

# Tesis Doctoral

Contribución al estudio de las ondas de campo armónico y las pérdidas adicionales que se originan en los motores eléctricos de inducción asíncronos alimentados con convertidor de frecuencia en modulación del ancho de los impulsos

*Autor: Ing. Ind. **Atanasi Jornet***

*Director : Prof. Dr-Ing. **Ángel L. Orille***

Terrassa 2005

A mis compañeros del *Departament d'Enginyeria Elèctrica de la UPC* y de la fábrica *AEG Electric Motors S.A.*

# Tesis Doctoral

Contribución al estudio de las ondas de campo armónico y las pérdidas adicionales que se originan en los motores eléctricos de inducción asíncronos alimentados con convertidor de frecuencia en modulación del ancho de los impulsos

*Autor: Ing. Ind. **Atanasi Jornet***

*Director : Prof. Dr-Ing. Ángel L. Orille*

## *Resumen*

En esta tesis se profundiza en el estudio del comportamiento del motor de inducción alimentado con convertidor de frecuencia y se aportan soluciones constructivas prácticas de su diseño que permiten una mejora de las características de funcionamiento.

Mediante la aplicación de la transformada “Wavelets” al análisis de la señal que alimenta el motor de inducción se han podido obtener las frecuencias y la amplitudes de las tensión y de la corriente de la señal fundamental y también de los armónicos en el transcurso del tiempo, lo que ha permitido solventar los problemas que presenta la transformada rápida de Fourier (FFT) cuando varía la frecuencia de la portadora en el tiempo.

Asimismo, se ha investigado sobre el origen de las pérdidas y su distribución en los motores alimentados con convertidor de frecuencia. A tal fin se emplea el método de los elementos finitos para evaluar las pérdidas armónicas (el desplazamiento de la corriente en los conductores del rotor y las pérdidas en el hierro) y un método experimental basado en el análisis armónico (MAA) que permite la determinación de las pérdidas dependientes de la carga en el hierro y en el cobre.

La inclusión de las pérdidas armónicas en el cálculo de las pérdidas equivalentes, utilizadas en el modelo térmico del motor eléctrico, permite prever, partiendo de motores de referencia conocidos, los nuevos incrementos de temperatura de las partes más significativas del motor.

Los resultados anteriores permiten la introducción de modificaciones en la máquina para disminuir las pérdidas donde se originan. Por ejemplo, nuevos diseños de ranura rotórica que disminuya el fenómeno del desplazamiento de la corriente,

también la transformación de ranuras abiertas en ranuras cerradas o la utilización de chapa magnética de bajas pérdidas.

Los buenos resultados obtenidos durante la validación experimental de los procedimientos de optimización sobre los prototipos construidos y la sistematización del proceso, hace posible una aplicación inmediata al desarrollo de toda la gama de motores normalizados IEC, lo que redundaría en una mejora del rendimiento de los mismos.

Terrassa 2005

# Thesis Doctoral

Contribution to the Study of the Flux Harmonics' and the Additionally Developed Losses in the Electric Motors Fed by Frequency Converter with Pulse Width Modulation

*Author: Ing. Ind. **Atanasi Jornet***

*Director : Prof. Dr-Ing. **Ángel L. Orille***

## *Abstract*

The aim of this thesis is to achieve further knowledge in the behaviour of the induction motor fed by frequency converter and to offer practical solutions in the motor design to improve its performance.

By means of the introduction of the Wavelets Transform Analysis, it is possible to obtain the amplitude and frequency of fundamental and the harmonics of voltage and current of the induction motor. This solves the problem that introduces the analysis with the Fast Fourier Transform (FFT) when the carrier changes its frequency during operation.

Meanwhile the causes that produce the losses and their distribution in the motors fed by frequency converters have been investigated. To get a better approach, a FEM application is used to calculate accurately each motor loss and especially those produced by skin effect in the rotor slots and the iron losses. An empirical method based on the harmonics analysis (MAA) has been developed to obtain easily the stray load losses. In this issue these losses are called "Summation of iron and copper losses load dependent".

The harmonic losses are taken into account to calculate the new equivalent losses that are used in the thermal model of the electric machine. With the aid of the results of a reference motor, these losses offer the chance to estimate by calculation, the temperature rise of the main parts of a new motor design.

Above results allow the introduction of design changes in the induction motor in order to reduce the cause that produces these losses. For instance, new rotor designs to reduce the current skin effect in the slots, to change from open slot to close slot design and to use low losses lamination.



The good results obtained at the experimental validation of the optimisation proceedings with the production of the new prototypes and a systematisation allow an immediate application to the development to the hole range of IEC standard motors in order to improve their efficiency.

Terrassa 2005

# Índice

---

<b><u>1</u></b>	<b><u>MOTIVACIÓN.....</u></b>	<b><u>13</u></b>
<b><u>2</u></b>	<b><u>OBJETIVOS.....</u></b>	<b><u>14</u></b>
<b><u>3</u></b>	<b><u>ESTADO DEL ARTE.....</u></b>	<b><u>15</u></b>
<b><u>4</u></b>	<b><u>PRINCIPIOS DE LAS TÉCNICAS DE MODULACIÓN EN CONVERTIDORES DE FRECUENCIA.....</u></b>	<b><u>21</u></b>
4.1	INTRODUCCIÓN [1] [17] .....	21
4.2	PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL PWM [2].....	23
4.2.1	Modulación con portadora fija .....	23
4.2.1.1	PWM sinusoidal basado en portadora.....	23
4.2.1.2	PWM mediante vector espacial (Space Vector-PWM) [32] .....	33
4.2.2	Modulación con portadora al azar controlada por histéresis .....	34
4.3	TRANSFORMADA DE WAVELETS EN COMPARACIÓN CON LA TRANSFORMADA FOURIER [27], [28], [29] .....	35
4.3.1	Portadora fija en frecuencia y amplitud .....	35
4.3.2	Portadora con amplitud fija y frecuencia variable .....	36
4.3.3	Variación transitoria de la frecuencia de la portadora, amplitud fija .....	39
4.3.4	Análisis con una señal portadora frecuencia de fija y amplitud variable en la ventana de análisis.....	42
4.3.5	Análisis con una señal adquirida con convertidor con portadora fija.....	44
<b><u>5</u></b>	<b><u>ESTUDIO FRECUENCIAL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN ALIMENTADO POR CONVERTIDOR DE FRECUENCIA .....</u></b>	<b><u>48</u></b>
5.1	CIRCUITO EQUIVALENTE CON ALIMENTACIÓN NO SINUSOIDAL.....	48
5.2	PÉRDIDAS ORIGINADAS EN EL MOTOR ASÍNCRONO CON ALIMENTACIÓN NO SINUSOIDAL .....	51
5.2.1	Pérdidas por efecto joule en el estator .....	52
5.2.2	Pérdidas por efecto joule del rotor.....	52
5.2.3	Pérdidas magnéticas por histéresis y por corrientes de Foucault .....	54
5.2.3.1	Pérdidas por histéresis .....	55
5.2.3.2	Pérdidas por corrientes de Foucault.....	57
5.2.3.3	Pérdidas en el hierro por armónicos de campo en el entrehierro.....	57
5.2.3.4	Determinación de las pérdidas en el hierro mediante elementos finitos ...	58
5.3	EVALUACIÓN PÉRDIDAS ARMÓNICAS.....	60
5.3.1	Suma de pérdidas en el hierro y cobre dependientes de la carga [25] .....	62
<b><u>6</u></b>	<b><u>DISEÑO ÓPTIMO.....</u></b>	<b><u>63</u></b>

# Índice

---

<b>6.1 MOTOR DE 90kW 1000/MIN TAMAÑO IEC 315 6 POLOS.....</b>	<b>63</b>
6.1.1 Análisis del motor altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula cerrada ...	63
6.1.1.1 Datos del motor 315 de ranura de rotor doble jaula cerrada .....	63
6.1.1.2 Propiedades materiales utilizados .....	65
6.1.1.3 Cálculo de la corriente de vacío .....	67
6.1.1.4 Simulación mediante FEM [6].....	68
6.1.1.5 Inductancia magnetizante del motor 315 con ranura de rotor cerrada .....	73
6.1.1.6 Cálculo de las pérdidas en el hierro .....	74
6.1.1.7 Simulaciones en carga mediante FEM.....	74
6.1.1.8 Problemas con simulaciones armónicas .....	75
6.1.1.9 Análisis del motor altura de eje 315 de ranura rotor doble jaula cerrada con convertidor de frecuencia .....	77
6.1.2 Análisis del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula abierta .....	82
6.1.2.1 Datos del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula abierta .....	82
6.1.2.2 Cálculo de la corriente de vacío .....	84
6.1.2.3 Simulación mediante FEM.....	85
6.1.2.4 Inductancia magnetizante del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor abierta .....	91
6.1.2.5 Análisis del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula abierta con convertidor de frecuencia .....	92
6.1.3 Análisis del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor abierta sencilla... ..	97
6.1.3.1 datos del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor abierta sencilla ..	97
6.1.3.2 Cálculo de la corriente de vacío .....	99
6.1.3.3 Simulación mediante FEM.....	101
6.1.3.4 Análisis del motor de altura de eje 315 de ranura rotor abierta sencilla con convertidor de frecuencia .....	107
6.1.4 Solución adoptada para evitar el desplazamiento de corriente provocado por los armónicos IEC 315 6 polos.....	112
6.1.4.1 Conversión de ranura de rotor abierta a ranura cerrada .....	113
6.1.4.2 Ranura rotor especial .....	119
6.1.4.3 Valoración de los parámetros de funcionamiento de las soluciones expuestas en régimen sinusoidal o red.....	127
<b>6.2 MOTOR DE 5,5kW 18000/MIN IEC 112 ALTA VELOCIDAD.....</b>	<b>131</b>
6.2.1 Datos del motor 112 .....	131
6.2.2 Cálculo de la corriente de vacío .....	132
6.2.3 Simulación mediante FEM.....	133
6.2.3.1 Análisis magnetostático .....	133
6.2.4 Inductancia magnetizante del motor 112.....	138
6.2.5 Cálculo de las pérdidas en el hierro .....	139
6.2.6 Alimentación con convertidor .....	139



# Índice

---

6.2.7	Cálculo de las pérdidas en el hierro .....	140
6.2.8	Análisis de la distribución de corriente en el rotor para fundamental y primer armónico.....	144
6.3	MOTOR DE 45kW TAMAÑO IEC 225 4 POLOS .....	153
6.3.1	Optimización de la ranura de rotor .....	154
<b>7</b>	<b><u>CONSTRUCCIÓN DE PROTOTIPOS Y ENSAYO .....</u></b>	<b>158</b>
7.1	ENSAYO DE MOTORES ELÉCTRICOS DE INDUCCIÓN ALIMENTADOS POR CONVERTIDOR DE FRECUENCIA MEDIANTE EL ANÁLISIS ARMÓNICO MAA.....	158
7.1.1	Introducción .....	158
7.1.2	Equipo utilizado .....	159
7.1.3	Esquema de montaje.....	160
7.1.4	Desarrollo del ensayo MAA .....	163
7.1.4.1	Medida de resistencias en frío.....	163
7.1.4.2	Ensayo de calentamiento previo y control carga .....	163
7.1.4.3	Corrección dinamométrica [12].....	164
7.1.4.4	Ensayo de vacío .....	166
7.1.4.5	Ajuste de carga.....	171
7.1.4.6	Curva de enfriamiento .....	173
7.1.4.7	Reestabilización del motor .....	173
7.1.4.8	Rendimiento del motor .....	174
7.2	CÁLCULO Y ENSAYO MOTOR TAMAÑO IEC 90.....	175
7.3	CÁLCULO Y ENSAYO MOTOR TAMAÑO IEC 225 .....	184
7.3.1	Tipología de ranura 1, rotor con ranura de doble jaula (DC).....	185
7.3.2	Tipología de ranura 2, rotor con ranura de jaula sencilla (SC).....	195
<b>8</b>	<b><u>CONCLUSIONES.....</u></b>	<b>203</b>
<b>9</b>	<b><u>APORTACIONES, RECOMENDACIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN .....</u></b>	<b>204</b>
<b>10</b>	<b><u>SÍMBOLOS .....</u></b>	<b>205</b>
<b>11</b>	<b><u>ECUACIONES.....</u></b>	<b>208</b>
<b>12</b>	<b><u>TABLAS .....</u></b>	<b>210</b>
<b>13</b>	<b><u>FIGURAS .....</u></b>	<b>213</b>
<b>14</b>	<b><u>BIBLIOGRAFÍA.....</u></b>	<b>221</b>

# Índice

---

<b>15</b>	<b>PUBLICACIONES DEL AUTOR.....</b>	<b>224</b>
-----------	-------------------------------------	------------

# Estructura de la tesis

---

La tesis se ha estructurado en ocho capítulos:

*En el Capítulo 1* se indica la motivación que ha llevado a realizar esta tesis doctoral. En laboratorio de la fábrica de motores AEG (Terrassa) se nos planteo por primera vez el problema del sobrecalentamiento de los motores cuando se alimentaban con convertidor de frecuencia, respecto a los alimentados directamente de la red.

*En el Capítulo 2* se presentan los objetivos de la tesis, que se pueden resumir en determinar, para toda la gama de motores de baja tensión (IEC 56-400), donde se originan pérdidas debidas a los convertidores de frecuencia y establecer criterios o dar propuestas para minimizarlas

*En el Capítulo 3* se mencionan los trabajos que desde 1995 hasta la actualidad han tratado el tema. Se realiza un análisis crítico de las aportaciones de cada autor y que parte de estos trabajos son útiles para la realización de esta tesis.

*En el Capítulo 4* tras una introducción a los principios de las diferentes técnicas de modulación en PWM utilizadas, se evalúan los efectos que producen los convertidores de frecuencia en los motores. Se parte de la explicación de la modulación PWM basada en modulada trifásica sinusoidal de más fácil comprensión y a continuación se desarrolla la modulación por el vector espacial SV-PWM que es la más usada actualmente. Ambos tipos de modulaciones tienen la posibilidad de realizar la modulación en base a una portadora fija o variable al azar. Una vez mostradas las señales teóricas generadas, se procede a analizar la dificultad de adquirir correctamente las mismas. Al utilizar el método de la transformada rápida de Fourier, se pueden incurrir en errores en la medida de los armónicos. Para solucionar estos problemas del tratamiento de las señales que servirán a posteriori como base de cálculo, se introduce la transformada de Wavelets. Se muestra que el método de la transformada de Wavelets permite la evaluación de las variaciones de amplitud de la señal de una frecuencia analizada en la ventana de muestreo que se haya tomado.

*En el Capítulo 5* se realiza el estudio frecuencial del motor de inducción. Se presenta el circuito equivalente teniendo en cuenta la onda fundamental y los correspondientes circuitos que se tendrían para cada uno de los armónicos. También se introduce un apartado de pérdidas: pérdidas por efecto Joule en el estator y rotor, y pérdidas magnéticas. Se destaca el origen que tienen y cuales son aportadas por la alimentación con convertidor. Se indica también qué pérdidas se calculan de forma analítica, cuales se calculan con el método de los elementos finitos FEM, y se introduce el concepto de cálculo de la suma de pérdidas en el hierro y en el cobre dependientes de la carga mediante un porcentaje variable.

# Estructura de la tesis

---

Este porcentaje se obtendrá mediante el ensayo basado en el método del análisis armónico MAA, que se desarrolla en capítulos posteriores.

*En el Capítulo 6 se presentan tres ejemplos de optimización:*

1. Motor tamaño IEC 315, 6 polos.
2. Motor de alta velocidad tamaño IEC 112 ,2 polos.
3. Motor tamaño IEC 225, 4 polos, modelo básico para la construcción de los prototipos.

