia de los conductores varía a *altas frecuencias* por causa del efecto pelicular estudiado en el Capítulo 1, sin embargo nuestro análisis se centra en armónicos de baja frecuencia (del orden 3° , 5° , 7° , 9°) y por lo tanto este efecto se puede despreciar.

El análisis realizado hasta aquí contempla el funcionamiento por fase del motor asíncrono que se alimenta por una tensión a una única frecuencia armónica. Si queremos estudiar el efecto de un conjunto de armónicas podemos aplicar el principio de superposición para obtener un esquema como el de la Figura 4.4.

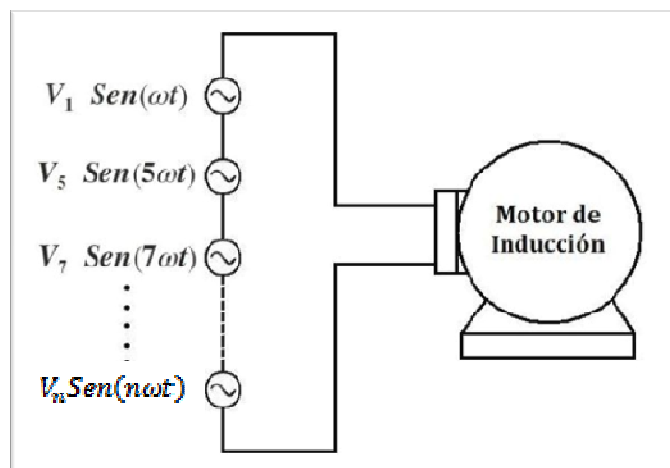


Figura 4.4 – Motor de Inducción bajo el efecto de un conjunto de armónicas.

Una vez presentado el circuito equivalente del motor de inducción considerando las componentes armónicas es importante el cálculo de los parámetros del mismo y determinar su dependencia con las frecuencias armónicas.

Reactancias de Dispersión y de Magnetización

La reactancia inductiva se define en función de la pulsación ω de la red de alimentación de la siguiente manera:

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (20)$$

De donde:

f : Frecuencia [Hz]

L: Inductancia [Hy]

Como las armónicas son múltiplos enteros de la componente fundamental y siendo n un número entero positivo que indica el orden de la componente armónica, la reactancia inductiva de una tensión de alimentación armónica de orden n es:

$$X_{Ln} = \omega_n \cdot L = (2 \cdot \pi \cdot f \cdot n) \cdot L \quad (21)$$

Introduciendo (20) en (21):

$$X_{Ln} = n \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L) = n \cdot X_L$$

Se puede observar de esta última expresión que las reactancias inductivas del circuito equivalente de la Figura 4.3 van a variar en forma proporcional al orden de la armónica analizada.

 Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Por lo dicho anteriormente, la reactancia de dispersión del estator a la frecuencia de la armónica k será:

$$X_{1(n)} = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot f \cdot L_1 = n \cdot X_1$$

En tanto la reactancia del rotor es:

$$X_{2(n)} = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot f \cdot L_2 = n \cdot X_2$$

La reactancia de magnetización es:

$$X_{M(n)} = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot f \cdot L_M = n \cdot X_M$$

Resistencia de Pérdidas en el Núcleo

Como ya vimos en el Capítulo 3, las pérdidas en el núcleo están constituidas por la suma de las pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes parasitas o corrientes Eddy.

$$P_{FE} = P_h + P_e = k_h \cdot f \cdot B_{max}^n + k_e \cdot (B_{max} \cdot f \cdot d)^2$$

Estas pérdidas se representan en el circuito equivalente de la Figura 4.3 por medio de una resistencia en paralelo R_{FE} . Si asumimos que la constante de histéresis k_h y la constante parasita k_e contribuyen en forma equitativa en las pérdidas, podemos determinar la variación de la resistencia de pérdidas en el núcleo. Si la contribución de las pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes parasitas son simétricas, el valor de la resistencia de pérdida solo va a depender de la frecuencia que se analice. Entonces:

$$R_{FE} = \frac{1}{\left(\frac{k_h}{2\pi \cdot (n \cdot f)} + k_e \right)}$$

Deslizamiento en presencia de armónicas

Para condiciones sinusoidales, como se vio en el Capítulo anterior, el deslizamiento de un motor de inducción se representa por la diferencia porcentual entre la velocidad sincrónica del campo magnético giratorio en el entre hierro y la velocidad angular en el eje del motor. Es decir:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (22)$$

De donde:

n : velocidad angular en el eje del motor [rpm]

n_s : velocidad sincrónica del campo magnético giratorio [rpm]

Cuando se alimenta el motor con un sistema de tensiones con distorsión armónica, las componentes armónicas provocan una variación en la velocidad de giro del campo magnético en el entre hierro proporcional al orden de la componente armónica. Por lo tanto el desplazamiento en presencia de armónicas s_n resulta:

$$s_n = \frac{n \cdot n_s \pm n}{n \cdot n_s} \quad (23)$$

Como el rotor siempre tendrá la misma velocidad de giro, se sigue representando su velocidad solo con n .

De la ecuación (22) tenemos que:

$$n = n_s \cdot (1 - s)$$

Reemplazando en (23) tenemos:

$$s_n = \frac{n \cdot n_s \pm n_s \cdot (1 - s)}{n \cdot n_s}$$

Operando matemáticamente finalmente obtenemos:

$$s_n = \frac{n \pm (1 - s)}{n} \quad (24)$$

Siendo s el deslizamiento a la frecuencia fundamental.

El signo \pm de la última ecuación va a depender de la secuencia de la armónica n considerada. Según lo visto en el Capítulo 1 las armónicas de orden $(3n+1)$ tienen secuencia positiva; las armónicas de orden $(3n-1)$ son de secuencia negativa y las de orden $3n$ son homopolares o de secuencia cero.

Por lo tanto el signo en la ecuación 24 será “-“ para armónicas de secuencia negativa; el signo será “+” para armónicas de secuencia positiva. Las armónicas homopolares no inducen corrientes en el rotor y no tienden a ocasionar un valor de deslizamiento y por lo tanto no serán tenidas en cuenta en la ecuación (24).

Resistencia de Pérdidas Adicionales

Las pérdidas adicionales en el estator y en el rotor a la frecuencia fundamental se determinan mediante el producto del cuadrado de la corriente por el valor de la resistencia como indica la siguiente expresión:

$$P_{L-1} = P_{L1-1} + P_{L2-1} = I_{L1-1}^2 \cdot R_{L1-1} + I_{L2-1}^2 \cdot R_{L2-1} \quad (25)$$

De donde:

I_{L1-1} : Componente fundamental de la corriente que circula por R_{L1-1}

R_{L1-1} : Resistencia de pérdidas adicionales en el estator a frecuencia fundamental.

I_{L2-1} : Componente fundamental de la corriente que circula por R_{L2-1}

R_{L2-1} : Resistencia de pérdidas adicionales en el rotor a frecuencia fundamental.

Las pérdidas adicionales en el rotor suelen ser prácticamente cero a la frecuencia fundamental, entonces:

$$P_{L-1} = P_{L1-1} \approx I_{L1-1}^2 \cdot R_{L1-1} \quad (26)$$

Podemos calcular la corriente que circula por R_{L1-1} de la siguiente manera:

$$I_{L1-1} = I_{1(1)} \cdot \left(\frac{X_{1(1)}}{\sqrt{R_{L1-1}^2 + X_{1(1)}^2}} \right) \quad (27)$$

Reemplazando (27) en (26):

$$P_{L1-1} = \frac{I_{1(1)}^2 \cdot R_{L1-1}}{1 + \left(\frac{R_{L1-1}}{X_{1(1)}} \right)^2} \quad (28)$$

Siendo $I_{1(1)}$ la corriente de entrada a la frecuencia fundamental en Amper.

Adicionalmente, las pérdidas adicionales en el estator por fase se expresan como una fracción λ de la potencia de salida, de la siguiente manera:

$$P_{L1-1} = \lambda \cdot P_{SAL} = \lambda \cdot \eta \cdot V_1 \cdot I_{1(1)} \cdot \cos\Phi_1 = \lambda \cdot \eta \cdot I_{1(1)}^2 \cdot \overline{r_{eq}} \quad (29)$$

De donde:

P_{SAL} : Potencia de salida por fase [W]

η : Eficiencia del motor [p.u]

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

$\cos\Phi_1$: Factor de Potencia [p.u.]

V_1 : Tensión de alimentación del circuito equivalente a la frecuencia fundamental [V]

$\overline{r_{eq}}$: Resistencia equivalente de entrada del motor [Ω]

Siendo $\overline{r_{eq}}$:

$$\overline{r_{eq}} = \frac{V_1}{I_{1(1)}} \cdot \cos\Phi_1$$

Igualando (28) y (29):

$$\lambda \cdot \eta \cdot \overline{r_{eq}} = \frac{R_{L1-1}}{1 + \left(\frac{R_{L1-1}}{X_{1(1)}}\right)^2} \quad (30)$$

Resolviendo para R_{L1-1} de (30) se obtiene:

$$R_{L1-1} = \left(\frac{X_{1(1)}}{\sigma}\right) \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \sigma^2}\right) \quad (31)$$

De donde:

$$\sigma = \frac{2 \cdot \lambda \cdot \eta \cdot R_1}{X_1} = 2 \cdot \lambda \cdot \eta \cdot \cos\Phi_1 \cdot \frac{V_1}{I_{1(1)} \cdot X_{1(1)}} \quad (32)$$

A través de las ecuaciones (31) y (32) se pueden estimar las pérdidas adicionales en el estator a la frecuencia fundamental. Una vez determinadas estas pérdidas a través de R_{L1-1} , el valor de la resistencia adicional en el estator a cualquier otra frecuencia será:

$$R_{L1(n)} = R_{L1-1} \cdot n \cdot \left(\frac{1 + f \cdot \gamma}{1 + n \cdot f \cdot \gamma}\right) \quad (33)$$

Siendo n el orden de la armónica considerada.

 Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

En la ecuación (33) el factor γ representa el cociente entre las constantes de pérdidas por histéresis y por corrientes parasitas. Estas últimas se asumen como iguales, por lo tanto γ es igual a la unidad.

En el caso del rotor, en condiciones sinusoidales las pérdidas adicionales son pequeñas respecto a una alimentación con armónicas, por lo tanto su resistencia asociada a la frecuencia fundamental R_{L2-1} es igual que la del estator. Es decir:

$$R_{L2-1} = R_{L1-1}$$

A raíz de esto la resistencia de pérdidas en el rotor a cualquier otra frecuencia distinta a la fundamental se determina de la siguiente manera considerando una componente armónica de orden n :

$$R_{L2(n)} = R_{L2-1} \cdot \frac{s_n \cdot n}{s} \cdot \frac{1 + s \cdot f \cdot \gamma_2}{1 + s_n \cdot n \cdot f \cdot \gamma_2}$$

Siendo s el deslizamiento a la frecuencia fundamental, s_n es el deslizamiento armónico dado en (24), γ_2 es el cociente entre las constantes de las pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes parasitas en el rotor.

Una vez realizado este análisis, es necesario ensayar el motor de inducción según lo establecen las Normas. Para realizar el ensayo de calentamiento del motor y así poder ver la influencia de las armónicas en la temperatura, es necesario que la maquina se encuentre en un estado de estabilidad térmica. Para lograr lo anterior se alimenta al motor por dos horas a carga máxima, en este periodo se toman valores de temperatura a través de equipos precisos como por ejemplo un sensor RTD.

Debido al hecho de que para nuestro trabajo no pudimos realizar experiencias practicas para obtener nuestra curva de temperatura, bien sirve la curva de la Figura 4.5 para ver reflejadas nuestras conclusiones.

En la Figura 4.5 se muestran las curvas de calentamiento extraída de un trabajo de Investigación de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de Bogotá, en donde se tiene un motor alimentado que se alimenta con una tensión sinusoidal en un caso y con una

tensión deformada por componentes armónicas en el otro. Se observa claramente que la curva que corresponde a una alimentación con armónicas presenta valores de temperatura más elevados y en consecuencia la temperatura a la que estabiliza el motor es mayor.

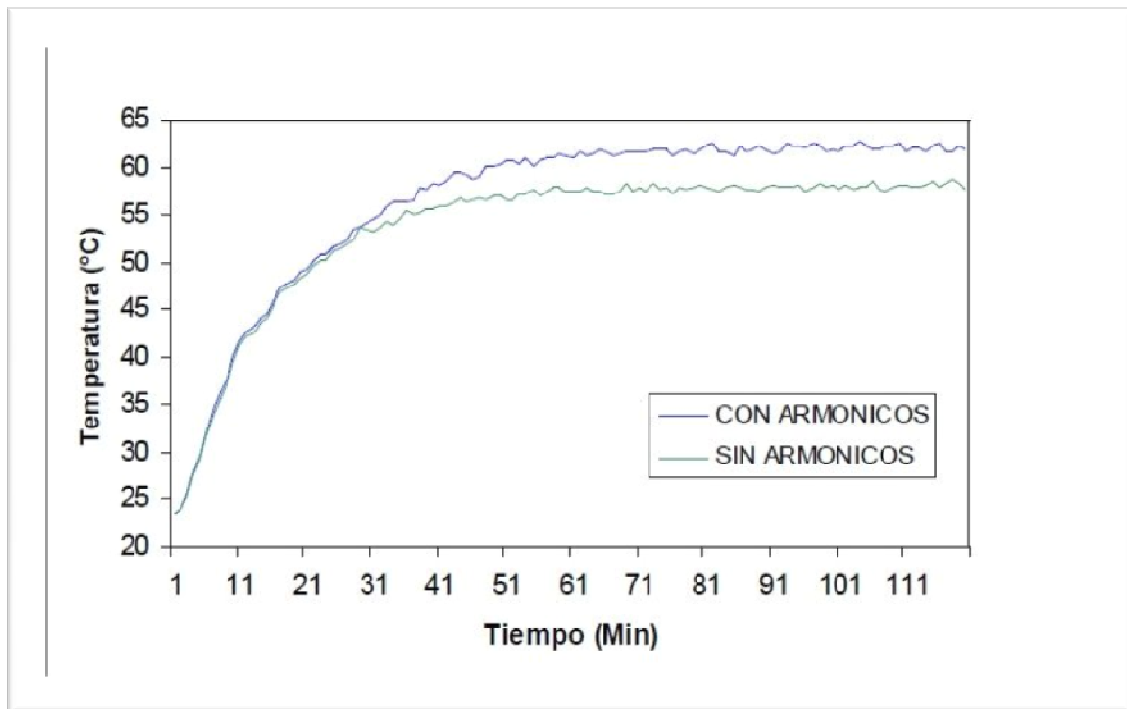


Figura 4.5 – Curvas de Temperatura en un motor de inducción.

De la curva tenemos:

- Para la curva “sin armónicos” la estabilidad térmica se alcanza a los 58 °C aproximadamente.
- Para la curva “con armónicos” la estabilidad se térmica se alcanza a los 62 °C aproximadamente.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

El incremento relativo porcentual de temperatura será:

$$\Delta T_{\%} = \frac{62 - 58}{58} * 100$$

$$\Delta T_{\%} \approx 7\%$$

Este 7% de aumento en la temperatura de funcionamiento del motor es nocivo para la estructura dieléctrica haciendo que sus materiales trabajen fuera de lo que establece su clase térmica y generando un envejecimiento prematuro de los mismos llevando al colapso al motor en cuestión.

En la Tabla 4.1 se presentan la asignación de la Clase Térmica según IEC 60085 para materiales aislantes. Se pueden asumir estos límites como máximos.

Clase Térmica [° C]	Designación	Breve descripción
90	Y	Materiales fibrosos, a base de celulosa o seda, no saturados, no inmersos en líquidos aislantes, y materiales semejantes.
105	A	Materiales fibrosos, a base de celulosa o seda (típicamente) saturados con líquidos aislantes y otros materiales semejantes.
120	E	Comprende algunas fibras orgánicas sintéticas y otros materiales.
130	B	Materiales a base de poliéster y polimídicos aglutinados con materiales orgánicos o saturados con éstos.
155	F	Materiales a base de mica, amianto y fibra de vidrio aglutinados con materiales sintéticos, en general siliconados, poliéster o epóxidos.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

180	H	Materiales a base de mica, asbestos o fibra de vidrio aglutinados típicamente con siliconas de alta estabilidad térmica.
>180	C	Comprende la mica, vidrio, cerámica y cuarzo sin aglutinante.

Tabla 4.1 – Clase Térmica de materiales aislantes.

La experiencia y los ensayos han demostrado que la vida útil de los aislantes de maquinas se comportan como muestra la Figura 4.6. Cuanto mayor es la temperatura de trabajo, mayor es la tendencia de los aislantes a secarse, endurecerse y volverse quebradizos con el tiempo, debido a un paulatino cambio en sus estructuras moleculares. Este cambio afecta sus propiedades eléctricas empeorándolas.

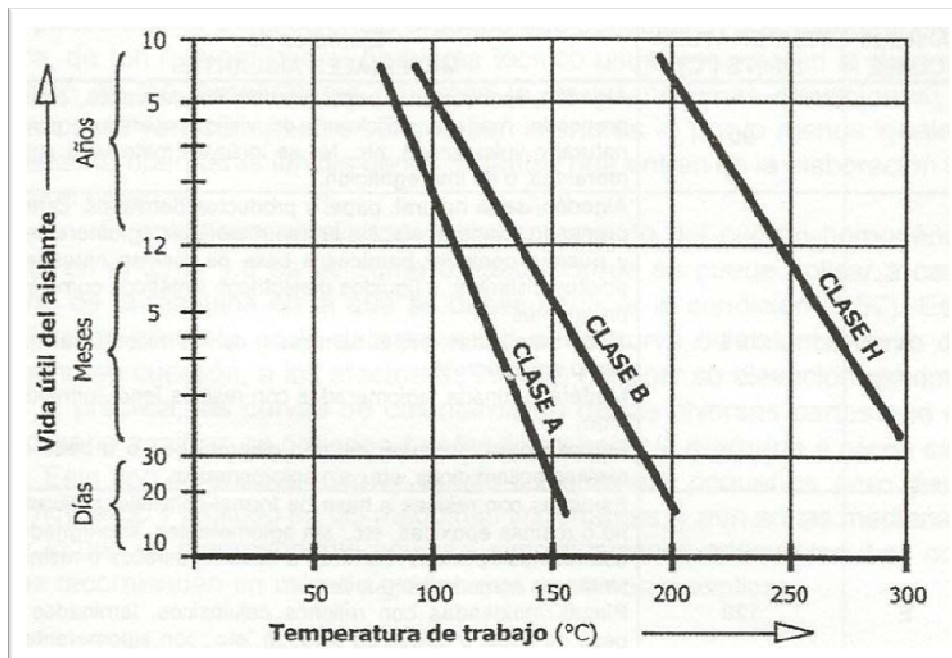


Figura 4.6 – Variación de la vida útil con la temperatura.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Gracias a las componentes armónicas el motor tiene ahora mayores pérdidas. Si nosotros igualamos o bajamos las pérdidas del motor estamos operando con una temperatura igual a su temperatura nominal sin embargo hemos disminuido su capacidad de trabajo.