En el primer caso se evalúa el motor para diferentes tipos de ranura, se parte de la ranura de doble jaula rellena de aluminio en su totalidad y luego se calcula el motor para jaula sencilla también rellena de aluminio. Para ambas tipologías de ranura se introducen nuevas modificaciones, por ejemplo la sustitución de parte del aluminio por aire y se evalúan los resultados. En todos los casos se calculan los valores característicos mecánicos y eléctricos que presentaría el nuevo motor en el caso de que se alimentase con convertidor o directamente de la red (bypass).

En el segundo caso se destaca la importancia que tienen las pérdidas en el hierro cuando el motor tiene que funcionar a elevadas frecuencias como sucede en los motores de alta velocidad, por ejemplo los empleados en aplicaciones textiles. Se añade un ensayo experimental donde al aumentar la frecuencia, el calor producido por las pérdidas en el hierro resulta muy difícil de evacuar, con el consiguiente aumento exagerado de la temperatura.

En el tercer caso, se plantea un procedimiento sistemático de optimización .

*En el Capítulo 7 se realiza el desarrollo del procedimiento del método de ensayo por análisis armónico (MAA), que permite evaluar como se distribuyen las pérdidas y donde se originan. Se construyen y ensayan dos prototipos, un primer motor tamaño IEC 90 donde no cabe esperar un efecto de desplazamiento de corriente en el rotor y un segundo motor tamaño IEC 225 para el que se han previsto dos rotores, un primer rotor con jaula doble y un segundo con jaula sencilla.*

Se adquieren las señales de corriente y se analizan por el método de la transformada de Wavelets.

*En el Capítulo 8 se presentan las conclusiones.*

*En el Capítulo 9 se resumen las aportaciones, recomendaciones y las futuras líneas de investigación.*

## 1 Motivación

A lo largo de la historia se han utilizado diferentes tecnologías para conseguir regular la velocidad. De los sistemas complejos iniciales propulsados por fluidos y juegos de engranajes mecánicos, se pasó a los accionamientos eléctricos.

En principio se desarrollaron las máquinas de corriente continua, pero presentaban los inconvenientes de requerir la generación y el suministro de corriente continua, además de un elevado mantenimiento de sus contactos móviles (delgas y escobillas). Posteriormente apareció la máquina de inducción. Para poder regular la velocidad se requería un rotor bobinado, que mediante unas resistencias adicionales variables conectadas en serie, mediante anillos rozantes y escobillas, se modificaba el valor de su resistencia rotórica, consiguiendo variar la velocidad. Este tipo de máquinas también requerían de mantenimiento, debido al desgaste en los contactos de los anillos rozantes y escobillas y al envejecimiento prematuro del aislamiento del devanado ya que el aire de refrigeración los atravesaba.

Con la aparición del rotor en cortocircuito, inyectado de aluminio, la variación de velocidad ya no se podía realizar actuando sobre el rotor. En las ranuras del estator se alojan devanados para diferentes números de polos y es en función del devanado y tipo de conexión que se conseguirá desarrollar una u otra velocidad. También presentaban inconvenientes: la fabricación del devanado requería una gran laboriosidad y tampoco se podía realizar una regulación continua de la velocidad.

Mediante un grupo generador rotativo de tensión y frecuencia variable se podía regular la velocidad de un motor de inducción sin realizar ninguna otra modificación. Pero este sistema tampoco fue una solución efectiva puesto que a pesar de la simplificación del motor accionado, el generador resultaba sumamente complejo.

La necesidad de simplificación de la tecnología para conseguir accionamientos eléctricos con máquinas de inducción, reguladas en par, y velocidad ha propiciado la aparición de los convertidores de frecuencia basados en la electrónica de potencia. El resultado ha sido positivo ya que se ha reducido la complejidad y se ha ganado en prestaciones de funcionamiento. Pero no todo han sido ventajas [14], [15] este tipo de alimentación origina pérdidas adicionales tanto en los devanados del estator como en el rotor. Este incremento de pérdidas se transforman en un aumento adicional de la temperatura en puntos de la máquina que no se presentaban cuando se alimentaba con red sinusoidal y siempre comparando a igual potencia mecánica desarrollada y con la misma refrigeración.

## 2. Objetivos

El calentamiento adicional de la máquina de inducción alimentada con un convertidor estático de frecuencia, puede ocasionar que haya elementos de la máquina que superen sus temperaturas límites [10] provocando su envejecimiento prematuro. Las partes más débiles de la máquina son el devanado del estator y los rodamientos.

Mediante el estudio de las componentes armónicas que se originan en el motor alimentado por convertidor de frecuencia se podrá calcular y simular que nuevas pérdidas aparecen en las diferentes partes de la máquina.

Este cálculo de pérdidas en función de las características, mecánicas, magnéticas y eléctricas de la máquina , permitirá evaluar la mejora del diseño [23], para que la alimentación con convertidor de frecuencia no suponga un incremento térmico y una merma de rendimiento respecto al obtenido por alimentación sinusoidal.

### 3. Estado del Arte

**Dieter Seifert.** “Zusätzliche Verluste bei umrichter gespeisten Asynchronmaschinen” TB 8/87 Loher Elektromotorenwerke GmbH Ruhstorf an der Rott.

En este informe se realiza el cálculo de las pérdidas armónicas en función de la corriente de arranque absorbida y el orden del armónico. Sólo un error del 10% en el cálculo de la corriente de arranque, produce el mismo error en el cálculo de las pérdidas. La norma IEC 60034-1 permite hasta una tolerancia del 20% en la corriente de arranque.

**Stephen Williamson,** Catherine I. McClay “Optimization of the geometry of closed rotor slots for cage induction motors” IEEE Transactions on industry applications, Vol. 32, No.3 May/June 1996

Introduce la aplicación de los elementos finitos para la optimización del diseño de la ranura del rotor. Calcula la reactancia y la resistencia del rotor y el valor obtenido lo introduce en el circuito equivalente del motor, obteniendo de forma analítica, los valores de la corriente del rotor. El método utilizado permite incorporar el efecto de la saturación y del desplazamiento de la corriente en las ranuras del rotor.

La optimización se realiza para motores alimentados únicamente por una red sinusoidal y el objetivo es la mejora del rendimiento. El motor obtenido además de tener un rendimiento mejorado ha de cumplir con las características mecánicas y eléctricas que exige la Norma BS4999.

No se introduce la aplicación de este método para los motores alimentados por convertidor de frecuencia. Tampoco se destaca la importancia que tienen la suma de pérdidas en el hierro y en el cobre dependientes de la carga. ( $V_{Fe+Cu}^*$ ) en el cálculo del rendimiento.

**Vijit Kinnares.** “Measurement, Analysis and prediction of harmonic power losses in PWM fed induction motors” Thesis, University of Nottingham 1997.

En tesis se desarrolla un circuito equivalente que tiene en cuenta los armónicos.

Se dan formulas para el cálculo del aumento de la resistencia rotórica por efecto del desplazamiento de la corriente.

Habla de pérdidas armónicas como la suma de pérdidas en el hierro y en el cobre dependientes de la carga y diferencia entre las pérdidas medidas y las calculadas.

Añade el término de pérdidas por Foucault para altas frecuencias. Al final indica que no se puede calcular ya que depende de las características del material, de la construcción de la máquina y de las condiciones de operación.

**Germar Müller, Eckehard Bunzel** "Oberschwingungsverluste in Niederspannungs-Asynchronmaschinen " Teil I, II Antriebstechnik 39 (2000) Nr. 8. TU Dresden und VEM Motors GmbH in Wernigerode

En la parte I , se presenta el tipo modulación por ancho de los pulsos y portadora fija que utiliza posteriormente en el apartado II para realizar el cálculo de las pérdidas.

Pérdidas armónicas consideradas:

1. Pérdidas armónicas en el devanado estatórico, en las ranuras del rotor y en el circuito magnético, que se encuentran muy influidas por el desplazamiento de la corriente.
2. Pérdidas armónicas en las cabezas de los dientes del estator y del rotor.
3. Pérdidas armónicas en las chapas finales de los paquetes del estator y del rotor.
4. Pérdidas armónicas en los anillos de cortocircuito.
5. Pérdidas armónicas en las chapas del rotor debidas a las corrientes transversales en rotores con ranuras inclinadas y en la capa superficial del diente entre dos ranuras vecinas (sólo se presenta en ranura abierta).

El resultado de su estudio muestra que el porcentaje de pérdidas armónicas es mayor para motores grandes llegando al 15% y que el peso de las pérdidas del rotor es menor para rotores con ranura cerrada. No realiza ningún comentario si los motores estudiados son de ranura cerrada o si son de doble jaula. En los motores de rotor con ranura abierta, el mayor porcentaje de las pérdidas armónicas se producen por el desplazamiento de la corriente en las ranuras del rotor.

**Peter Klaus Budig** "Stromrichtergespeiste Drehstromantriebe" 2001 VDE Verlag, Berlin und Offenbach.

En la página 126, presenta una separación de pérdidas que tiene en cuenta las componentes armónicas y engloba en un porcentaje fijo la suma de las pérdidas en el hierro y en el cobre dependientes de la carga.



En la página 133 se calculan las pérdidas por efecto Joule de las ranuras teniendo en cuenta el aumento de resistencia rotórica mediante un factor  $k_r$  [36], [37]. Este factor corrige el error de no poder calcular exactamente el desplazamiento de la corriente.

En la página 144 se calculan las pérdidas en el hierro teniendo en cuenta los dos coeficientes: el de pérdidas por Histéresis y el de pérdidas por Foucault.

En la página 182 se presenta un ejemplo de las pérdidas en la ranura del rotor para el caso de ranura con espineta vacía y de ranura con espineta rellena de aluminio.

**Christian Lehrmann, Frank Lienesch y Ulrich Engel** “Oberschwingungsverluste und Erwärmungen umrichter-gespeister Induktionsmaschinen” Bulletin SEV/VSE 15/02.

En este artículo se presenta la influencia de los parámetros del convertidor sobre el incremento térmico en diferentes puntos de la máquina.

Los motores alimentados con convertidor de frecuencia con una mayor tensión de circuito intermedio (bus de continua), presentan un contenido armónico con mayor amplitud respecto a la fundamental que si se alimentase con convertidores de menor tensión de circuito intermedio.

Las pérdidas armónicas en el hierro las obtiene por comparación entre los casos de alimentar la máquina con generador sinusoidal de frecuencia variable y con a la alimentación de 50Hz. Aunque la tensión generada de la fuente alcanzaba sólo 20V, se podían lograr frecuencias elevadas del orden de kHz y evaluar la influencia de la frecuencia en las pérdidas en el hierro.

Las pérdidas del rotor las calcula a partir del incremento de la temperatura y del valor conocido de la conductividad térmica la de carcasa. Por ejemplo, con el valor conocido de 0,042K/W, obtenido de un ensayo con alimentación sinusoidal, para el funcionamiento con convertidor, el incremento de temperatura obtenido de 6,4K equivaldrá a 153W.

No prevé ningún método de cálculo sin ensayo (que no sea empírico).

**Christian Lehrmann, Ulrich Engel y Frank Lienesch** “Verluste umrichter-gespeister Induktionsmaschinen in Funktion der Betriebsparameter” Bulletin SEV/VSE 7/03

Presenta el cálculo de las pérdidas armónicas conociendo el espectro de la tensión, el factor de potencia y la impedancia en función de la frecuencia. El cálculo

se realiza con la máquina bloqueada, aplicando una tensión reducida. El método permite obtener analíticamente el valor de las pérdidas de los armónicos pero no donde se distribuyen. Tampoco presenta la posible dependencia del valor de la impedancia y del factor de potencia con la temperatura. Aporta una valoración del incremento térmico en función del espectro de los armónicos de tensión entregados por el convertidor a analizar. Utiliza una fuente de tensión reducida ( 20 V y de frecuencia variable hasta 10 kHz).

**Carlos A. Hernández-Aramburo**, Tim C. Green, Sandy Smith “Assessment of power losses of an inverter-driven induction machine with its experimental validation” IEEE Transactions on industry applications, vol. 39. No. 4. July/August 2003

Utiliza los elementos finitos para determinar las pérdidas originadas en el motor de inducción. También indica las ventajas que supone usar este método en cuanto a la exactitud ya que tiene en cuenta los elementos más pequeños, como las extremidades de cabeza diente donde hay la mayor densidad de pérdidas en el hierro.

Introduce el concepto de bandas de frecuencia para presentar las pérdidas. Los valores de las amplitudes de los armónicos de la inducción los indicará el modelo que se haya tomado. No tiene en cuenta que la amplitud para una banda determinada varía considerablemente con el tiempo.

Indica que no existe diferencia en las pérdidas óhmicas cuando se alimenta con sinusoidal o con PWM a 50Hz. Aunque no se menciona el tamaño del motor, por la magnitud de las pérdidas, parece que se trata de un motor tamaño IEC 90 que se estudia a continuación, donde tampoco se presenta desplazamiento de corriente y la altura de la ranura rotórica es inferior a 10 mm. No se puede hacer extensible a todos los motores. Para motores de tamaños mayores se presenta el desplazamiento de la corriente en el rotor con el consiguiente aumento de pérdidas. El autor no ha considerado este efecto. El convertidor sólo aporta el 1,2% de pérdidas en el rotor respecto a las de las fundamental.

Durante la parte experimental no efectúa la medida de la temperatura del rotor ni la distribución de las pérdidas. Las pérdidas totales las calcula por diferencia entre la potencia absorbida y la cedida. El modo de alimentar con convertidor no se puede comparar directamente con la alimentación sinusoidal puesto que para entregar la misma potencia en el eje, el par desarrollado será diferente.

**Eckehard Bunzel.** VEM motors GMBH Fachtagung “Energieeffiziente Antriebslösungen für alle Branchen” Wernigerode 2003. “Einfluss der Umrichterschaltung auf die Oberschwingungen im Strom von Drehstrommaschinen”.

Introduce el concepto de convertidores sin portadora fija, regulados por margen de corriente. El espectro resultante presenta una banda de armónicos continua. No indica como evaluar con este espectro las pérdidas en el motor.

**Germar Müller.** TU Dresden VEM motors GMBH Fachtagung “Energieeffiziente Antriebslösungen für alle Branchen” Wernigerode 2003. “Probleme der zusätzlichen Verluste und Zusatzverluste in Asynchronmaschinen”

Indica que al aumentar el tamaño de la máquina, también se aumenta la profundidad de las ranuras, así, aumenta el valor del factor  $k_r$  con el consecuente aumento de la resistencia en función de la frecuencia. Cualitativamente en las máquinas de mayor tamaño presentarán un aumento por la contribución de las pérdidas armónicas.

Para máquinas de potencias superiores a los 5,5 kW el rendimiento se ve muy afectado por la contribución de la suma de pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga

**Aldo Boglietti,** Andrea Cavagnino, Mario Lazzari y Michele Pastorelli, “International standards for the induction motor efficiency evaluation: A critical análisis of the stray-load loss determination”

Presenta las ventajas en la aplicación del método IEE112 B para la determinación de las pérdidas adicionales, denominadas en esta tesis como la suma de pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga. Contrariamente a los ensayos realizados en [25] para valores de par superiores al nominal, el rendimiento obtenido no disminuye en mayor proporción que el del método IEC 60034-2.

En esta tesis se introducirá una variación de este método para valorar las  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga en alimentación con convertidor.

**Hans-Otto Seinsch.** “Oberschwingungsverluste bei umrichtergespeisten Motoren “ en las sesiones técnicas del Grupo VEM, celebradas el 15.9.2004 en Wernigerode

Evalúa cualitativamente las pérdidas adicionales debido al convertidor de frecuencia, indicando que componentes se pueden despreciar. Las pérdidas calculadas en los modelos teóricos desarrollados hasta la fecha, sin aplicar factores empíricos, son demasiado bajas.

La pérdidas armónicas las considera fijas para portadoras mayores a 1,5 kHz y la conexión en triángulo no origina corrientes circulantes debido al convertidor. La inclinación de la ranura tampoco incrementa las pérdidas para este tipo de alimentación.

## 4 Principios de las técnicas de modulación en convertidores de frecuencia

### 4.1 Introducción [1] [17]

La función de un convertidor de frecuencia es cambiar una tensión de entrada de corriente alterna con una magnitud y frecuencia fija, en una tensión simétrica de salida en corriente alterna, con amplitud y frecuencia deseadas. Entre estas dos etapas hay una etapa intermedia de rectificación a corriente continua de la entrada, para después ondular a las magnitudes deseadas. El esquema de un convertidor de frecuencia es el siguiente:



Figura 4.1 Esquema convertidor de frecuencia.

Al variar la frecuencia eléctrica aplicada al estator la velocidad de rotación del campo magnético cambia en proporción directa al cambio de la frecuencia eléctrica.

El control de la velocidad se realiza mediante la frecuencia de conmutación de los componentes electrónicos (IGBT, transistor, MOSFET o GTO) que forman el ondulador.

La regulación de la tensión de salida se puede realizar de tres formas diferentes:

- Modificando el valor de la tensión de salida del rectificador, mediante un rectificador controlado.
- Variando el ancho de conducción de la tensión de salida, retrasando y adelantando la conducción y bloqueo de los semiconductores respecto de sus pasos por  $0^\circ$  y  $180^\circ$ .
- Conmutar los semiconductores del ondulador varias veces por cada ciclo de la frecuencia fundamental, de modo que la proporción entre los tiempos de

encendido  $t_{on}$  y de apagado  $t_{off}$ , dé el valor medio de la tensión de salida mediante la relación  $t_{on}/(t_{on}+t_{off})$ .

Las dos primeras posibilidades se dan en los convertidores de frecuencia con salida por bloques, y la última en los de salidas por pulsos, que es la más conocida.

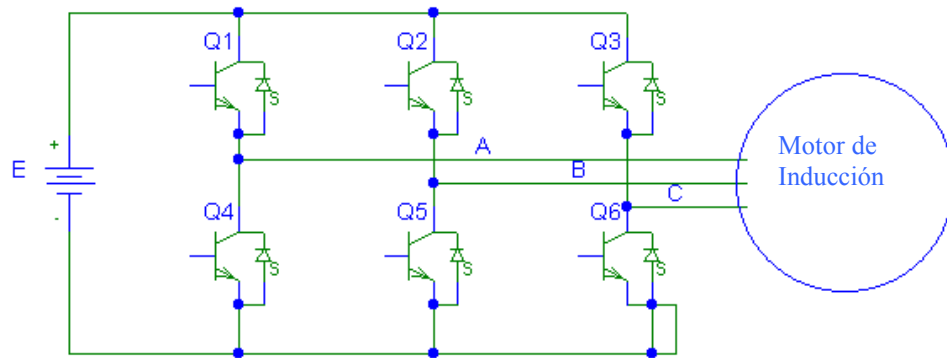


Figura 4.2 Ondulador trifásico con modulación por el ancho de los impulsos (PWM).

A continuación se muestra el esquema de un circuito ondulator y la salida de tensión para una modulación por Pulse Width Modulation.

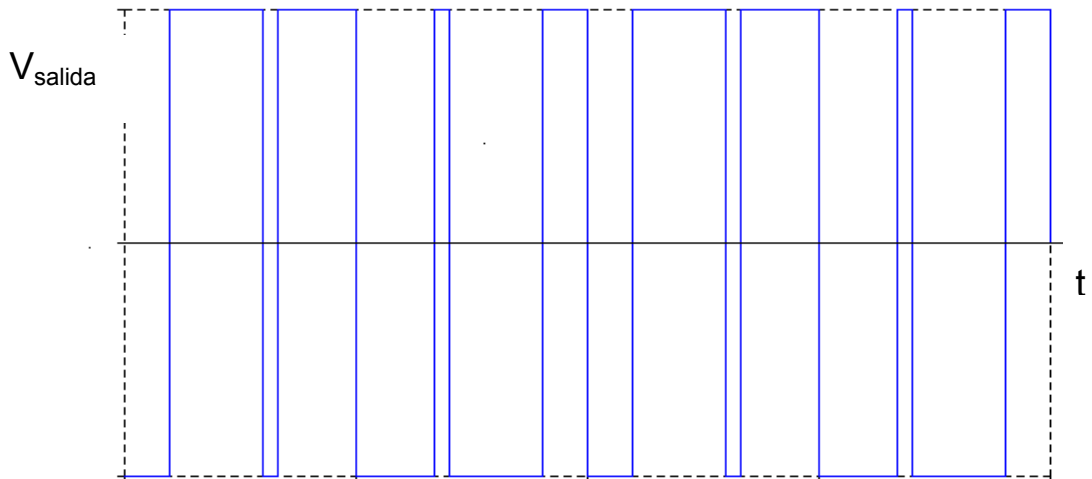


Figura 4.3 Onda de tensión para un convertidor monofásico PWM.

## 4.2 Principio de funcionamiento del PWM [2]

El principio de la modulación de ancho de pulso consiste en generar un tren de pulsos de anchura variable de forma que el valor medio del tren de pulsos siga una cierta consigna.

### 4.2.1 Modulación con portadora fija

#### 4.2.1.1 PWM sinusoidal basado en portadora

##### 4.2.1.1.1 Ondulador monofásico

Para facilitar la comprensión del PWM se realizará un estudio sobre un convertidor de frecuencia monofásico para luego realizar una extensión al trifásico (Figura 4.4).

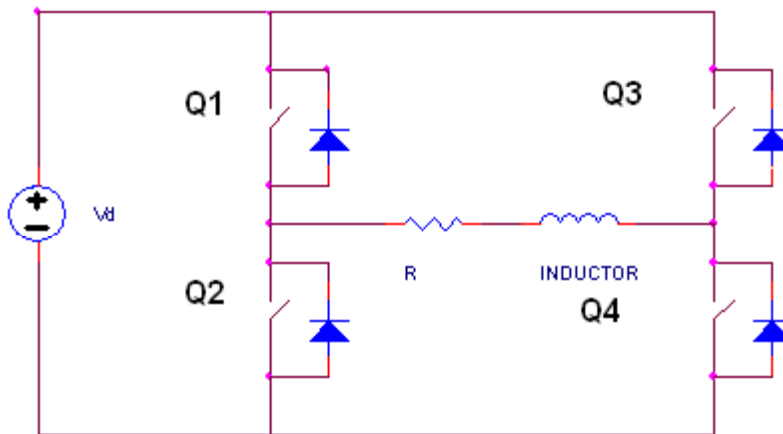


Figura 4.4 Ondulador monofásico.

Los interruptores conmutan a pares, cuando  $Q_1$  y  $Q_4$  están conmutados  $Q_2$  y  $Q_3$  han de estar abiertos, y viceversa, cuando  $Q_2$  y  $Q_3$  están cortocircuitados,  $Q_1$  y  $Q_4$  se encuentran abiertos.

La frecuencia de tren pulsos debe ser mucho mayor que la frecuencia con la que oscila la consigna. Para generar este tren de pulsos se compara una onda portadora triangular de frecuencia  $f_p$  con otra onda, la modulada, de frecuencia  $f_m$ , que es la consigna que deseamos seguir, como se muestra en la figura 4.5. Cuando la tensión de la onda portadora sea mayor que la tensión de la modulada conmutarán los interruptores  $Q_1$  y  $Q_4$ , y cuando la tensión de la onda portadora sea menor que la modulada conmutarán los interruptores  $Q_2$  y  $Q_3$ .

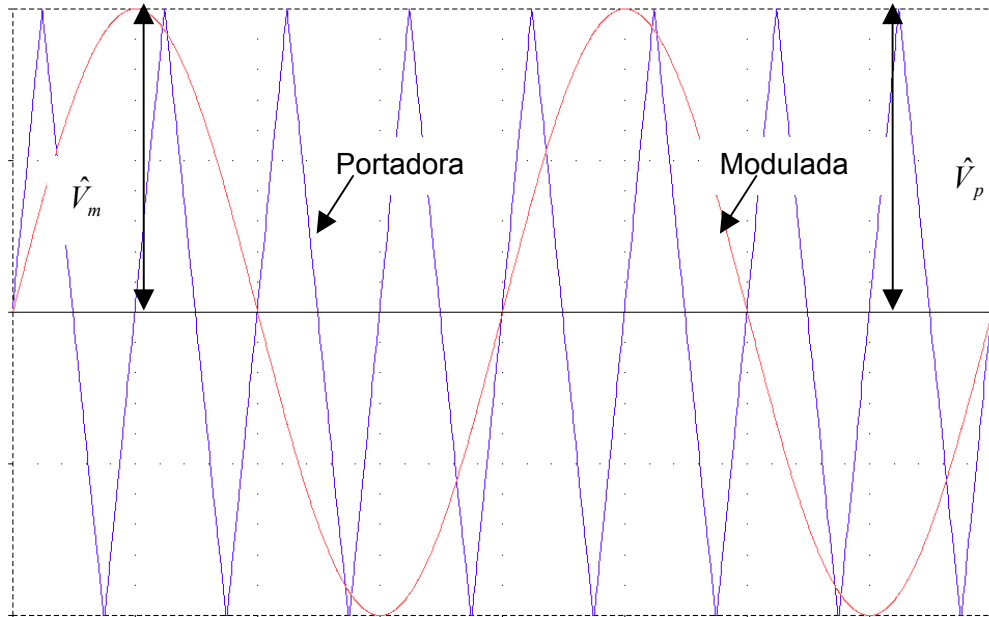


Figura 4.5 Ondas portadoras y modulada.

Se definen los índices de modulación de amplitud  $m_a$ , y de frecuencia  $m_f$ , como la relación entre las amplitudes y las frecuencias de la onda portadora y modulada:

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p} \quad (4-1)$$

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (4-2)$$

Donde:

- $\hat{V}_m$  es la amplitud de la onda modulada [V]
- $\hat{V}_p$  es la amplitud de la onda portadora [V]
- $f_p$  la frecuencia de la onda portadora [Hz]
- y  $f_m$  la frecuencia de la onda modulada [Hz]

Existen dos tipos de modulación de PWM recomendados según el valor que tome el índice de frecuencia. Para un índice de frecuencia comprendido entre 9 y menor o igual que 21, se utiliza la modulación que se denomina PWM síncrona, con índice



de frecuencia entero. Para un valor de índice de frecuencia mayor a 21 se puede usar la modulación PWM asíncrona. En este caso el índice de frecuencia es decimal y aunque se generen subarmónicos de la fundamental, estos presentaran una amplitud pequeña [2].

La modulación PWM síncrona se llama así porque la señal triangular y sinusoidal de control se pueden sincronizar. El valor de  $m_f$  ha de ser un número entero impar comprendido entre 9 y 21. Con números enteros impares se logra suprimir los armónicos pares. La razón del límite inferior es porque por debajo del valor de 9, las amplitudes de los armónicos son independientes de  $m_f$ , cosa que no interesa para el control del convertidor de frecuencia.

La modulación PWM asíncrona se caracteriza por la aparición de subarmónicos próximos a 0, los cuales son indeseables cuando el convertidor de frecuencia está alimentando un motor de inducción, ya que provocan importantes corrientes. Esta modulación no es adecuada para convertidores de frecuencia que regulen un motor de inducción.

Se estudiará la modulación PWM síncrona que es más adecuada para la regulación de motores asíncronos con control escalar U/f [17].

Normalmente, el índice de modulación de amplitud  $m_a$  se mantiene entre 0 y 1, (Figura 4.6). Si  $m_a$  es superior a la unidad se obtiene una sobre-modulación, (Figura 4.7). Se realizará un estudio para los dos casos.

La señal de salida se puede descomponer analíticamente en una suma de senos y cosenos mediante el análisis de Fourier.

Para un índice de modulación  $m_a \leq 1$  mediante Fourier se obtiene:

$$\begin{aligned}
 V_{salida1} &= m_a V_d \cos \omega_m t \\
 V_{salida2} &= -\frac{4V_d}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \cos(p\pi) \frac{J_0\left[\frac{m_a(2p-1)\pi}{2}\right]}{2p-1} \cos[(2p-1)\omega_p t] \\
 V_{salida3} &= -\frac{4V_d}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \cos[(p+q)\pi] \frac{J_{2q}\left[\frac{m_a(2p-1)\pi}{2}\right]}{2p-1} \cos[(2p-1)\omega_p t \pm 2q\omega_m t] \\
 V_{salida4} &= -\frac{4V_d}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \cos[(p+q)\pi] \frac{J_{2q+1}\left[\frac{m_a p \pi}{2}\right]}{2p} \cos[2p\omega_p t \pm (2q-1)\omega_m t]
 \end{aligned} \tag{4-3}$$

donde,

- $V_d$ , tensión de bus de continua [V]
- $p$ : orden de los armónicos múltiplos de la modulada  $f_m$
- $q$ : orden de los armónicos que forman bandas laterales en los armónicos múltiplos de la modulada.
- $\omega_p$  : pulsación de la onda portadora [rad / s]
- $\omega_m$  : pulsación de la onda modulada [rad / s]
- $J$ : función de Bessel de primera especie

$$J_q(y) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos(q\theta - y \sin \theta) d\theta \quad (4-4)$$

- En  $V_{salida1}$  se presenta el término de la señal de salida deseada, que se corresponde con la fundamental con una pulsación igual que la modulada. La amplitud de este término depende de  $m_a$ , pudiéndose realizar un control lineal.
- En  $V_{salida2}$  se presentan los armónicos múltiplos impares de la frecuencia portadora  $f_p$ .
- En  $V_{salida3}$  se evalúan los armónicos alrededor de cada múltiplo impar de la frecuencia portadora, con bandas en  $\pm 2qf_m$ .
- En  $V_{salida4}$  se representan los armónicos alrededor de cada múltiplo par de la frecuencia portadora, con bandas en  $\pm(2q-1)f_m$ . Los armónicos pares de  $f_p$  no existen.

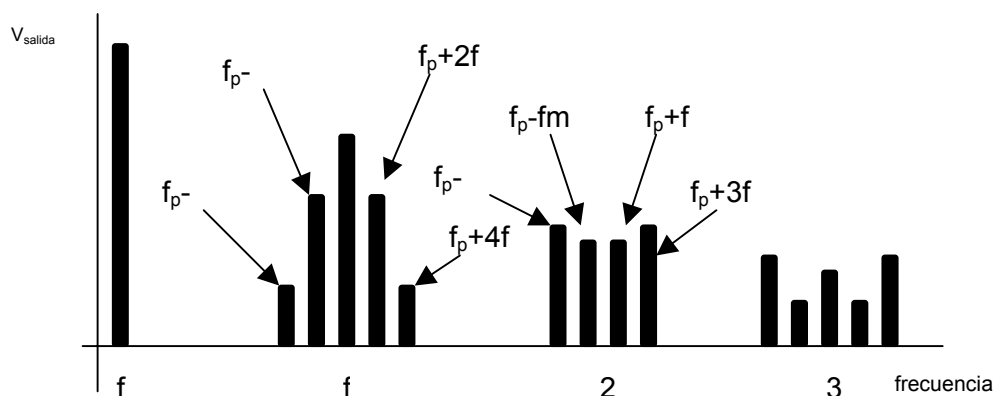
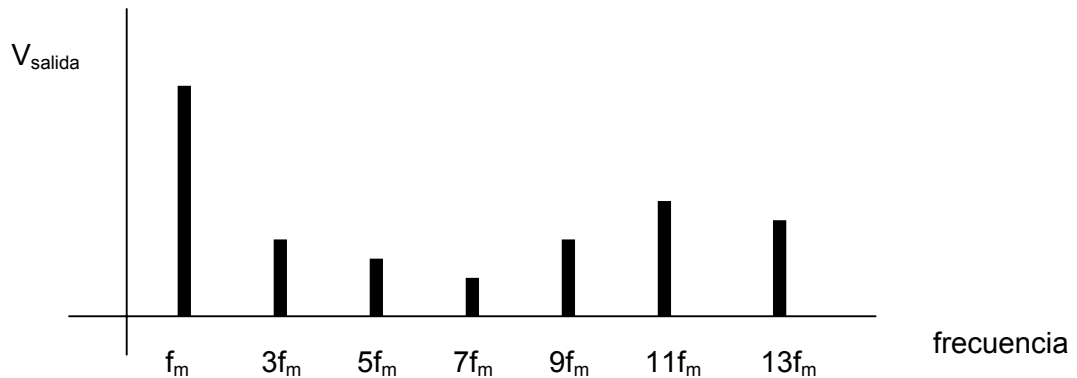


Figura 4.6 Armónicos para  $m_a < 1$ .