A partir de esta disminución es que se propone la desclasificación de la potencia del motor como se estudiara en el Capítulo 5.

4.3. Influencia en el torque

Cuando estudiamos el principio de funcionamiento del motor asíncrono vimos que si este se alimenta con un sistema de tensiones trifásicas equilibradas se genera un flujo magnético en el entre hierro, cuyo sentido de giro está determinado por la secuencia de fases, que establece el sentido de las corrientes que se inducen en el rotor y en consecuencia determina el sentido de giro del eje del rotor.

Cuando existen componentes armónicas en el sistema de alimentación, cada una de estas componentes va a generar una f.m.m. (fuerza magneto motriz) armónica que induce, en el arrollamiento del rotor, corrientes a una frecuencia dada por:

$$f_{2n} = s_n \cdot f_1$$

Estas corrientes de frecuencia f_{2n} establecen una f.m.m. también giratoria de velocidad angular absoluta igual a la onda de la componente armónica n en el estator.

De la misma manera que en el caso de tensiones sinusoidales, la interacción de estas ondas armónicas originan pares electromagnéticos cuyo efecto sobre el par resultante va a depender del orden de las componentes armónicas n y en definitiva de la secuencia armónica.

Como la componente fundamental (o armónica de orden 1) es siempre la que tiene mayor magnitud, será ella quien determine el giro del rotor pero las componentes armónicas van a generar, en el estator, un campo magnético también giratorio en el entre hierro.

Así como analizamos la deformación en la onda que producen las componentes armónicas, también podemos estudiar la influencia de las armónicas en la cupla motora a través de la curva par-deslizamiento.

Para empezar el análisis consideremos la 5° armónica que presenta secuencia negativa según se vio en el Capítulo 1. La curva par-deslizamiento de este para esta componente se muestra en la Figura 4.7 (curva de comportamiento teórico extraída de Maquinas Eléctricas - Cortes). De esta figura deducimos que el 5° armónico y en general las armónicas de orden $6n-1$ originan pares que tienen sentido contrario a la fundamental,

es decir que se comportan como frenos ya que la curva se ubica en la zona de deslizamientos menores a la unidad. Hay que aclarar que en la Figura 4.5 se grafica en el eje de ordenadas el par M y en eje de abscisas el deslizamiento s a la frecuencia fundamental.

De la curva se deduce que el efecto es más nocivo en el momento del arranque ($s=1$) puesto que después este efecto se va atenuando a medida que el motor va tomando mayores velocidades (deslizamientos menores).

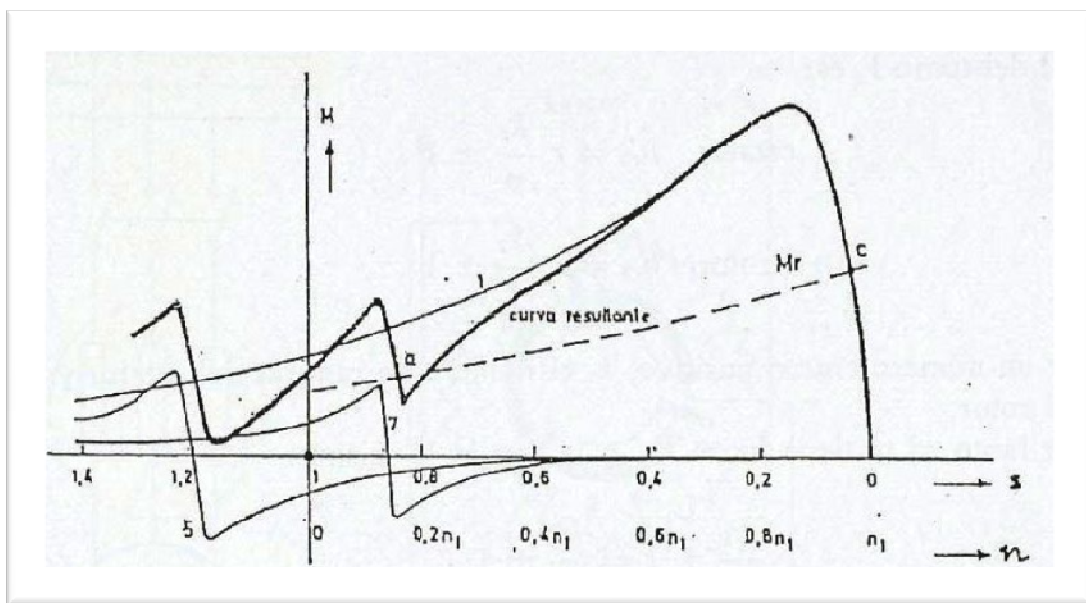


Figura 4.7 – Curva par-deslizamiento considerando armónicos.

Veamos ahora que ocurre con una componente armónica de secuencia positiva como lo es la 7^o, el campo giratorio armónico de las componentes de secuencia positiva tienen el mismo sentido que el generado por la fundamental. Vemos que en el origen $s=1$ la curva es positiva y continua aumentando hasta un valor de par máximo a medida que el motor va tomando velocidad, a partir de este par máximo su valor cae a cero y empieza a hacerse negativo y a partir de ahí empieza a disminuir pero sigue siendo negativo. En esta zona negativa la 7^o armónica presenta un par de sentido opuesto y corresponde a un par resistente funcionando como generador.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

En la Figura también se encuentra representada la curva para la componente fundamental, entonces ahora podemos sumar gráficamente las curvas de las componentes 1°, 5° y 7° para obtener la curva resultante teniendo en cuenta la presencia de armónicas. Esta curva resultante presenta un descenso pronunciado alrededor del valor $s=0,8$; si la curva par-velocidad de la carga es como la representada en línea de trazos, el sistema puede quedar en régimen en el punto *a* y no en el *c*. Esto trae como consecuencia primera un funcionamiento a una velocidad inferior a la requerida por el sistema motor-carga, y en segundo lugar tenemos un consumo de corriente mucho más elevado que puede dañar al motor.

CAPITULO 5: Desclasificación de Motores Asíncronos

5.1. Desclasificación

Los motores asíncronos en general son diseñados para operar con corriente alterna a una única frecuencia que es la frecuencia fundamental. Trabajando en estas condiciones, con una carga nominal y dentro de los límites de temperatura ambiente especificados por el fabricante y las normas, el motor debe ser capaz de evacuar el calor generado por la sumatoria de sus pérdidas sin disminuir su vida útil.

Ahora bien, según nuestro estudio, las pérdidas en el motor de inducción se incrementan a altas frecuencias cuando se alimenta al motor con sistemas que contienen componentes armónicas. A raíz de este hecho se introduce el concepto de *desclasificación* en los motores y otras máquinas eléctricas.

A través de la *desclasificación* se busca cuantificar el efecto de aumento de las pérdidas y por ende el aumento de temperatura producido en los motores asíncronos debido a las corrientes armónicas. Estas corrientes armónicas se introducen al motor cuando este es alimentado por un sistema de tensiones que contiene componentes de tensiones a frecuencias diferentes de la fundamental.

Bajo estas condiciones el motor asíncrono no debe funcionar a su potencia nominal sino que debe disminuirse su carga o reemplazarse por otro. De esta forma el motor es *desclasificado* y se le asigna una potencia equivalente.

Conceptualmente la potencia equivalente de un motor asíncrono es aquella que corresponde al motor alimentado con una tensión sinusoidal tal que provoque las mismas pérdidas que las producidas cuando se aplica una tensión no sinusoidal.

Analíticamente la potencia equivalente es igual a la potencia nominal del motor multiplicada por el factor de reducción de potencia DF (del Ingles *Derating Factor*), para reducir la posibilidad de que se dañe el motor.

Este factor DF se obtiene a través de la curva mostrada en la Figura 5.1 que ha sido extraída de la Norma NEMA MG 1.

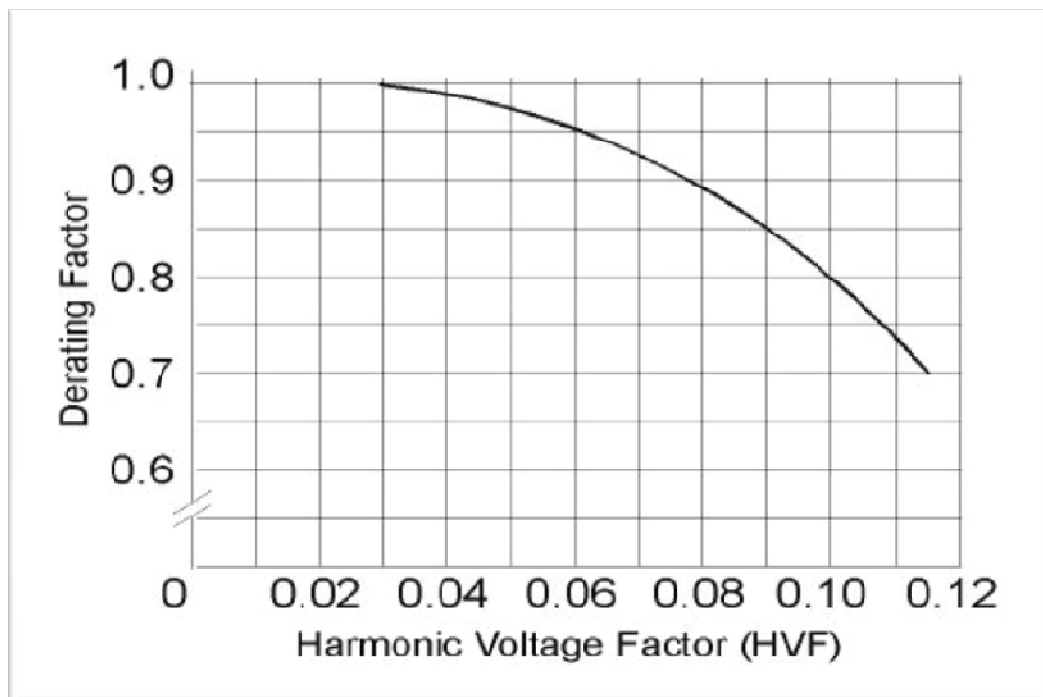


Figura 5.1 – Curva de Reducción para Armónicas de Tensiones.