Para un índice de modulación mayor que 1 la señal modulada tiene la tendencia a ser una onda cuadrada, alcanzándose la onda cuadrada perfecta para una relación de amplitud superior a 3,24. En este intervalo no se posee un control lineal de la señal fundamental de salida en función de índice de modulación.



**Figura 4.7 Armónicos para  $m_a > 1$ .**

En el caso de sobre-modulación, la descomposición en series de Fourier solamente presenta los armónicos impares de la modulada (Figura 4.7). El valor eficaz de la fundamental es como máximo 78% de continua que alimenta el ondulador.

Utilizando un simulador Pspice en vez de la formulación analítica, se evalúa más fácilmente el resultado del contenido armónico en función del índice de modulación. Se presentan a continuación dos ejemplos, el primero con índice de modulación inferior a la unidad, (Figura 4.8) y un segundo en sobre-modulación, (Figura 4.9) :

**Ejemplo 1.** Modulación lineal, con índices de modulación y de frecuencia siguientes:

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_n} = \frac{8}{10} = 0.8 \quad (4-5)$$

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} = \frac{750}{50} = 15 \quad (4-6)$$

Detalle de la onda modulada, portadora y señal de la tensión salida resultante.

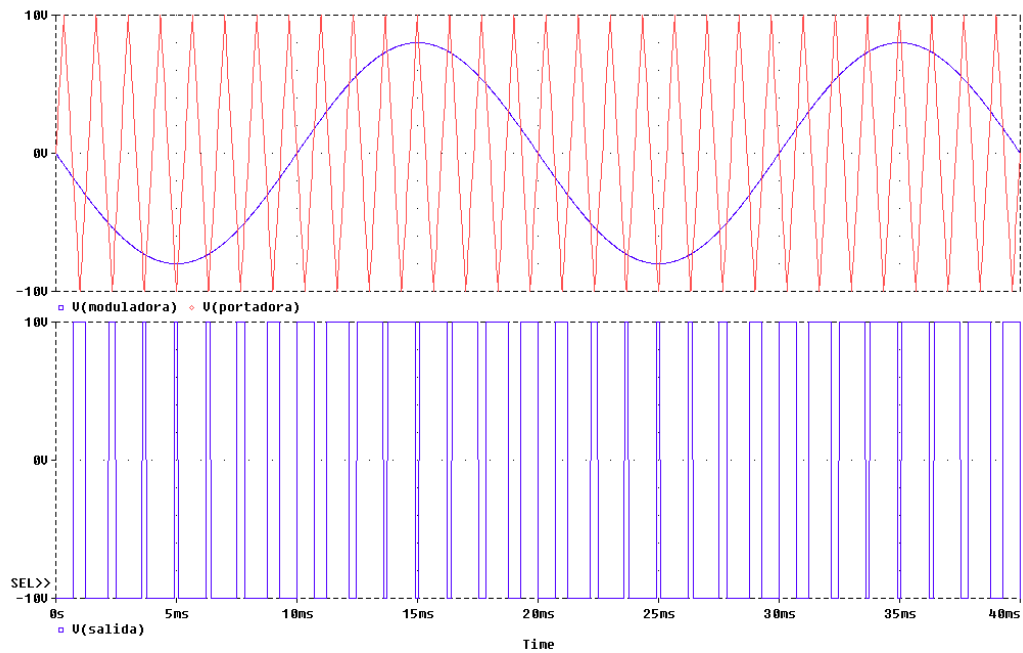


Figura 4.8 Gráficos onda modulada, portadora y onda de tensión salida.

Si se realiza el análisis de Fourier de la  $V_{salida}$  se obtiene el espectro siguiente (Figura 4.9):

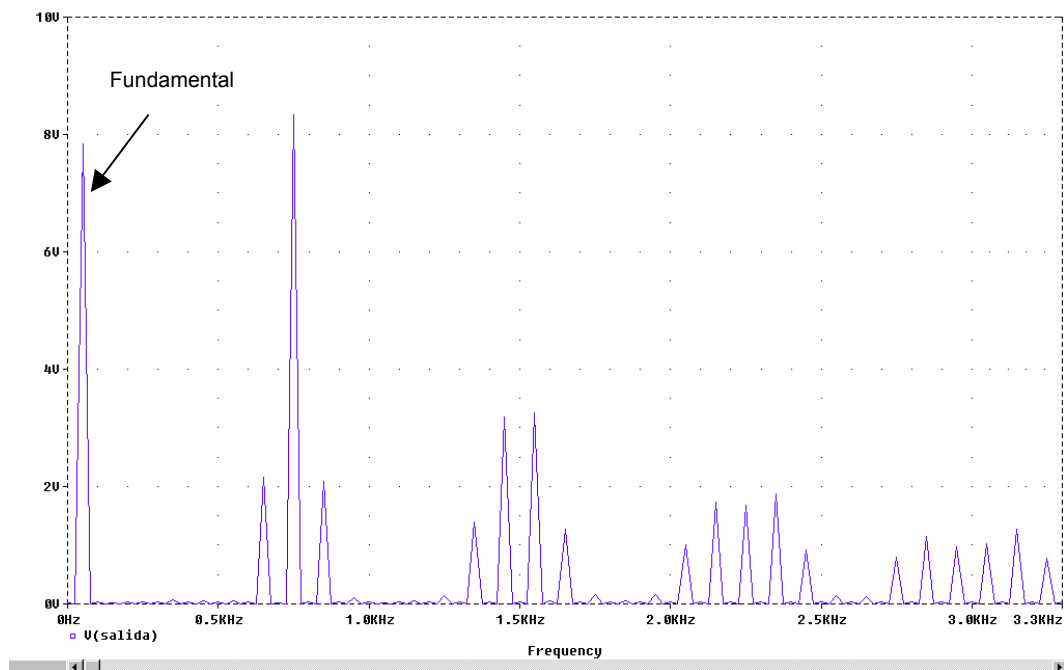


Figura 4.9 Espectro frecuencial de la onda de tensión salida.

En la Figura 4.9 se comprueba que la frecuencia de la fundamental corresponde con la frecuencia de la modulada de 50Hz. Además se puede observar que las frecuencias a las que aparecen el resto de armónicos se corresponden con la teoría explicada anteriormente para un índice de modulación inferior a 1.

En los armónicos impares de la portadora, 750 Hz y 2250 Hz en el gráfico, presentan bandas en  $\pm 2qf_m$  Hz.

Para 750 Hz las bandas son 550, 650, 850 y 950 Hz.

Y para 2250 Hz las bandas son 2050, 2150, 2350 y 2450 Hz.

Los armónicos pares de la frecuencia portadora no existen, pero sí los armónicos alrededor de cada múltiplo par de la frecuencia portadora, con bandas en  $\pm(2q-1)f_m$ Hz. En este ejemplo aparecen las bandas para los armónicos pares de 1500 Hz y para 3000 Hz.

Las bandas para 1500 Hz son 1250, 1350, 1450, 1550, 1650 y 1750.

Las bandas para 3000 Hz son 2750, 2850, 2950, 3050, 3150 y 3250.

**Ejemplo 2.** Sobre-modulación, el valor de amplitud de la tensión sinusoidal se aumenta a 20 V, obteniendo un índice de modulación de 2.

A continuación se muestran las señales de la onda modulada, portadora y de tensión de salida para el caso de sobre-modulación. Figura 4.10.

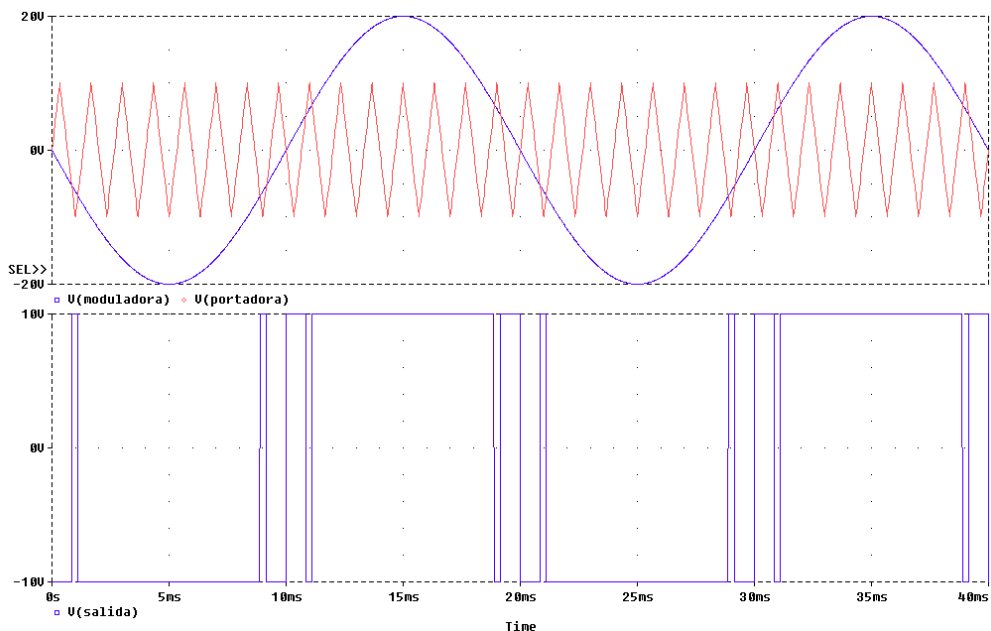
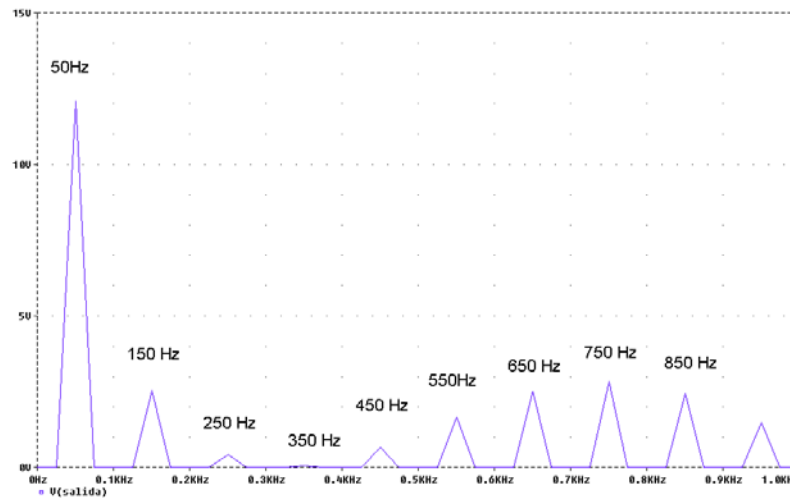


Figura 4.10 Onda modulada, portadora y tensión de salida para sobre-modulación.

Si se realiza el análisis de Fourier de la  $V_{\text{salida}}$  se obtiene la siguiente figura:



**Figura 4.11 Espectro frecuencial de la onda de salida.**

Se puede comprobar que la frecuencia de la fundamental es a 50 Hz y sólo se presentan los armónicos impares a la frecuencia de la modulada (150 Hz, 250 Hz, 350 Hz, 450 Hz, 550 Hz, 650 Hz...).

Cuando el índice de modulación es muy grande, la modulada y la portadora sólo se interceptan por el paso de cero. La señal de tensión resultante es de onda cuadrada. Para este caso, también aparecen los armónicos impares y su amplitud es inversamente proporcional al orden del armónico que se considere.

#### **4.2.1.1.2 Convertidores de frecuencia trifásicos [2]**

El principio de funcionamiento del convertidor trifásico es similar al monofásico. La diferencia esencial es que en lugar de tener una única señal modulada, ahora hay tres señales moduladas sinusoidales, desfasadas  $120^\circ$  entre ellas, las cuales se comparan con una señal triangular, para el control de 6 interruptores que conectan con las tres fases.

Las señales de tensión obtenidas en las fases respecto el neutro son idénticas que las de la modulación monofásica, pero en lugar de tener una única señal se tienen 3 señales desfasadas  $120^\circ$ . Por lo tanto se puede aplicar la misma teoría que para el convertidor monofásico, teniendo en cuenta que las señales están desfasadas

120°. Los armónicos obtenidos en las tres señales respecto el neutro son idénticos que los armónicos del convertidor monofásico. También se aplica la misma teoría de modulación como de sobre-modulación.

El índice de modulación de frecuencia para un convertidor monofásico es un número entero e impar entre 9 y 21, pero para el convertidor trifásico este número además de ser entero e impar será múltiple de 3. La justificación de esta selección es la desaparición de los armónicos pares de la tensión entre fases. Además, teniendo en cuenta que la diferencia de fase en los armónicos de la tensión entre fase-neutro es  $(\pm 120m_f)^\circ$ , cuando se selecciona un armónico  $m_f$  impar y múltiple de 3 esta diferencia de fase será  $0^\circ$ . La tensión entre fases presentará la supresión de los armónicos múltiples de la portadora.

#### 4.2.1.1.3 Componentes armónicas en función índice de modulación en convertidor trifásico

Los índices de modulación y de frecuencia son:

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p} = \frac{8}{10} = 0.8 \quad (4-7)$$

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} = \frac{750}{50} = 15$$

En la siguiente Figura 4.12 se pueden observar las ondas moduladas A, B y C y la onda portadora.

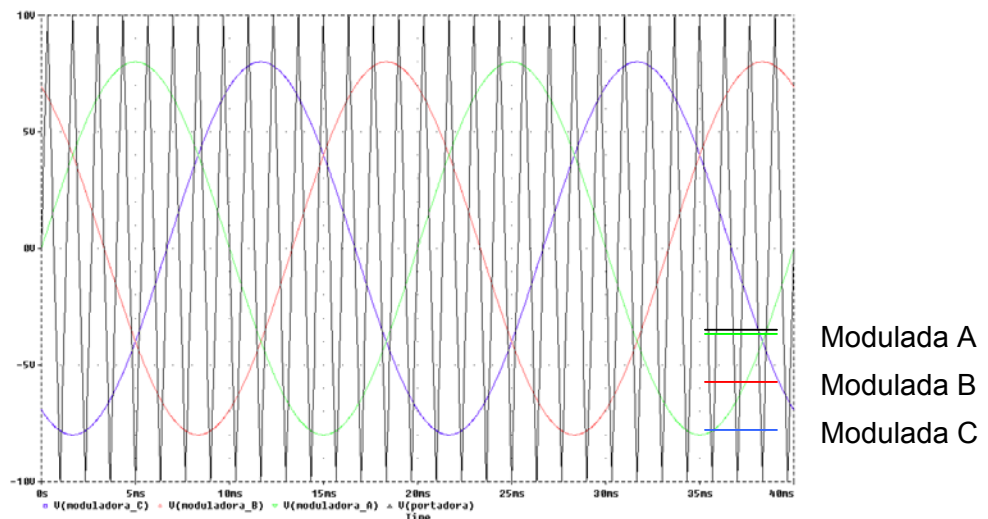


Figura 4.12 Ondas moduladas A, B, C y portadora.

Las tensiones resultantes entre fase y neutro son las siguientes, Figura 4.13:

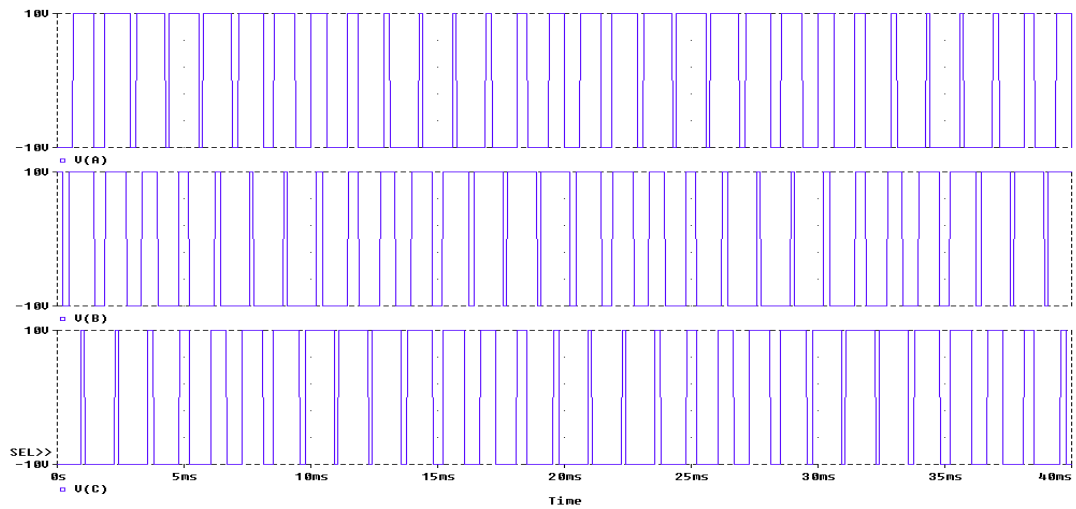


Figura 4.13 Tensiones resultantes entre fase y neutro.

Se puede observar que están desfasadas  $120^\circ$  entre ellas. Las tensiones compuestas de salida:  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  y  $V_{CA}$  se muestran a continuación, Figura 4.14:

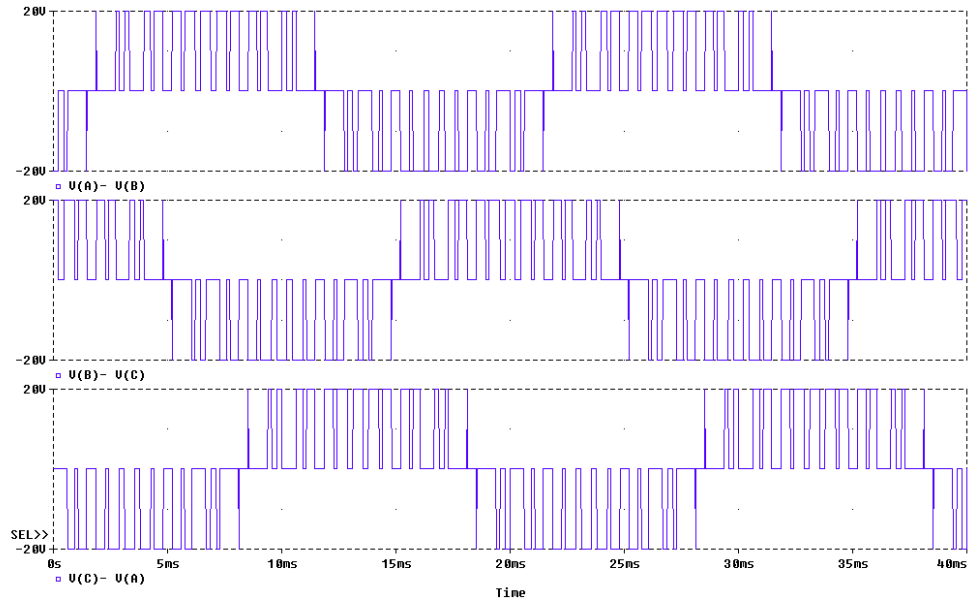


Figura 4.14 Tensiones compuestas  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  y  $V_{CA}$ .



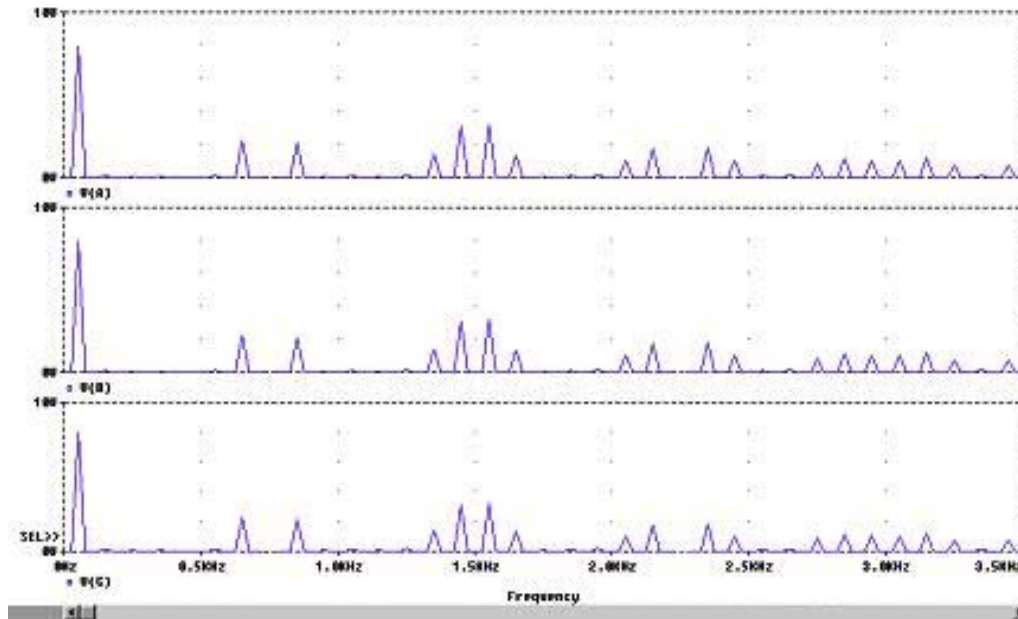


Figura 4.15 Espectro frecuencial de las tensiones compuestas  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  y  $V_{CA}$ .

Como se puede observar, los armónicos impares y pares no existen. Sólo aparecen las bandas armónicas alrededor de los valores que tendrían estos armónicos.

#### 4.2.1.2 PWM mediante vector espacial (Space Vector-PWM) [32]

Este sistema de modulación está basado en la representación de las tensiones en el plano  $d,q$  de la Transformada de Park. En la figura 4.16, se presentan los 8 vectores de acuerdo con las 8 posibilidades del estado de conmutación del convertidor. El vector de espacio de referencia  $V^*$  se obtiene por la ecuación 4.8 ,

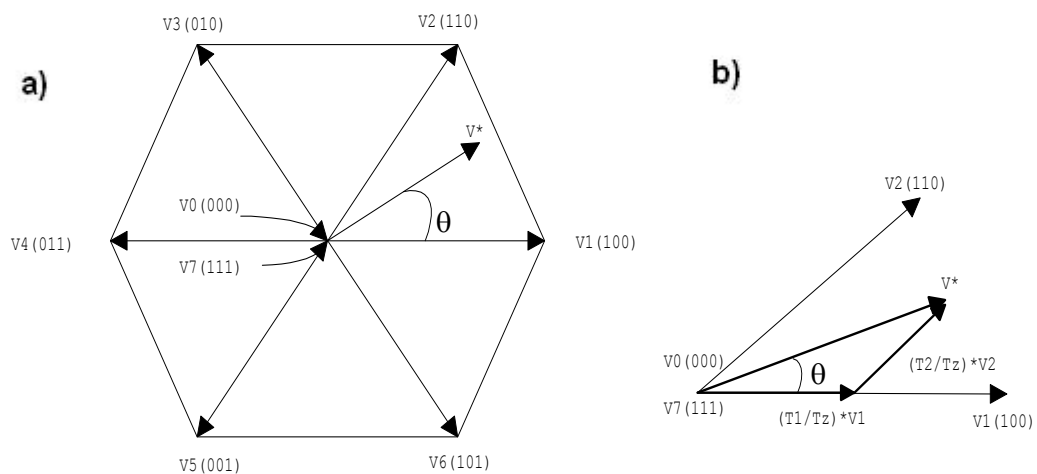


Figura 4.16 a) Tensión de salida del vector espacial. b) Determinación del tiempo de conexión.

$$V^*T_z = V_1T_1 + V_2T_2 + V_0\frac{T_0}{2} + V_7\frac{T_0}{2} \quad (4-8)$$

donde T1 y T2 son los intervalos de aplicación del vector V1 y V2 respectivamente y T0 es el intervalo para los vectores nulos V0 y V7. En la Figura 4.17, se muestra el estado de los interruptores y el patrón de pulsos resultante. Con este tipo de modulación se consigue una mayor tensión de salida que con la modulación sinusoidal.

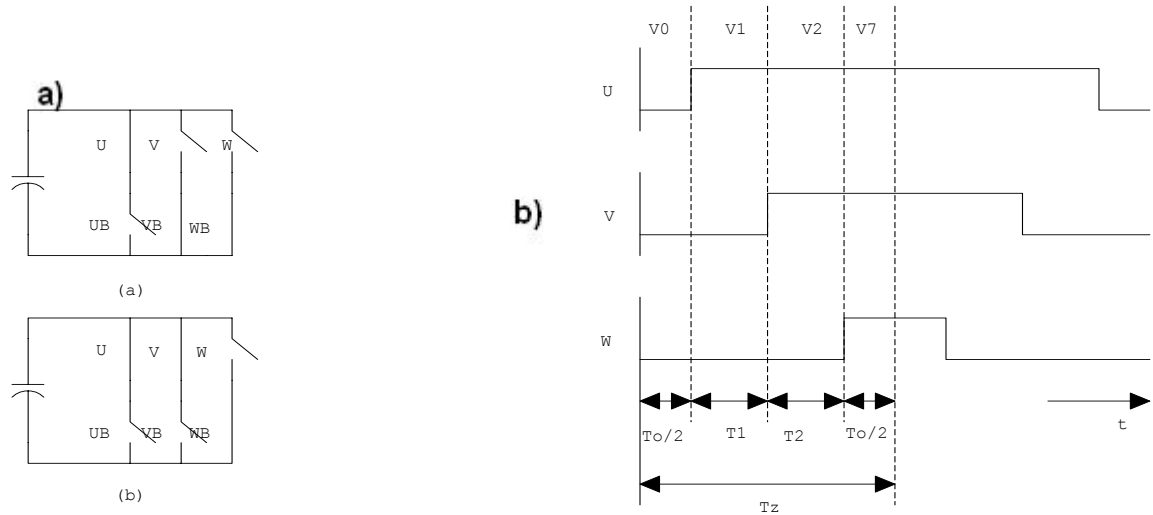


Figura 4.17 a<sub>a</sub>) Estado interruptores para período T1 del vector V1, a<sub>b</sub>) Estado interruptores para período T2 del vector V2. b) Patrón de pulsos resultante.

#### 4.2.2 Modulación con portadora al azar controlada por histéresis

En la modulación con portadora fija aparecen armónicos de gran amplitud alrededor de la portadora y de los múltiplos de esta. Es preferible tener la energía de los armónicos distribuida en un mayor campo de frecuencias (Figura 4.18).

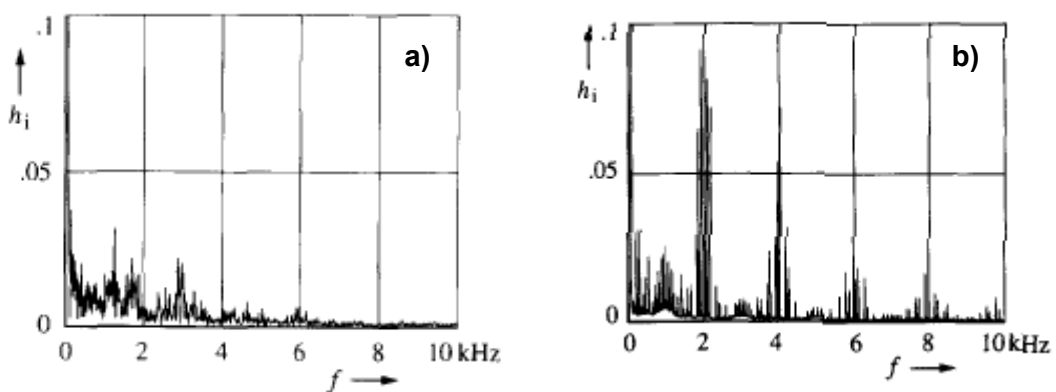


Figura 4.18 Comparación espectro frecuencial de modulación con portadora al azar (a) con fija (b).

La utilización de una portadora de frecuencia fija provoca la aparición de bandas armónicas también fijas alrededor de la frecuencia portadora y sus múltiplos pares e impares con un aumento del nivel de ruido y de las vibraciones. Para disminuir las consecuentes resonancias que se producen con las frecuencias fijas se ha previsto una modulación sin portadora fija [22] que distribuye los armónicos de frecuencia en un rango más amplio.

El estudio de las pérdidas adicionales debidas a los armónicos generados por la portadora variable no serán tan sencillos y exactos al no poder aplicar directamente Fourier para determinar las frecuencias que intervienen en el cálculo [3].

### 4.3 Transformada de Wavelets en comparación con la Transformada Fourier [27], [28], [29]

A continuación se presenta un estudio de los inconvenientes que presenta la Transformada de Fourier en evaluar la amplitud de las componentes frecuenciales en una ventana de adquisición en que el valor de esas componentes no son constantes.

#### 4.3.1 Portadora fija en frecuencia y amplitud

A continuación se muestra un ejemplo de una señal que esta compuesta por una portadora fija en el intervalo de análisis.

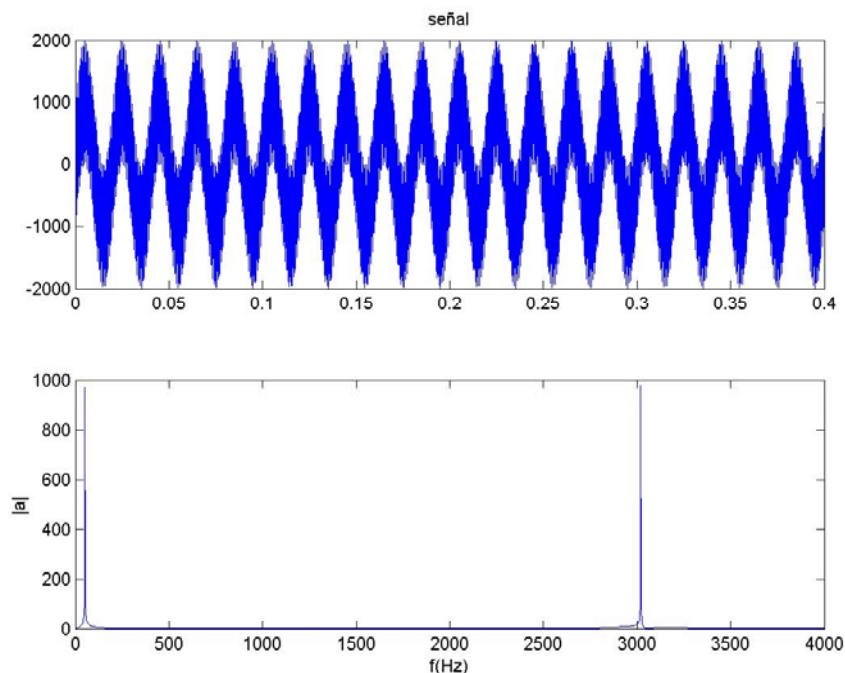


Figura 4.19 FFT con portadora fija en el intervalo de análisis.