Esta curva solo tiene en cuenta la existencia de componentes armónicas impares exceptuando aquellas divisibles por tres.

Para obtener el factor DF se ingresa a la curva con el Factor de Tensión Armónica (HVF) que se calcula de la siguiente manera:

$$HVF = \sqrt{\sum_{n=5}^{n=\infty} \frac{V_n^2}{n}}$$

De donde:

n : Orden de la armónica sin considerar las divisibles por tres.

V_n : Tensión a la frecuencia de la armónica n [p.u.]

Ejemplo.

Se tiene un motor asíncrono alimentado por un sistema con componentes armónicas de tensiones, los valores por unidad de estas armónicas de tensiones son: 0.10, 0.07, 0.045 y 0.036 para las armónicas de orden 5, 7, 11 y 13 respectivamente.

Entonces el Factor de Tensión Armónica es:

$$HVF = \sqrt{\frac{0.1^2}{5} + \frac{0.07^2}{7} + \frac{0.045^2}{11} + \frac{0.036^2}{13}}$$

$$HVF = 0.0546 \approx 5\%$$

Con este valor ingresamos a la curva de la Figura 5.1 y obtenemos un Factor de Reducción DF igual a 0,97. Es decir que la potencia del motor debe reducirse en un 3% debido al contenido de armónicas. Para el contenido de armónicas propuestas para el ejemplo la disminución de potencia no es tan llamativa, pero si el HVF llegara por ejemplo a 11% el DF es de 0.75 lo que implica que la potencia del motor debe reducirse en un 25% y este porcentaje si resulta significativo. Mientras que para valores de HVF inferiores a 3% no existe ningún tipo de problemas según esta curva.

En definitiva no es recomendable operar el motor ante un HVF elevado o considerable ya que el incremento de las pérdidas contribuye al incremento de la temperatura y es aconsejable evitar superar los límites de temperatura establecidos por la clase térmica de los materiales, por el bienestar de los componentes aislantes y en definitiva para prolongar la vida útil del motor.

5.2. Pérdida de Eficiencia

Como vimos en el punto 6.1 del Capítulo 3, la eficiencia para un motor de inducción, es decir la eficiencia del proceso de transformación de energía eléctrica en energía mecánica, está determinada por la relación entre la potencia de entrada o absorbida y la potencia útil. Sobre esta última es donde entran en juego las pérdidas.

Si queremos evaluar los cambios en la eficiencia de un motor de inducción cuando este funciona con armónicas de tensión, debemos cuantificar la potencia que debe consumir para realizar el mismo trabajo (potencia equivalente). En condiciones sinusoidales la eficiencia se obtiene de la siguiente manera:

$$\eta = \frac{P_{mi}}{P_1}$$

De donde:

P_{mi} : Potencia mecánica interna.

P_1 : Potencia de entrada del motor.

En presencia de componentes armónicas, la eficiencia se determina a través del principio de superposición por medio del cociente entre la suma algebraica de las potencias desarrolladas por cada armónica y la suma algebraica de las potencias que cada componente armónica absorbe de la red. Esto es:

$$\eta = \frac{\sum P_{mi(k)}}{\sum P_k}$$

Siendo:

$P_{mi(n)}$: Potencia mecánica interna generada por cada armónica de orden n [W]

P_n : Potencia de entrada para cada armónica n [W]

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Consideremos un motor de inducción de 3 HP alimentado por un sistema de tensiones con componentes armónicas presentadas de la siguiente manera:

Forma de Onda	Contenido de 5 ^{ta} armónica	Contenido de 7 ^{ma} armónica
Fundamental	0%	0%
Numero 1	15%	10%
Numero 2	20%	15%

Vamos a considerar que la potencia mecánica del motor varía entre un 25% y 100% de su capacidad nominal (0,75 HP y 3 HP). Con estos valores y haciendo uso del circuito equivalente modificado del Capítulo 4 podemos obtener los parámetros del mismo. Luego, calculando las potencias armónicas y teniendo en cuenta que $P_{mi(\omega)}$ es la potencia disipada por la resistencia de carga del circuito equivalente modificado. Una vez que se cuantifican estas pérdidas y calculando la eficiencia del motor asíncrono según la última ecuación, obtenemos las curvas que se muestran en la *Figura 5.2*.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

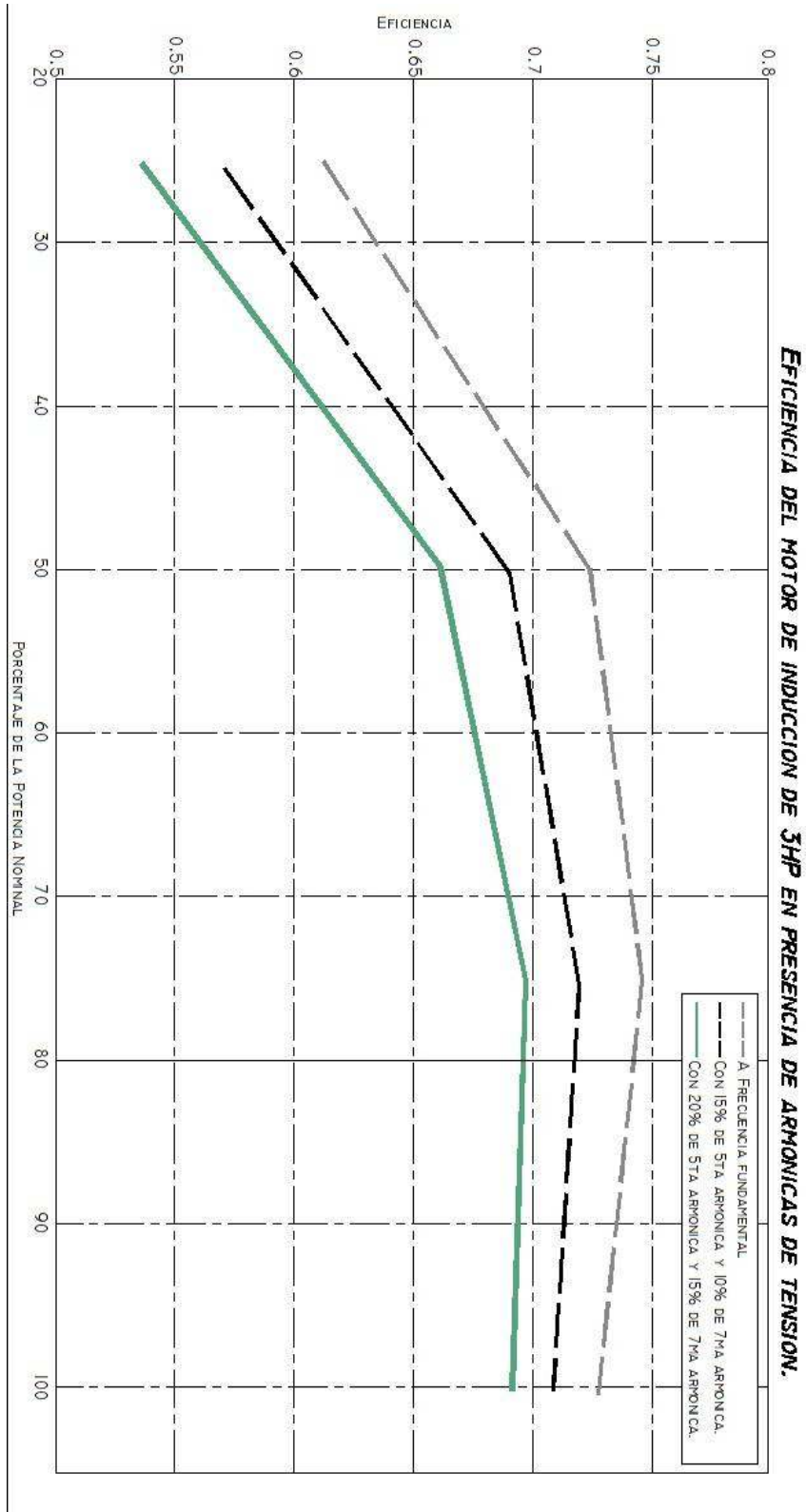


Figura 5.2 – Efecto de las armónicas sobre la eficiencia en un motor de inducción.

De estas curvas se observa que la eficiencia del motor de inducción disminuye en presencia de armónicas y la tasa de disminución va a depender del orden y la magnitud de las componentes armónicas presentes. Se ve que la eficiencia del motor es mayor a medida que la potencia en su eje se aproxima a la potencia asignada.

Como muestra la figura, a medida que se incrementa el porcentaje de las armónicas (en este caso la 5^{ta} y 7^{ma}) la eficiencia se ve reducida de manera tal que para una potencia igual al 50%, la eficiencia cae aproximadamente en un 3% cuando el contenido de armónicas se incrementa en un 5%.

Además comparando la curva a frecuencia fundamental con la curva verde (20% de 5^{ta} armónica y 15% de la 7^{ma}) a un 25% de su carga nominal, la eficiencia del motor disminuye en un 8% lo cual no nos parece despreciable.