El resultado de la transformada de Fourier a la señal temporal generada por la suma de dos señales sinusoidales, reproduce con fidelidad tanto la amplitud como la frecuencia de las mismas.

### 4.3.2 Portadora con amplitud fija y frecuencia variable

Cuando se presenta una modulación en PWM sin portadora fija puede ocurrir que la ventana utilizada para realizar la transformada de Fourier, la frecuencia de la portadora varíe.

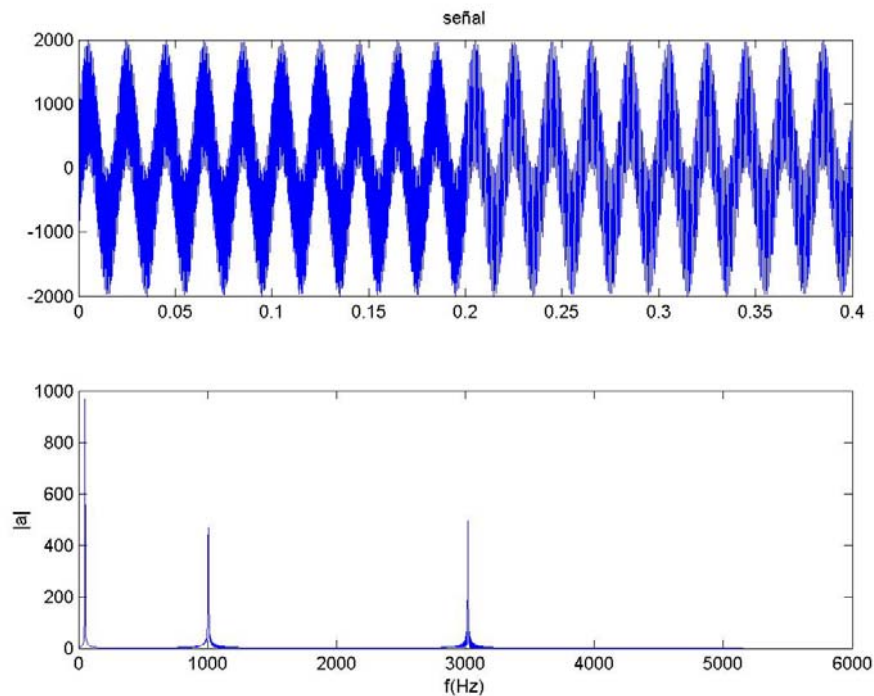


Figura 4.20 Señal analizada con portadora variable.

Llevando el caso la exageración, en medio período de análisis la señal posee un valor de 1 kHz y de 3 kHz en el resto hasta los 0,4 s. En ambos casos la amplitud es igual a 1000 unidades.

Tabla 4.1 Niveles de transformación Wavelets.

Banda	f superior [Hz]	f inferior [Hz]	f central wavelets [Hz]	Puntos	Energía
1	5120	2560	3414	2055	879699737
2	2560	1280	1707	1035	237721115
3	1280	640	853	525	957089377
4	640	320	427	270	3575598
5	320	160	213	142	1413676
6	160	80	107	78	32887700
7	80	40	53	46	2080023274
8	40	20	27	30	172153379
9	20	10	13	22	35378825
10	10	5	7	18	74467857
11	5	3	3	16	149169650

El análisis de Fourier detecta correctamente las frecuencias pero no así la amplitud de las señales portadoras, en ambos casos se debiera haber obtenido 1000 unidades. Si se introdujeran en la simulación estas amplitudes, que se podrían obtener de un ensayo, se estarían falseando los resultados.

La introducción de la transformada de Wavelets permite realizar un análisis frecuencial y temporal detectando variaciones de las componentes armónicas en el tiempo. En los niveles de las bandas 1,3 y 7 es donde aparecen las señales con más peso ( tabla 4.1).

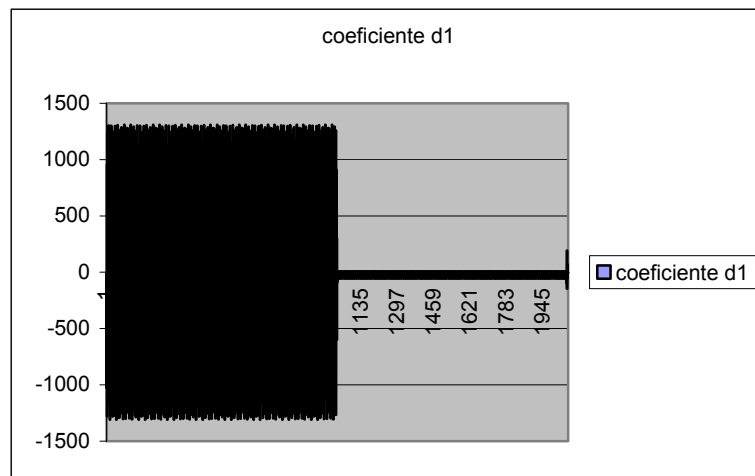


Figura 4.21 Coeficientes d1 correspondientes a la Señal 3000 Hz.

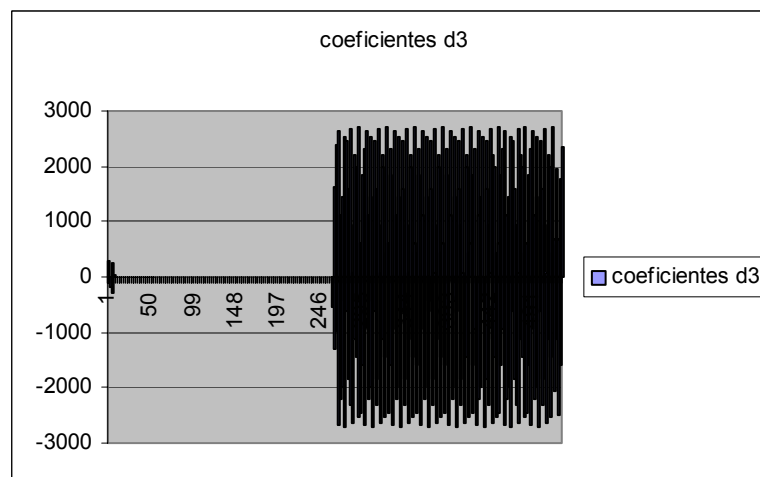


Figura 4.22 Coeficientes d3 correspondientes a la Señal 1000Hz.

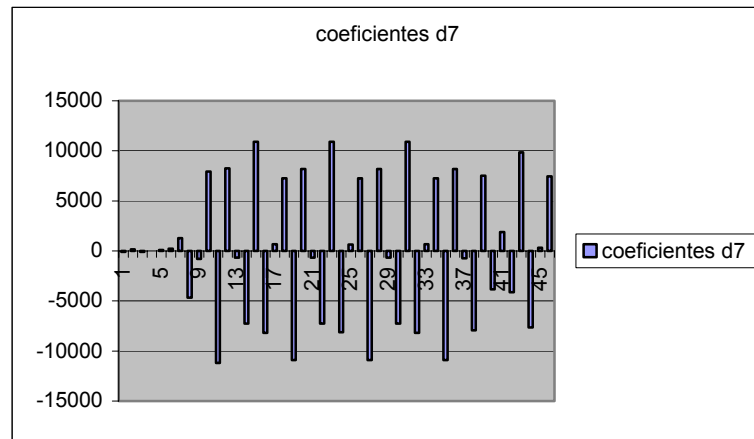


Figura 4.23 Coeficientes Señal 50Hz distribuida a lo largo de la ventana analizada.

Los valores mostrados en las Figura 4.24, Figura 4.25 y Figura 4.26 de la transformada inversa de Wavelts obtienen con fidelidad la señal original tanto en amplitud como en frecuencia.

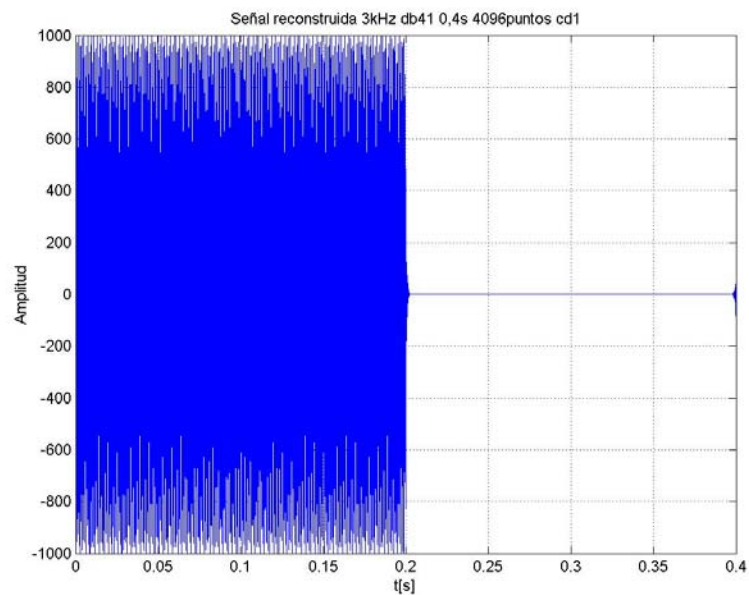


Figura 4.24 Señal reconstruida 3000Hz.

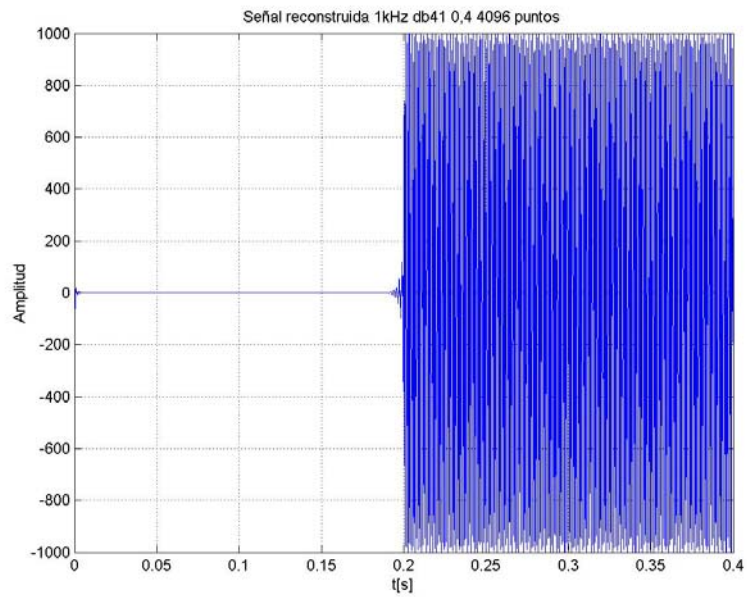


Figura 4.25 Señal reconstruida 1000Hz.

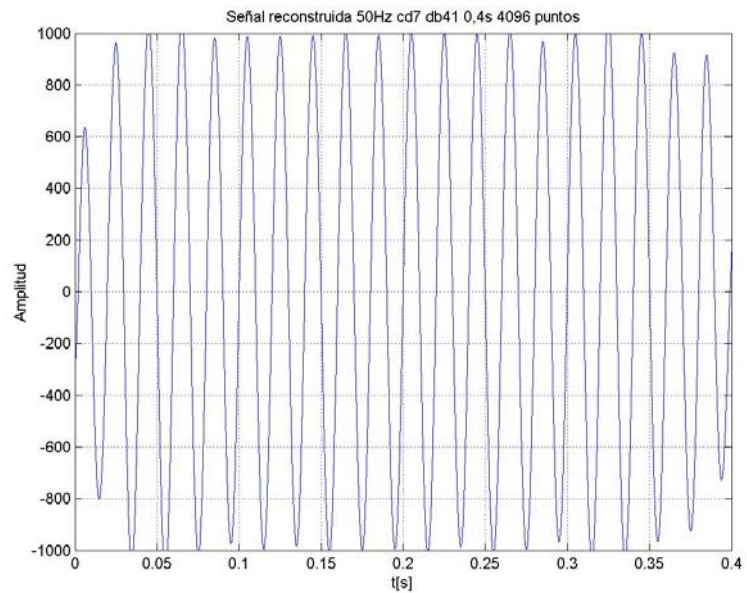


Figura 4.26 Señal reconstruida 50Hz.

### 4.3.3 Variación transitoria de la frecuencia de la portadora, amplitud fija

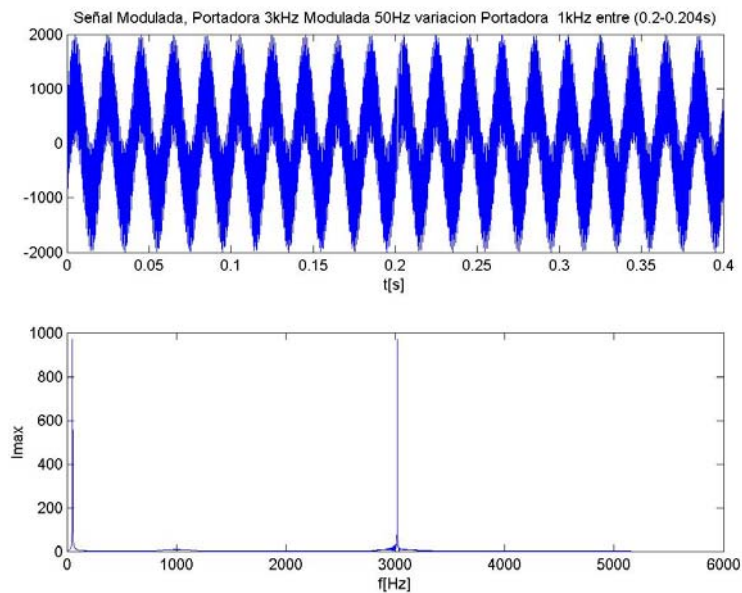
Para verificar la bondad de la transformada frente a variaciones temporales de portadora se parte del supuesto que, para la ventana de análisis, la portadora es de 3kHz y la modulada continua siendo 50Hz. Pero en la mitad de la ventana se cambia la frecuencia de la portadora de 3kHz a 1kHz en 4 períodos. Se realiza la

transformada Wavelets, reflejando en la tabla 4.2 el resultado de los niveles de energía obtenidos.

En el análisis de Fourier de la Figura 4.27, la amplitud de la portadora de 1kHz es inapreciable, cuando debería mostrar una amplitud de 1000 unidades. Si se realiza el análisis utilizando la transformada de Wavelets, se detecta perfectamente el fenómeno de la variación de la portadora en este corto intervalo de tiempo (Figura 4.28 y Figura 4.29).