No existe una curva universal de pérdida de eficiencia para los motores de inducción ya que el tamaño y el diseño afecta su pérdida de capacidad ante la distorsión armónica.

Se hace evidente que mientras más contenido de componentes armónicas tengamos la situación tendera a empeorar si no se toman medidas para eliminar o por lo menos limitar la polución armónica en la alimentación de los motores asíncronos.

CAPITULO 6: Práctica sobre motor Asíncrono

6.1. Ensayo en Motor Asíncrono

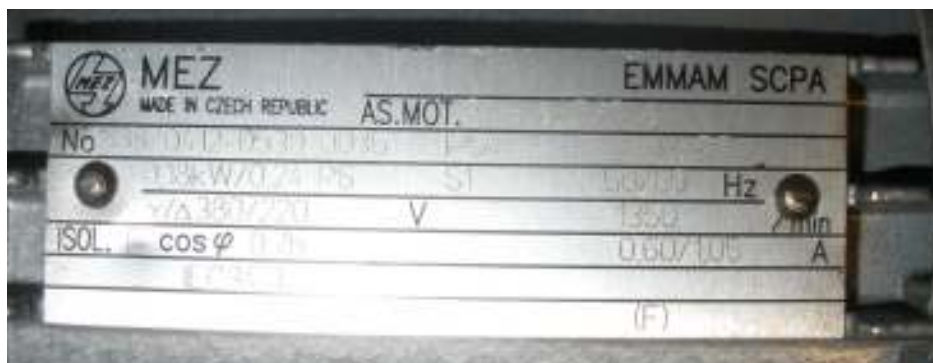
Para validar el estudio y los comportamientos teóricos estudiados hasta ahora se propone realizar una experiencia práctica sobre un motor alimentado con un generador de armónicas. El efecto más importante de estas armónicas es el incremento de las pérdidas, este aumento de pérdidas se traduce en un aumento de la temperatura del motor que genera un deterioro del mismo. Por lo tanto, en las pruebas realizadas al motor, se busca medir ese incremento de temperatura en el devanado estatorico ya que es el único al que tenemos acceso.

Esta práctica se lleva a cabo en el Laboratorio de Baja Tensión de la Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales de la Universidad Nacional de Córdoba bajo la supervisión y colaboración del Ingeniero Fernando Ybañez a quien hago llegar mi sincero agradecimiento.

El Laboratorio de Baja Tensión cuenta con diversos equipos de medición, los que nos fueron facilitados y sin los cuales hubiera sido difícil concretar el cierre del Proyecto Integrador. Es importante ahora conocer las características motor seleccionado al igual que los equipos para la realización de la prueba. Luego es menester establecer los pasos a llevar a cabo para obtener la información suficiente.

Motor a ensayar

Se trata de un motor asíncrono trifásico que presenta las siguientes características según su placa de identificación:



Potencia	0,18 kW
Tensión	Y/Δ 380/220 V
Frecuencia	50 / 60 Hz
r.p.m.	1350
Cos φ	0,75
Corriente	0,6/1,05 A
Clase de Aislamiento	F

Este motor se encuentra conectado a un variador de velocidad HITACHI que se utilizara solo en una etapa del ensayo.

Variador de Velocidad

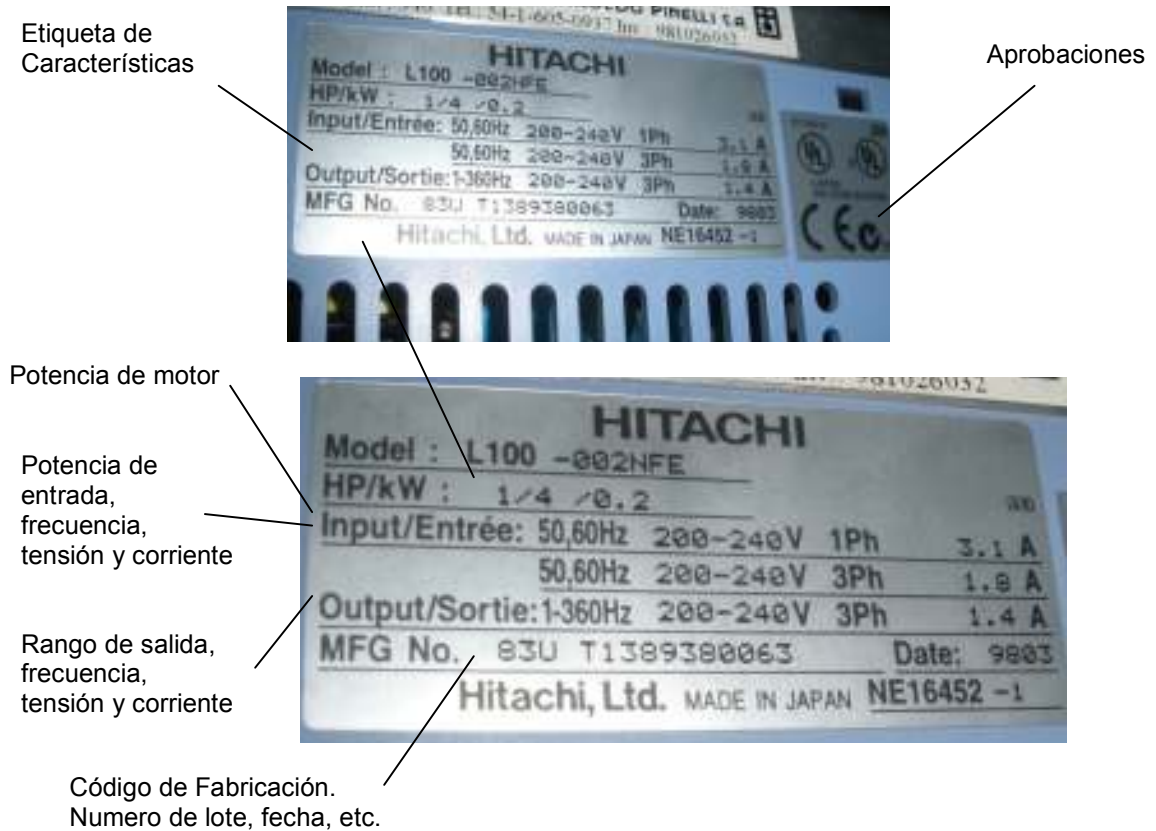


Variador de Velocidad HITACHI modelo L100 de alimentación monofásica de 220 VAC y salida trifásica de 220 VAC. La línea L100 incluye más de una docena de modelos que cubren motores de $\frac{1}{4}$ de Hp hasta 10 HP.

Se trata de un controlador electrónico para motor de corriente alterna que permite variar la velocidad variando la frecuencia de la tensión que le llega al motor. La variación de la frecuencia se realiza en simultaneo con la variación de la tensión eficaz de alimentación

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

para logra cupla constante. Un variador de velocidad también presenta una placa de identificación como la siguiente:



Como ya se menciona el Laboratorio de Baja Tensión cuenta con instalaciones aptas para la realización del ensayo, además cuenta con los siguientes equipos:

6.2 Equipos a utilizar

Multimetro Digital



Multimetro UNIGOR 390 – LEM con capacidad de medición de tensión hasta 600 V RMS y hasta 10 A de corriente.

Medidor de Calidad de Energía Eléctrica



Medidor Marca YOKOGAWA CW240. Este equipo cuenta con pinzas amperometricas convencionales para la medición de corrientes y cables de conexión tipo caimán para la medición de tensión.

El CW240 es un medidor de potencia de pinza que mide los parámetros necesarios para diversas medidas de potencia o calidad de la energía eléctrica para llevar a cabo nuestro análisis. Los parámetros de medición son los que se enlistan a continuación y se miden simultáneamente.

- Tensión RMS
- Corriente RMS
- Potencia (activa, reactiva y aparente)
- Factor de Potencia
- Angulo de fase
- Frecuencia
- Energía Eléctrica
- Armónicas (de tensión y corriente)
- Fluctuación de Tensión
- Demanda

Sensor de Temperatura



Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Termómetro multiuso FLUKE 561. Nos permite realizar medidas de temperatura por contacto de una manera muy sencilla. Esta herramienta presenta las siguientes características:

Rango de temperatura	De -40 °C a 550 °C
Resolución de la pantalla	0,1° de lectura
D:S (Distancia al blanco)	12:1
Selector de emisividad de fácil uso	Tres opciones de configuración: bajo (0,3), medio (0,7) y alto (0,95)
Precisión de datos (para temperatura ambiente de trabajo de 23 °C a 25 °C)	± 1,0% de lectura o ± 1 °C, la mayor de ambas; bajo 0 °C, ± 1 °C, ± 1°/1°C
Tiempo de respuesta	500 ms (95% de lectura)
Capacidad de repetición	± 0,5% de lectura ó 1 °C, la mayor de ambas
Respuesta espectral	De 8 µm a 14 µm
Puntero láser	De punto único
Desconexión del láser	El láser se apaga cuando la temperatura ambiente supera los 40 °C
Características del láser	Clase 2 (II) de funcionamiento; potencia < 1 mW, longitud de onda de 630 nm a 670 nm
Humedad relativa	De 10% a 90% de humedad relativa sin condensación, a < 30 °C
Alimentación	2 pilas AA (alcalina o NiCD)
Retención de valores en pantalla	7 segundos
Pantalla con retroiluminación	Sí, LCD con opciones de visualización doble de temperatura (actual y MÁX/MÍN/DIF/Termopar K), indicación de batería baja, indicación en grados °C/°F y exploración/retención de datos
Temperatura de trabajo	De 0 °C a 50 °C
Temperatura de almacenamiento	De -20 °C a 65 °C
Valores de temperatura máximos, mínimos y diferenciales	Sí
Entrada de miniconector para termopar tipo K	Sí, compatible con sondas tipo K estándar con miniconector
Sonda (con sujeción de velcro) para tuberías con termopar tipo K	Sí, con un rango de temperaturas de 0 °C a 100 °C y una precisión de ± 2,2 °C
Guía de medida de sistemas de calefacción, ventilación y aire acondicionado	Sí

6.3 Procedimiento del ensayo General

El ensayo de desarrolla en dos etapas, una etapa en la que el motor es alimentado con una tensión trifásica directa de la red, es decir con una tensión prácticamente sinusoidal, y la segunda etapa consiste en alimentar al motor a través de un variador de velocidad.

Antes de realizar cualquier conexión es necesario medir la resistencia del arrollamiento estatorico en frio para, con los datos de la etapa final, determinar la temperatura del arrollamiento. Además comprobamos que la temperatura del motor y la ambiente no disten más de 3°C. Los valores obtenidos son los siguientes:



$$T_{\text{carcasa}} = \theta_1 = 21,5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_R = 57,281 \text{ } \Omega$$

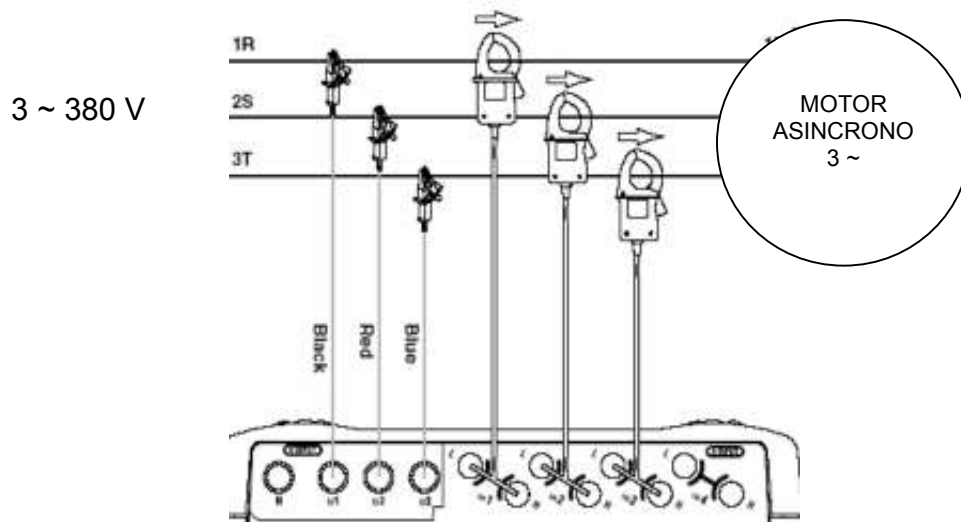
$$R_S = 57,890 \text{ } \Omega$$

$$R_T = 57,503 \text{ } \Omega$$

$$R_1 = R_{\text{PROMEDIO}} = 57,558 \text{ } \Omega$$

Esa es la resistencia promedio de los arrollamientos del estator.

6.3.1 ALIMENTACIÓN CON TENSIÓN SINUSOIDAL



Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista



De acuerdo a la información de la placa de características del motor, este funciona con 380 VAC conectado en estrella. En la siguiente figura podemos ver que se ha cerrado el centro de estrella a través de pinzas para lograr una desconexión rápida y así conseguir una medición de resistencia en caliente prácticamente en tiempo cero.



Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

El ensayo en esta etapa consiste en hacer funcionar al motor alimentado con una onda sinusoidal y conseguir que tome carga hasta establecer una corriente igual a su corriente nominal. Para ello se acoplo un freno de asbesto con la capacidad de resistir la fricción sin gastarse demasiado rápido. El montaje del freno es un montaje casero pero muy útil para hacer las veces de carga.

Cuando ponemos en funcionamiento el motor con carga obtenemos los siguientes parámetros:

Potencia Activa	P	0.05 kw
Potencia Reactiva	Q	0.10 kVAr
Potencia Aparente	S	0.11 kVA
Factor de Potencia	FP	0.44
Tensión de Línea	U_R	386 V
Tensión de Línea	U_S	386,2 V
Tensión de Línea	U_T	387,5 V
Corriente de Línea	I_R	0,57 A
Corriente de Línea	I_S	0,57 A
Corriente de Línea	I_T	0,56 A
Frecuencia	f	50,0 Hz
Armónicas en corriente	THDI	0 %

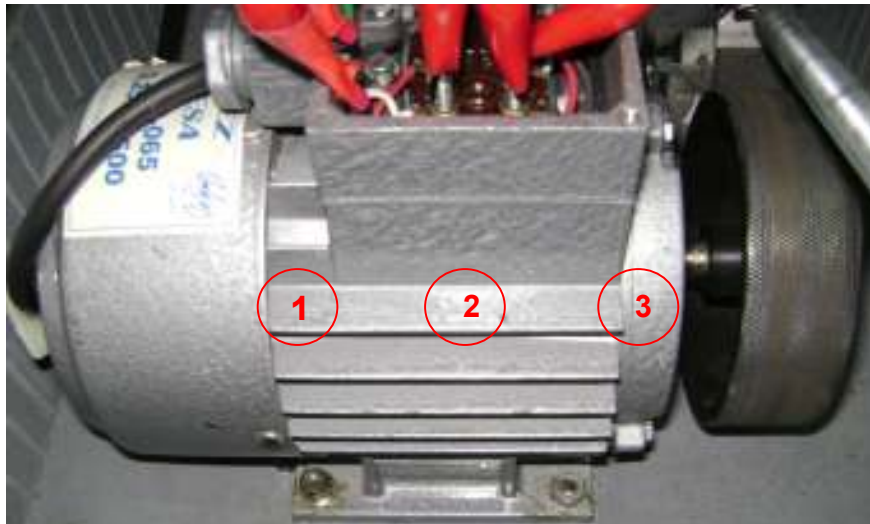
Hay que remarcar que en la configuración estrella, la corriente de línea que leemos en el medidor de parámetros es igual a la corriente de fase, es decir que la corriente que leemos en forma directa para la configuración estrella es la que está circulando por los arrollamientos estatoricos y serán estas las que producirán el calentamiento del cobre.

Una vez ajustado el valor de la corriente de fase, se deja al motor funcionando en esta condición y se mide la temperatura de la carcasa por medio de una pistola de temperatura FLUKE , se consideraron tres puntos sobre la carcasa y el promedio de sus lecturas se utiliza para la evaluación del ensayo. Estas mediciones son realizadas a intervalos regulares de tiempo hasta que se logra alcanzar el equilibrio térmico.

El equilibrio térmico se alcanza cuando la variación de temperatura entre dos intervalos consecutivos no supera un valor determinado. Hemos adoptado como criterio que el equilibrio se alcanzara cuando la diferencia de temperatura entre intervalo no supere 1 °C y hemos elegido un intervalo de cinco minutos entre medición para obtener mayor cantidad de puntos para la curva de calentamiento teniendo en cuenta que la

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

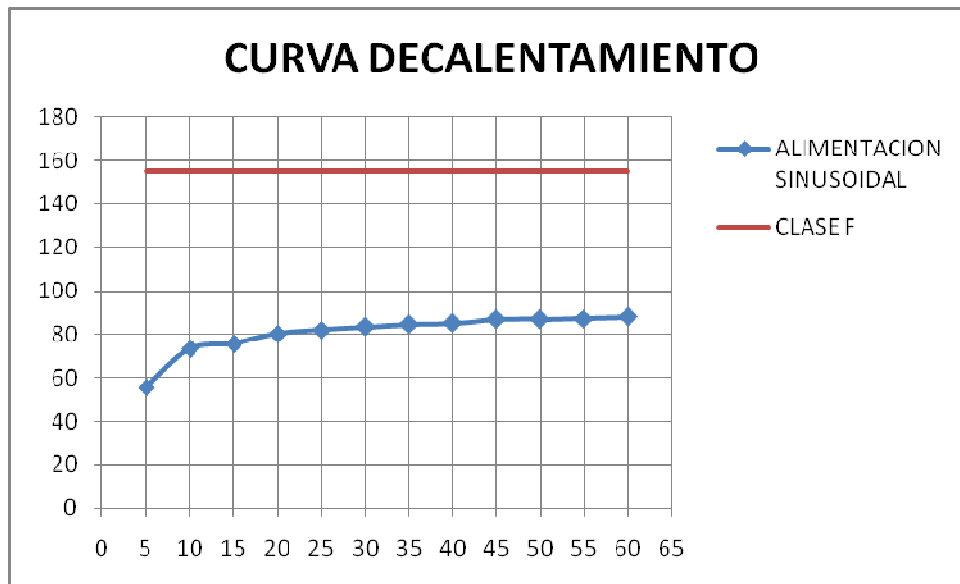
temperatura del motor se incrementara rápidamente en comparación con un transformador aislado en aceite dado que el motor se encuentra solo refrigerado por aire.



<i>TIEMPO [min]</i>	<i>TEMPERATURA 1 [°C]</i>	<i>TEMPERATURA 2 [°C]</i>	<i>TEMPERATURA 3 [°C]</i>	<i>PROMEDIO</i>
5	52	57,67	57,4	55,69
10	72,9	73,3	73,8	73,33
15	75,5	75,8	76,2	75,83
20	79,6	79,2	81,9	80,23
25	81,8	81	83,1	81,97
30	83,8	81,7	84,6	83,37
35	84	84,1	85,9	84,67
40	84,6	84,3	86,3	85,07
45	86,9	85,5	88,1	86,83
50	87,2	85,6	88,2	87,00
55	87,8	85,8	88,4	87,33
60	88,1	87,3	88,5	87,97

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

Con los valores relevados podemos trazar la curva de calentamiento para el motor funcionando en esta condición.