**Tabla 4.2 Niveles de transformación Wavelets.**

Banda	f superior	f inferior	f central wavelets	Puntos	Energía
1	5120	2560	3414	2088	2048756608
2	2560	1280	1707	1084	18983728
3	1280	640	853	582	19435855
4	640	320	427	331	687364
5	320	160	213	206	2675143
6	160	80	107	143	59677948
7	80	40	53	112	4168950498
8	40	20	27	96	91716497
9	20	10	13	88	63018126
10	10	5	7	84	99879299



**Figura 4.27 Señal con modificación frecuencia de la portadora.**



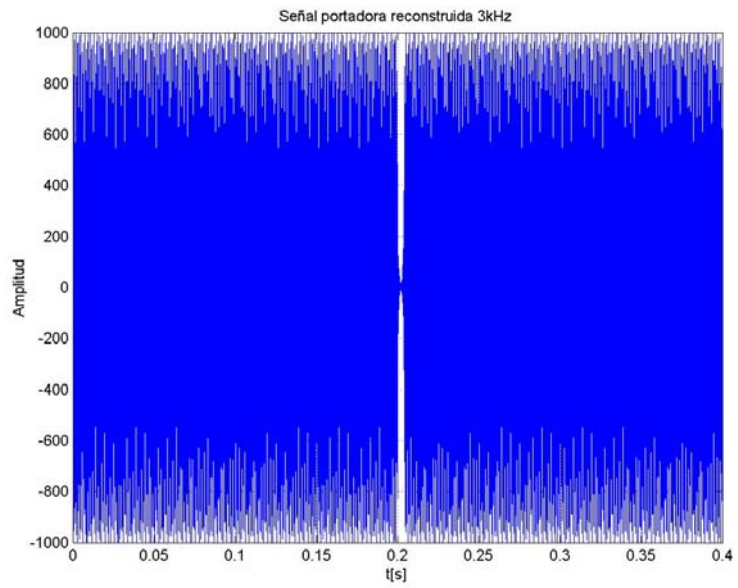


Figura 4.28 Señal reconstruida portadora 3kHz .

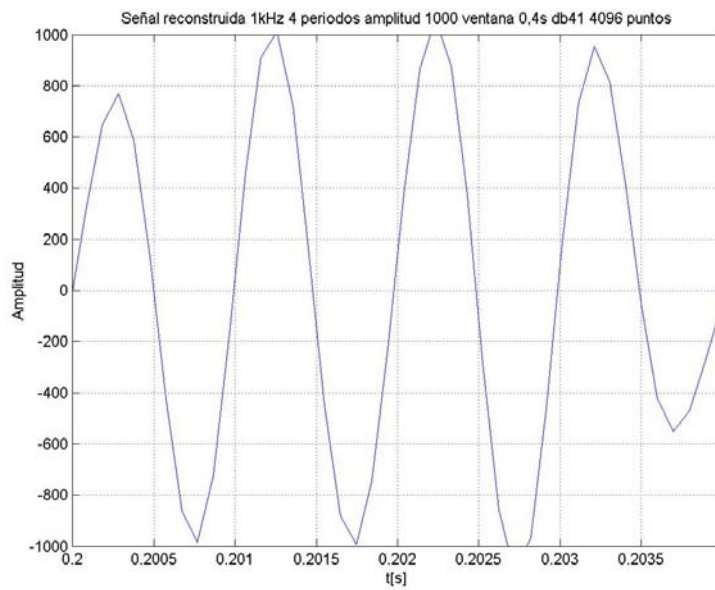


Figura 4.29 Señal reconstruida de 1kHz.

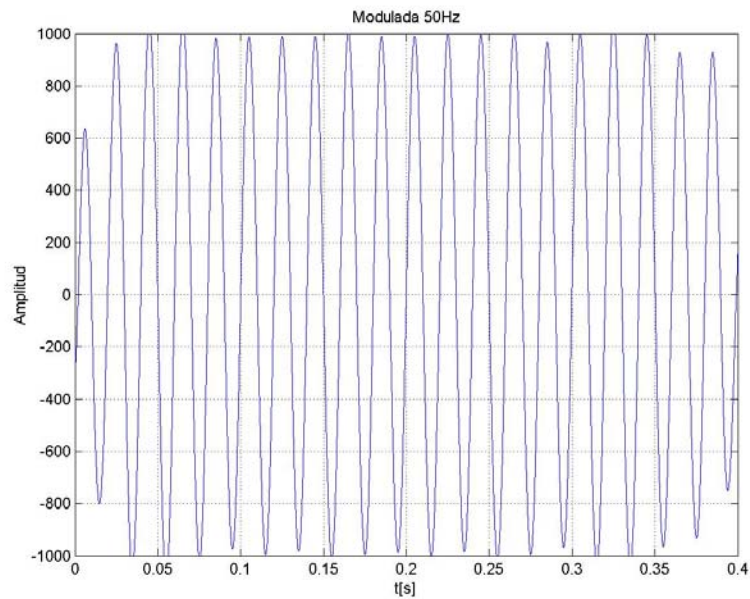


Figura 4.30 Reconstrucción señal modulada 50Hz.

#### 4.3.4 Análisis con una señal portadora frecuencia de fija y amplitud variable en la ventana de análisis

Bajo este supuesto la señal que se obtiene de la transformada de Fourier también introduce error en la amplitud.

Tabla 4.3 Niveles de transformación Wavelets.

Banda	f superior	f inferior	f central wavelets	Puntos	Energía
1	5120	2560	3414	2088	1284515099
2	2560	1280	1707	1084	10975413
3	1280	640	853	582	228386
4	640	320	427	331	273170
5	320	160	213	206	2655878
6	160	80	107	143	59850212
7	80	40	53	112	4178012946
8	40	20	27	96	91293730
9	20	10	13	88	61770168
10	10	5	7	84	100993126

Con el análisis por Wavelets, primero se realiza una tabla con las bandas de los niveles donde se indican las frecuencias que tendrán una amplitud de nivel considerable, para el posterior desarrollo del cálculo de pérdidas. En este caso es

la banda nº 1 que coincide con la banda de frecuencias de la portadora generada y que, efectivamente, es la que tiene mayor peso. En la Figura 4.31 se muestra el error en amplitud que se produce cuando se transforma por Fourier. En la Figura 4.32 se observa la bondad de Wavelets que detecta correctamente la amplitud en función del tiempo.

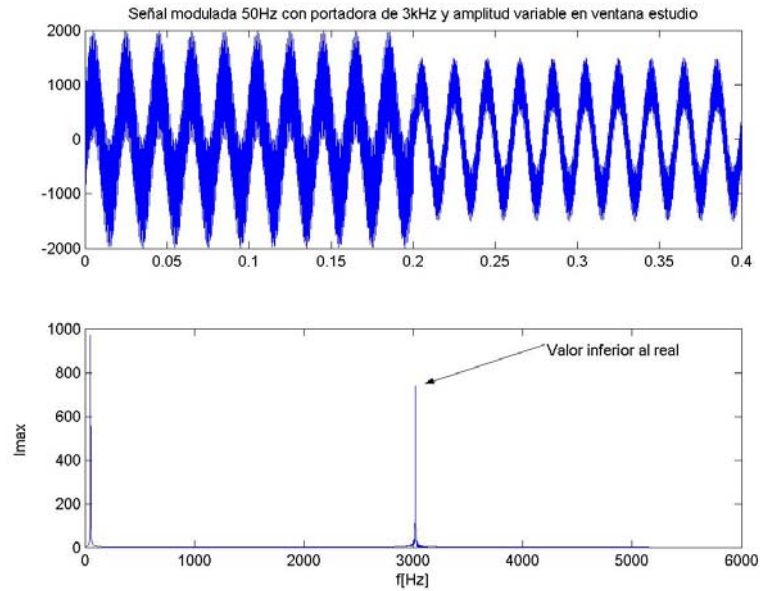


Figura 4.31 Señal simulada con portadora 3kHz de amplitud variable.

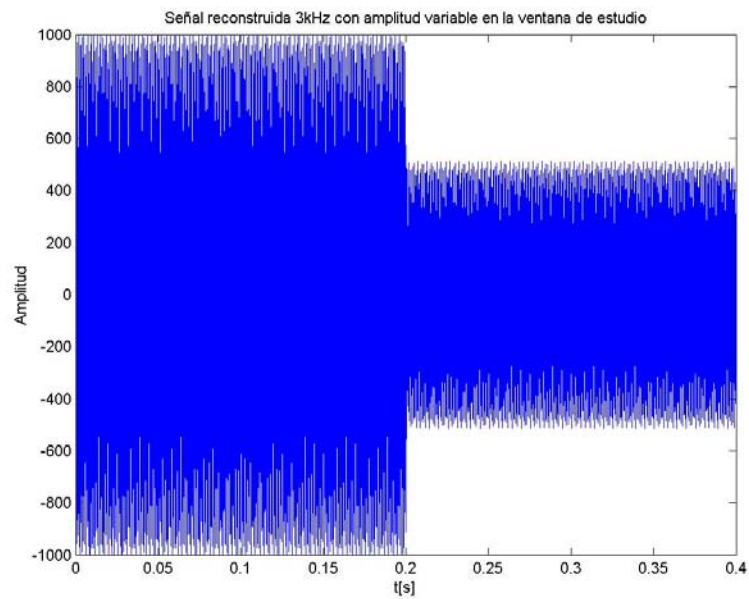


Figura 4.32 Reconstrucción señal portadora 3kHz de amplitud variable.

### 4.3.5 Análisis con una señal adquirida con convertidor con portadora fija

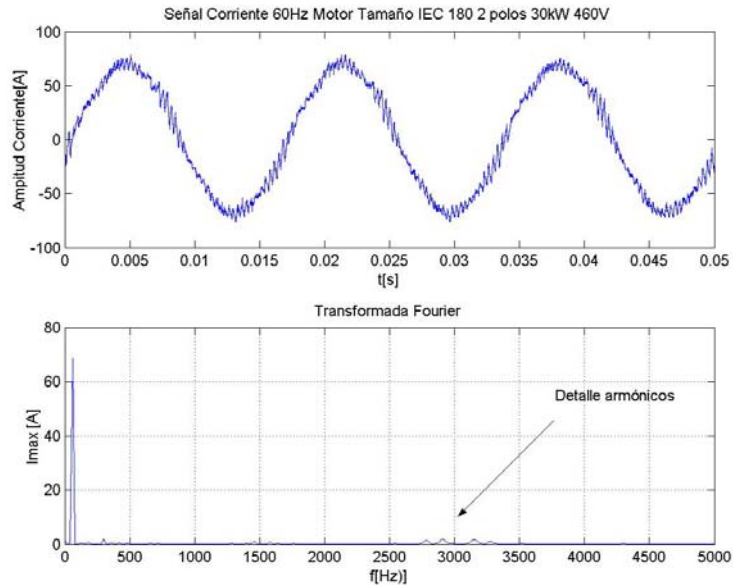


Figura 4.33 Señal adquirida Motor 30kW 60Hz 2 polos alimentado 460V con convertidor de frecuencia.

Tabla 4.4 Niveles de transformación Wavelets.

Banda	f superior	f inferior	f central Wavelets	Puntos	Energía
1	50000	25000	33333	2540	3019
2	25000	12500	16667	1310	1949
3	12500	6250	8333	695	4439
4	6250	3125	4167	388	35678
5	3125	1563	2083	234	74855
6	1563	781	1042	157	16731
7	781	391	521	119	178370
8	391	195	260	100	45258
9	195	98	130	90	200460
10	98	49	65	85	19006045
11	49	24	33	83	6095443

La señal se ha adquirido de un motor alimentado por convertidor de frecuencia de portadora fija, desarrollando una potencia de 30kW a 460V 60Hz. Observando la amplitud de los armónicos de la portadora que nos ofrece Fourier en la Figura 4.34 y Figura 4.36, la amplitud de esos armónicos queda falseada ya que no tienen un régimen permanente en toda la ventana. Se indica que en la señal reconstruida con Wavelets (Figura 4.35 y Figura 4.37), la amplitud máxima llega a más de 5 veces la indicada por Fourier. La señal de 60Hz queda algo deformada ya que se compone con sólo 85 puntos. Pero si durante el período analizado la portadora deja de ser fija, el error que introducirá Fourier todavía será mayor. La amplitud de

la corriente armónica que se toma para calcular las pérdidas armónicas adicionales no será correcta. Se tomará el valor eficaz de la ventana de análisis obtenido de la transformada Wavelts (Figura 4.35 y Figura 4.37). La frecuencia central de la banda considerada es la que se introduce para el cálculo de las pérdidas armónicas. Contrariamente a la teoría de modulación introducida en el apartado 4.2.1.1, la amplitud de los armónicos de una banda no se mantiene constante.

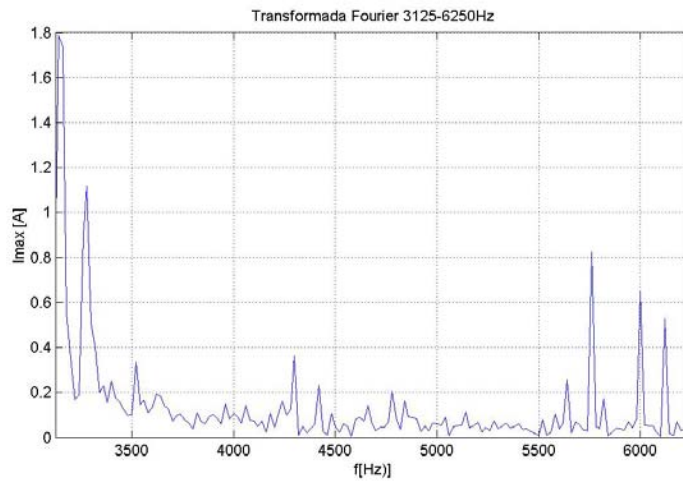


Figura 4.34 Transformada de Fourier para la primera banda de energías 6250-3125Hz.

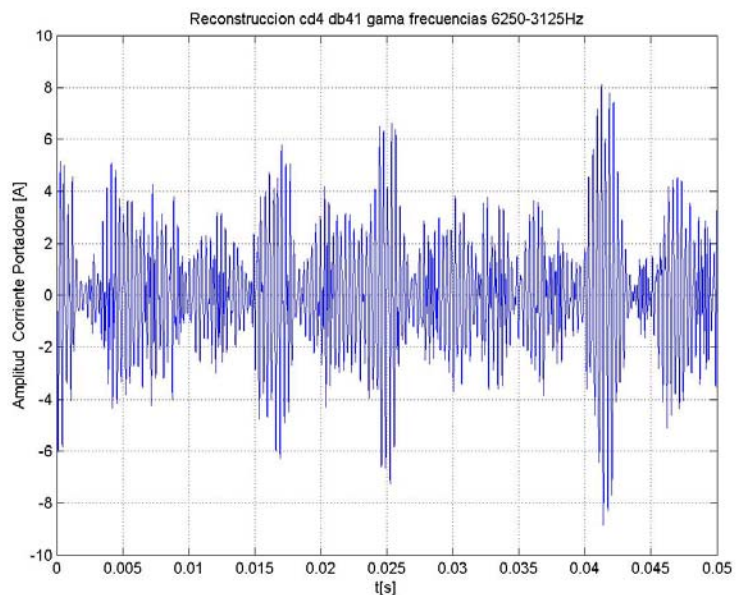


Figura 4.35 Reconstrucción en función del tiempo de la banda de corriente 6250-3125Hz.

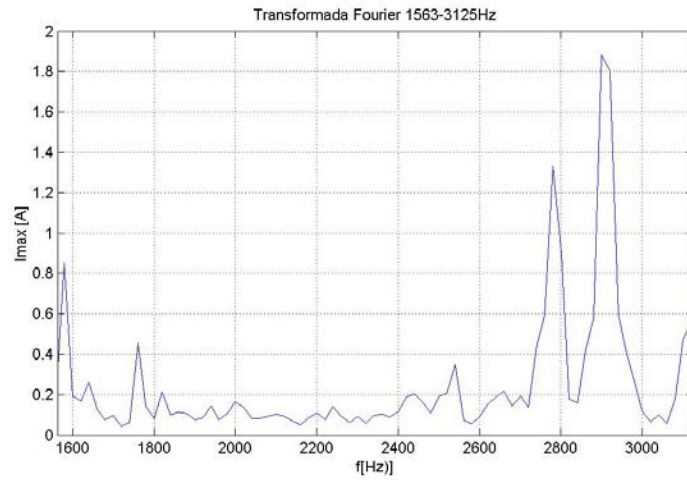


Figura 4.36 Transformada de Fourier para la primera banda de energías 3125-1563Hz.