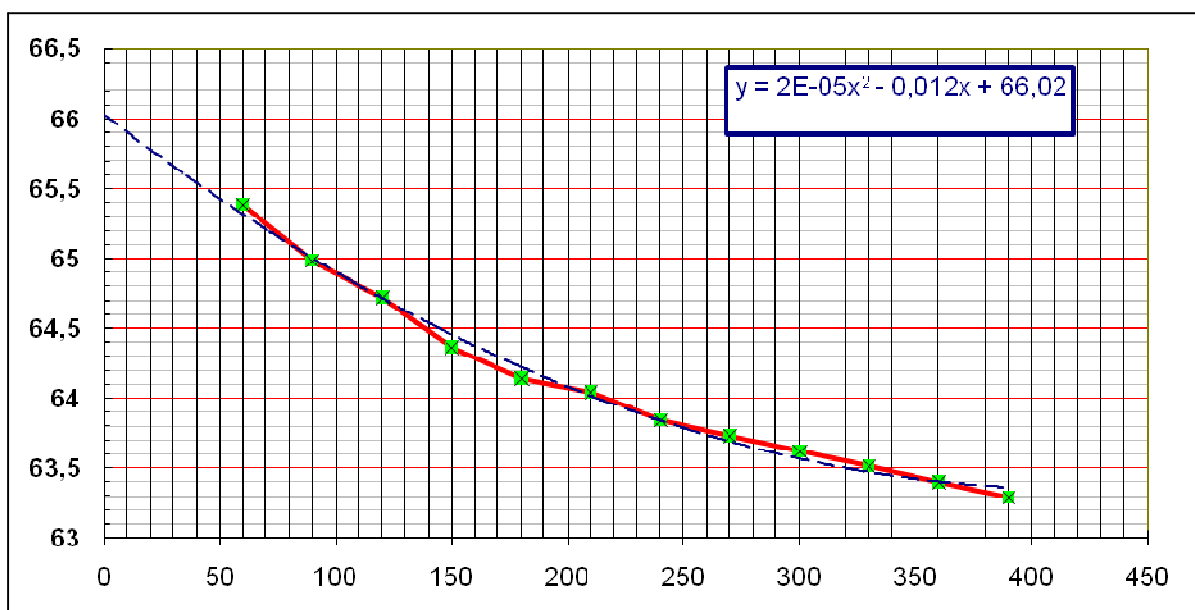


Luego de alcanzar el equilibrio térmico se miden las resistencias de los arrollamientos después de una desconexión rápida de la alimentación. Por razones de practicidad se centra la medición en uno solo de los tres arrollamientos.

Ω	min	seg	SEG
	0	0	0
65,38	1	0	60
64,98	1	30	90
64,72	2	0	120
64,36	2	30	150
64,14	3	0	180
64,04	3	30	210
63,84	4	0	240

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

63,73	4	30	270
63,62	5	0	300
63,51	5	30	330
63,4	6	0	360
63,29	6	30	390



A través de una función cuadrática aproximada por mínimos cuadrados se extrapola el valor de resistencia a tiempo cero obteniéndose el siguiente valor:

$$R_2 = R_{t=0} = 66 \Omega$$

Determinación de la temperatura de los arrollamientos

La determinación de la temperatura del arrollamiento se obtiene por medio de la medición de resistencia extrapolada a tiempo cero. Empleando el valor de la resistencia en frío a la temperatura de referencia y la ecuación de variación de resistencia con la temperatura, podemos calcular:

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{235 + \theta_2}{235 + \theta_1}$$

Expresión válida para conductores de cobre, de donde:

R_1 = Resistencia de referencia en frío

θ_1 = Temperatura de referencia (ambiente)

R_2 = Resistencia luego del equilibrio termico

θ_2 = Temperatura durante el regimen de carga

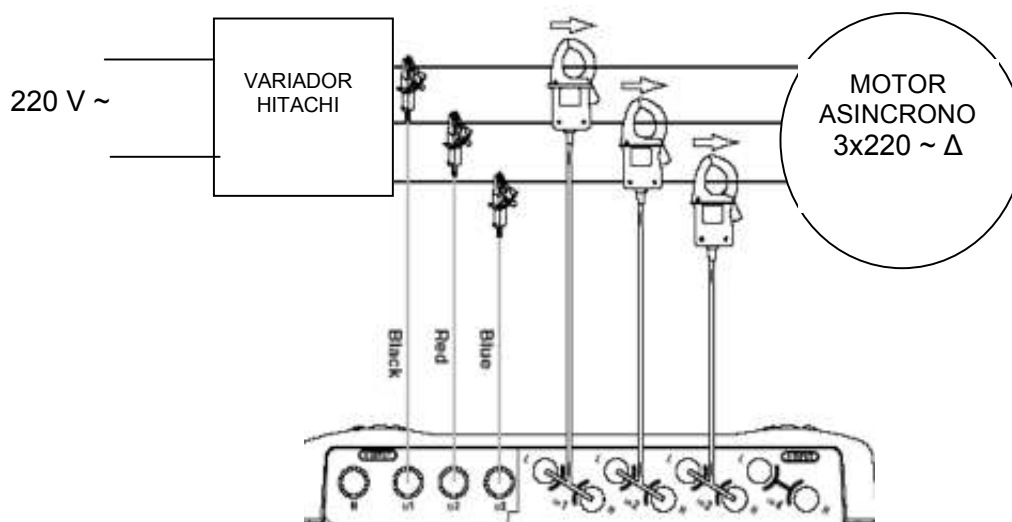
Cuando se mide la resistencia R_2 a la temperatura de equilibrio, se obtiene el valor de temperatura siguiente:

$$\theta_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (235 + \theta_1) - 235$$

$$\theta_2 = \frac{66}{57,56} (235 + 21,5) - 235$$

$$\theta_2 = 59,11^\circ\text{C}$$

6.3.2 ALIMENTACION CON VARIADOR DE VELOCIDAD



Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista



Al desconectar el motor para determinar los incrementos de temperatura en la etapa anterior, el motor pierde su equilibrio térmico. Cuando se conecte de nuevo y se carga al igual que antes de parar para realizar la curva de resistencia en función del tiempo, deberá esperarse aproximadamente unos 30 minutos antes de que el motor recupere un estado cercano al equilibrio térmico que tenía antes de la determinación de los incrementos de temperatura.

En esta etapa del ensayo interconectamos el variador de velocidad entre la fuente de energía y el motor tal y como muestra el esquema. En este caso el motor es alimentado con 220 VAC trifásicos conectado en triángulo. El variador fue configurado para indicar la corriente que consume el motor, este valor es una corriente de línea.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista



Teniendo en cuenta la relación entre corriente de línea y de fase para las conexiones estrella y triángulo, en este caso el valor de corriente fue ajustado para que en el arrollamiento estatorico circule la misma corriente de fase que en la primera etapa del ensayo.

Los valores medidos son los siguientes:

Potencia Activa	P	0.05 kw
Potencia Reactiva	Q	0.11 kVAr
Potencia Aparente	S	0.12 kVA
Factor de Potencia	FP	0.37
Tensión de Línea	U_R	205,3 V
Tensión de Línea	U_S	207,2 V
Tensión de Línea	U_T	207,8 V
Corriente de Línea	I_R	0,982 A
Corriente de Línea	I_S	0,981 A
Corriente de Línea	I_T	0,986 A
Frecuencia	f	45 Hz
Armónicas en corriente	THDI	16,03 %

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista

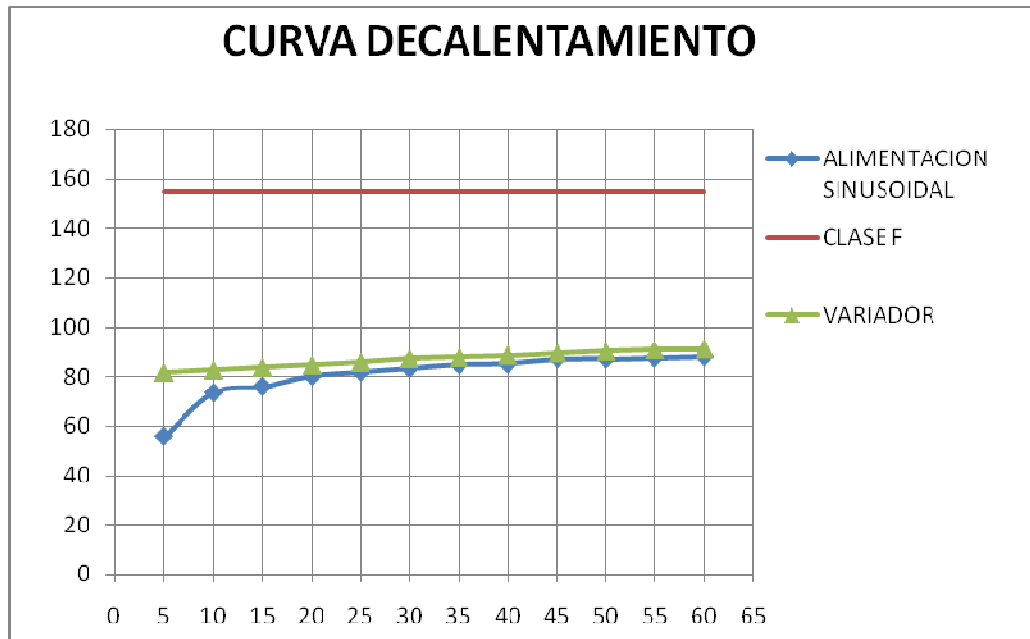
Orden de Armonica	%
1	100
3	12,2
5	6,5
7	7,5
9	3,1

Con estos valores se deja en funcionamiento el motor y se mide temperatura en la carcasa cada cinco minutos obteniendose los siguientes valores:

TIEMPO [min]	TEMPERATURA 1 [°C]	TEMPERATURA 2 [°C]	TEMPERATURA 3 [°C]	PROMEDIO
5	81,2	81,6	82,4	81,73
10	82,7	82	83,5	82,73
15	83,3	83,1	84,6	83,67
20	84,3	84,4	85,5	84,73
25	85	85,7	86,3	85,67
30	86,2	87,1	88,3	87,20
35	86,9	87,5	88,7	87,70
40	87,4	88,2	89,5	88,37
45	88,3	89,5	90,6	89,47
50	89,2	90,3	91,4	90,30
55	90,1	90,7	91,5	90,77
60	90,5	91,1	91,6	91,07

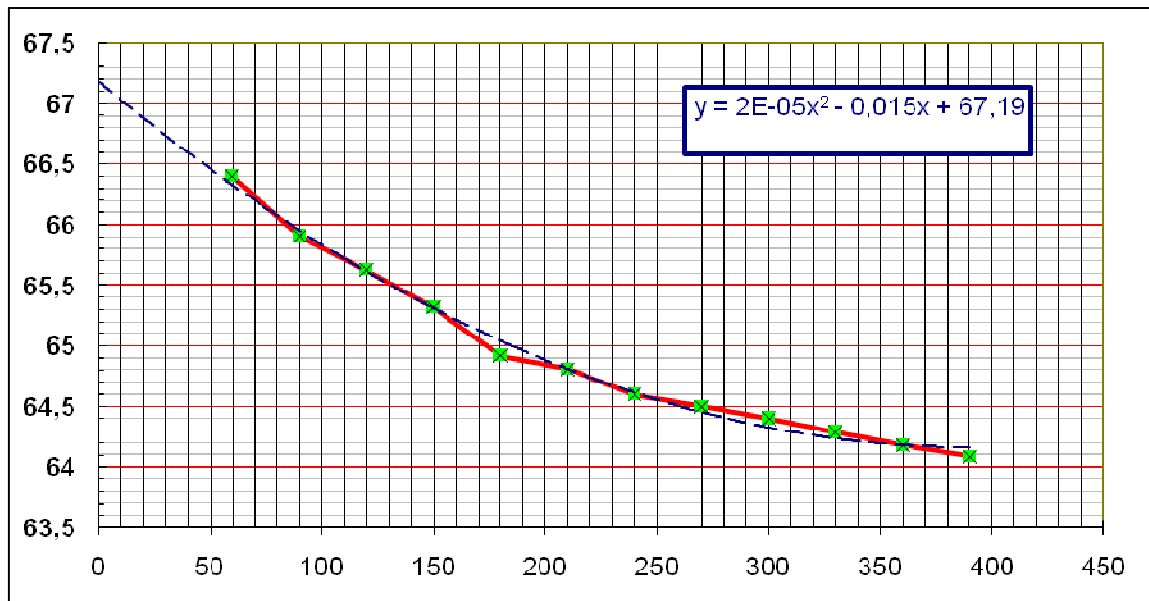
Con estos valores trazamos la curva de calentamiento para esta condicion de funcionamiento y la comparamos con la condicion anterior.

Escuela de Ingeniería Mecánica Electricista



Luego, al igual que en la primera etapa, medimos la resistencia óhmica de una fase del arrollamiento estatorico y trazamos la curva de resistencia versus tiempo para poder extrapolar y acercarnos al valor de la resistencia al momento de la desconexión.

Ω	min	seg	SEG
	0	0	0
66,4	1	0	60
65,91	1	30	90
65,63	2	0	120
65,32	2	30	150
64,92	3	0	180
64,81	3	30	210
64,6	4	0	240
64,5	4	30	270
64,4	5	0	300
64,29	5	30	330
64,18	6	0	360
64,09	6	30	390



El valor de la resistencia extrapolada a tiempo cero es:

$$R'_2 = R_{t=0} = 67,2 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Otra vez, para obtener la temperatura del arrollamiento estatorico empleamos la siguiente fórmula:

$$\frac{R'_2}{R_1} = \frac{235 + \theta'_2}{235 + \theta_1}$$

Cuando se mide la resistencia R2 a la temperatura equilibrio, se obtiene el valor de temperatura siguiente:

$$\theta'_2 = \frac{R'_2}{R_1} \cdot (235 + \theta_1) - 235$$

$$\theta'_2 = \frac{67,2}{57,56} (235 + 21,5) - 235$$

$$\theta'_2 = 64,46 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Es notorio el incremento de temperatura que se produce comparando la primera etapa “sin armónicas” donde se alcanza una temperatura de 59,11 °C y la segunda etapa “con armónicas” donde se alcanza una temperatura de 64,46°. Estamos hablando de un incremento del 9% en temperatura como consecuencia de armónicas que sin lugar a dudas resulta nocivo para la vida útil de nuestro motor y además reducen la salida de potencia mecánica del mismo ya que para evitar este calentamiento excesivo se recomienda disminuir la potencia del motor de acuerdo a la Norma NEMA en función del contenido de armónicas como ya se vio en el capítulo anterior

CONCLUSIONES

Al finalizar este Trabajo Integrador podemos hacer las siguientes conclusiones:

a) Hoy en día los Entes Reguladores de la Energía Eléctrica ponen mucho énfasis en la Calidad de la Energía Eléctrica ya que son estos Entes Reguladores los que velan por la calidad del servicio entregado.

Uno de los inconvenientes que se presentan en la actualidad y que afectan a la Calidad de la Energía Eléctrica es la deformación de la onda producida en gran parte por las *componentes armónicas*. En la actualidad, a diferencia de años anteriores, el Sistema Eléctrico se encuentra contaminado por las llamadas *cargas no lineales* que en gran medida constituyen las fuentes de armónicas más importantes. Lo más grave es que estas cargas no lineales se incrementan día a día y en forma abrupta con los nuevos avances y desarrollos tecnológicos. Sin ir más lejos, hoy en día es casi imposible no encontrar algún equipo electrónico que introduzca deformaciones en nuestros hogares y en contraposición si resulta difícil encontrar cargas lineales tales como una lámpara incandescente debido a que las llamadas lámparas de bajo consumo han ganado el mercado brindando una gran eficiencia en detrimento de la calidad de la energía. Son esta clase de equipos los que producen muchos de los problemas de armónicas que se detectan hoy en la industria y en el comercio.

b) El impetuoso avance de la aplicación de la electrónica, en especial la de potencia, en los equipos utilizados en los sistemas eléctricos hace necesario adoptar medidas que conlleven a un control sobre el tema. Si bien existen Normas que establecen los niveles de armónicas mínimas, es menester aplicar medidas para tratar de mantener los sistemas eléctricos con una Calidad de Energía adecuada.

c) En la actualidad los motores trifásicos de inducción son indispensables en la generación de energía eléctrica así como también en el ámbito industrial y doméstico. Es por ello que su buen funcionamiento y la prolongación de su vida útil son de mucha importancia. Cuando los motores asíncronos son alimentados por sistemas de

tensiones con componentes armónicas, estas armónicas además de disminuir su factor de potencia también aumentan principalmente sus pérdidas en el hierro y sus pérdidas adicionales atentando contra la eficiencia perdiendo vida útil del equipo gracias al incremento de temperatura asociado al aumento de las pérdidas. A través de una ponderación del contenido de armónicas presentes en la alimentación se puede reclasificar al motor, según recomendaciones de la Norma NEMA, asignándole una potencia equivalente menor con el único objetivo de proteger los materiales aislantes haciendo que estos trabajen dentro de los límites de temperaturas establecidos por su clase térmica, de esta forma evitamos su envejecimiento prematuro y se prolonga la vida útil del motor.

d) Si bien nos centramos en el estudio del incremento de las pérdidas producidas por las componentes armónicas, estas también son perjudiciales desde el punto de vista del torque en el eje del motor. Si bien los efectos dependen del orden de la componente armónica, las armónicas más nocivas son la 5^{ta} que es de secuencia negativa y cuyo campo magnético gira en sentido contrario al de la fundamental cinco veces más rápido y la 7^{ma} que es de secuencia positiva y crea un campo magnético que gira en el mismo sentido que el creado por la fundamental pero siete veces más rápido. Por lo tanto, la interacción de los campos magnéticos de secuencia positiva y negativa producen oscilaciones torsionales en el eje del motor provocando vibraciones mecánicas.

RECOMENDACIONES

Tras la culminación de nuestro trabajo nos permitimos hacer las siguientes recomendaciones:

- 1- Evaluación y distribución de las pérdidas armónicas en motores alimentados con variador de frecuencia a través de un software de simulación a través de elementos finitos. Además con esta simulación poder obtener un perfil de temperatura de las partes internas del motor para determinar cuáles son las más exigidas térmicamente.
- 2- Así como para validar este trabajo se realizó una medición de laboratorio, proponemos efectuar una desclasificación experimental en un motor disminuyendo su potencia nominal en función del contenido de armónicas y establecer que temperatura se alcanza en este régimen, para poder ver de manera concreta los efectos de la desclasificación.
- 3- Complementar este estudio con el efecto de las sub armónicas e inter armónicas en motores de inducción ya que varios autores de la bibliografía consultada consideran que tienen también un efecto muy grave en la vida útil de los motores asíncronos.
- 4- Dar a conocer a los estudiantes de la Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales las diferentes herramientas con las que cuentan los diferentes laboratorios eléctricos y la posibilidad de realizar diversos estudios o ensayos para profundizar los conocimientos de temas puntuales.