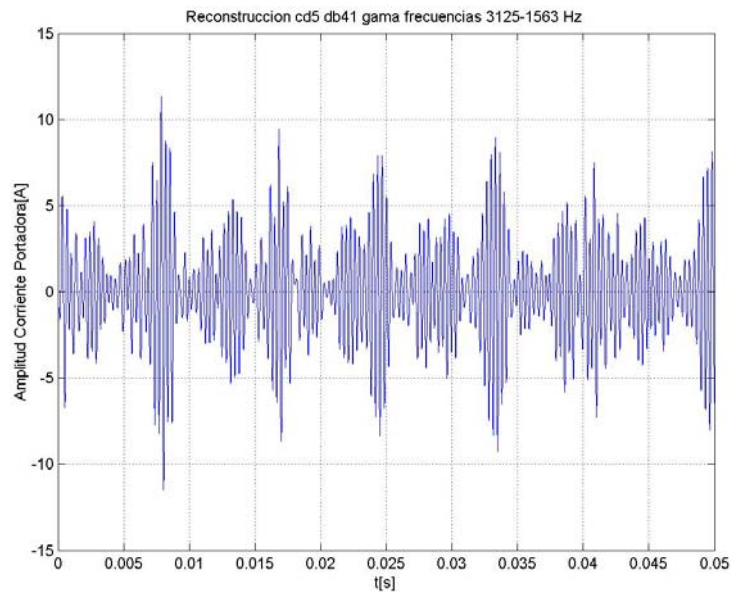


Figura 4.37 Reconstrucción en función del tiempo de la banda de corriente 3125-1563Hz.

Al igual que los casos teóricos anteriores la amplitud de la señal transformada fundamental no es tan uniforme en la ventana de análisis como la obtenida para los armónicos, el número de puntos y el período de muestreo tendría que ser diferente (Figura 4.38).

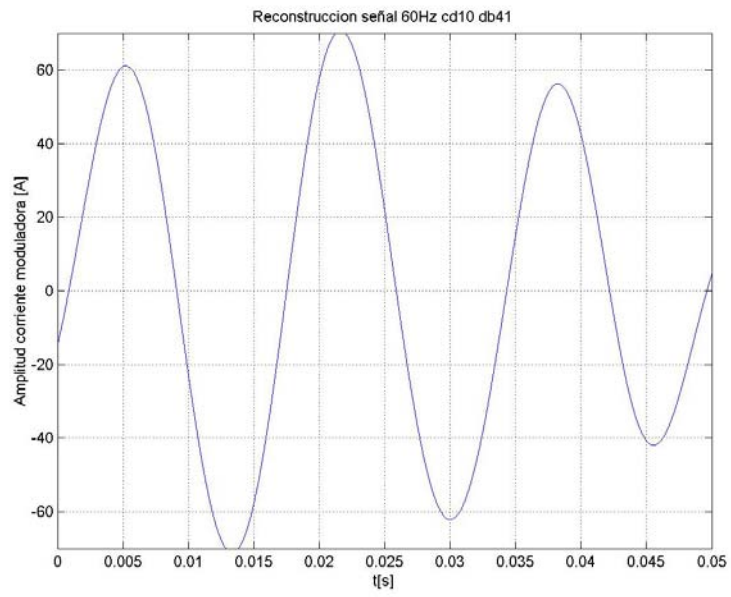


Figura 4.38 Reconstrucción en función del tiempo de la banda de corriente 98-49Hz.



## 5 Estudio frecuencial del motor de inducción alimentado por convertidor de frecuencia

La alimentación con convertidor de frecuencia provoca que el comportamiento del motor y sus prestaciones difieran de las que son propias del motor alimentado con el régimen sinusoidal, debido a los armónicos de alta frecuencia.

Cuando se empezaron a usar los motores asíncronos con convertidor de frecuencia se hacían diseños especiales o modificaciones del diseño básico para alimentación sinusoidal. Sin embargo, hoy en día, al disminuir el contenido armónico de la señal del convertidor para potencias medianas y pequeñas, lo usual es tomar motores de serie normalizados y, como máximo, reducir del 5 al 10% su potencia nominal, a despecho de que no sea suficiente para mantener sus correctas características de funcionamiento.

### 5.1 Circuito equivalente con alimentación no sinusoidal

Con la modulación PWM con portadora fija se puede aceptar, con reservas, el análisis de Fourier para descomponer la tensión de alimentación en una serie formada por la fundamental y los armónicos superiores.

Cuando la modulación se realiza por modulación con portadora al azar controlada por histéresis, se requiere de la utilización de la transformada de Wavelets para determinar la descomposición armónica en bandas de frecuencia

En ambos casos se emplea el método aproximado de superposición, mediante el cual se procede a alimentar el motor sucesivamente con la tensión fundamental y por todos los armónicos de orden superior que aparezcan en la descomposición hasta llegar a aquellos cuyas amplitudes son despreciables. Así se calculan las corrientes correspondientes a cada tensión, para luego obtener la corriente total del motor mediante superposición.

Las pulsaciones de tensiones armónicas en el estator responden a la siguiente ecuación:

$$\omega_{sv} = v\omega_s \quad (5-1)$$

siendo  $\omega_{sv}$  la pulsación del armónico de orden  $v$  y  $\omega_s$  la pulsación de la fundamental, en radianes por segundo.



En el punto de funcionamiento habitual del motor, el valor del deslizamiento a frecuencia fundamental es prácticamente nulo. Esto implica que la velocidad del rotor es prácticamente igual a la velocidad de sincronismo:

$$\omega_r \approx \omega_s \quad (5-2)$$

Entonces el deslizamiento del armónico de orden  $\nu$  es:

$$s_\nu = \frac{\omega_{s\nu} \pm \omega_r}{\omega_{s\nu}} \approx \frac{\nu \pm 1}{\nu} \approx \pm 1 \quad (5-3)$$

El signo  $\pm$  corresponde si el flujo o fuerza magnetomotriz creada por el armónico de orden  $\nu$  viaja en el mismo sentido o contrario que la fundamental. Con esta demostración se afirma que la pulsación de las corrientes o tensiones armónicas inducidas en el rotor no están afectadas por el deslizamiento. La componente armónica se transmite directamente al rotor figura 5.1 y figura 5.2, siendo  $\omega_{r\nu}$  la pulsación de corriente o tensión inducida armónica.

$$\omega_{r\nu} = \omega_{s\nu} \quad (5-4)$$

Como  $s_\nu = 1$ , [26] para todos los armónicos superiores, se puede adoptar un circuito equivalente aproximado eliminando la rama magnetizante (figura 5.3), ya que la impedancia de esta rama aumenta considerablemente con las frecuencias armónicas y por ella no circulará corriente. Para el cálculo de la separación de pérdidas, si que se tendrá en cuenta la rama de las pérdidas armónicas en el hierro.

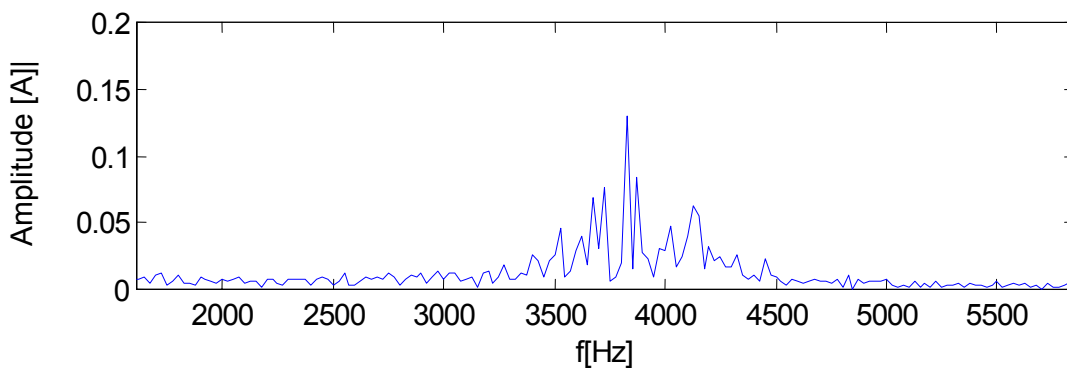


Figura 5.1 Armónicos de corriente de la portadora en estator.

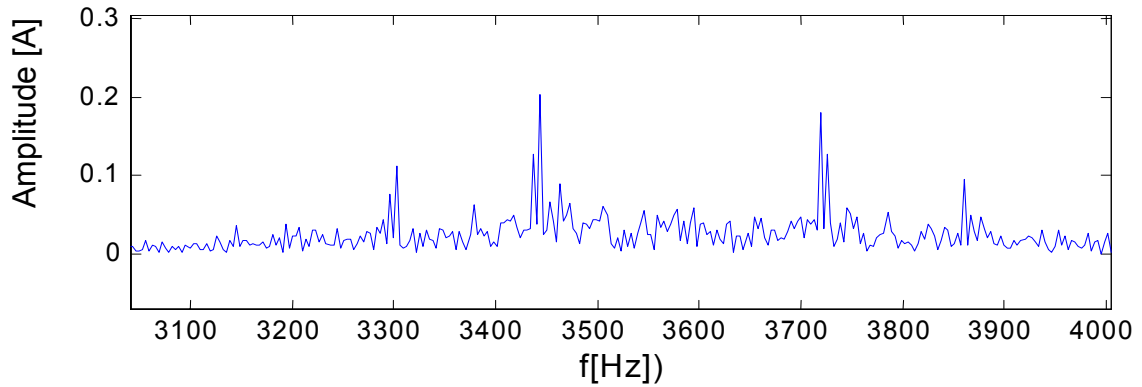


Figura 5.2 Armónicos de la corriente medidos en rotor inducidos portadora.

Hay tantos circuitos equivalentes como armónicos se consideran. Las constantes de estos circuitos equivalentes se obtienen a partir de las del motor en régimen sinusoidal con las siguientes reglas:

- Las reactancias se multiplican por  $\nu$ .
- Las resistencias habrá que corregirlas con las fórmulas que dan el coeficiente de aumento de resistencia por efecto del desplazamiento de la corriente, considerando la frecuencia que es en cada caso  $\nu \cdot f$ . Este factor será mayor para los conductores rotóricos ya que tienen mayor sección transversal. Se obtendrá un factor  $k_r$  que multiplicará la resistencia calculada para corriente continua.

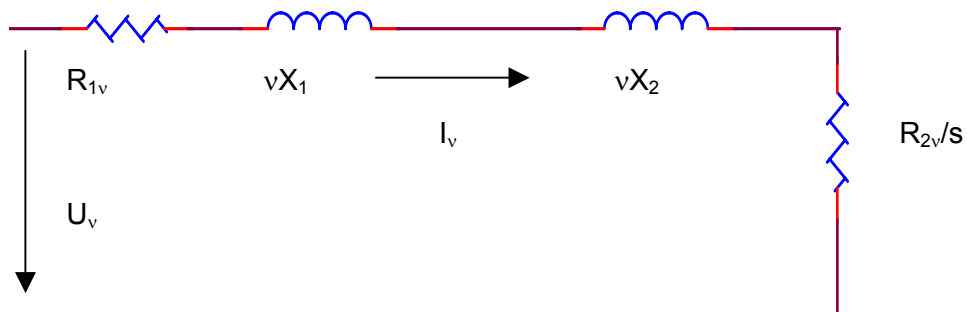


Figura 5.3 Circuito equivalente para el armónico de orden  $\nu$ .

Las intensidades para cada armónico se obtienen a partir de:

$$I_v = \frac{U_v}{\sqrt{(R_{1v} + R_{2v})^2 + v^2 \cdot (X_1 + X_2)^2}} \quad (5-5)$$

siendo

- $U_v$  tensión de armónico [V]
- $R_{1v}$  resistencia de estator considerando efecto desplazamiento corriente [ $\Omega$ ]
- $R_{2v}$  resistencia de rotor considerando efecto desplazamiento corriente [ $\Omega$ ]
- $X_1$  reactancia de dispersión de estator [ $\Omega$ ]
- $X_2$  reactancia de dispersión de rotor [ $\Omega$ ]

Las resistencias de estator y rotor se pueden despreciar ya que son menores que las reactancias, resultando la expresión aproximada de la intensidad de armónico:

$$I_v = \frac{U_v}{v \cdot (X_1 + X_2)} \quad (5-6)$$

En el caso de realizar la medición de la variación de la impedancia en función de la frecuencia [3], se pueden calcular de una forma muy precisa el valor de las corrientes armónicas para un espectro de tensiones conocido.

$$I_v = \frac{U_v}{Z_v} \quad (5-7)$$

Se observa que las intensidades armónicas decrecen drásticamente para los armónicos superiores, y que el contenido de armónicos de la onda de intensidad es menor que el de la onda de tensión ( $U_v/v$ ) que alimenta el motor. El motor asíncrono es un buen filtro para las ondas de tensión distorsionadas, y el efecto filtro se incrementa con las altas frecuencias.

## 5.2 Pérdidas originadas en el motor asíncrono con alimentación no sinusoidal

Al alimentar el motor con una tensión no sinusoidal, otro de los efectos inmediatos que se origina, es que las pérdidas en el mismo se incrementan respecto las que tiene en régimen de alimentación sinusoidal, provocando la disminución del

rendimiento energético en la conversión electromecánica y un sobrecalentamiento del mismo.

### 5.2.1 Pérdidas por efecto joule en el estator

Los conductores del estator presentan un bajo efecto pelicular o de desplazamiento de la corriente, porque las espiras están divididas por conductores en paralelo aislados, por lo tanto, en caso de utilizar coeficientes analíticos su valor sería aproximadamente 1 ( $k_r \approx 1$ ) [4].

La fórmula de cálculo de las pérdidas en el estator:

$$Vcu_{1,1} = 3R_1 I_1^2 \quad (5-8)$$

$$Vcu_{1,v} = 3R_1 \sum I_{1v}^2 \quad (5-9)$$

$$Vcu_1 = 3R_1 I_1^2 + 3R_1 \sum I_{1v}^2 \quad (5-10)$$

### 5.2.2 Pérdidas por efecto joule del rotor

La corriente inducida en el rotor es de carácter alterno que produce un flujo transversal en la ranura. Este flujo, también alterno, origina corrientes circulantes en la ranura ( figura 5.4). Estas corrientes en la parte inferior de la ranura y en función de la frecuencia, contrarrestan la corriente que las origina y contrariamente en la parte superior de la ranura se produce una gran densidad de corriente ya que circulan en el mismo sentido.

Este fenómeno se asoció, en la literatura clásica [4], como un aumento de la resistencia en función del orden del armónico. La resistencia en continua se multiplica por un factor denominado  $k_r$  que intenta corregir el fenómeno del aumento de resistencia en función de la frecuencia y la profundidad de la ranura.

$$Vcu_{2,1} = 3R_2 I_{2,1}^2 \quad (5-11)$$

$$Vcu_{2,v} = 3R_2 \sum I_{2v}^2 k_{rv} \quad (5-12)$$

$$Vcu_2 = 3R_2 I_2^2 + 3R_2 \sum I_{2v}^2 k_{rv} \quad (5-13)$$

Mediante el método de los elementos finitos es posible evaluar de una forma más exacta la distribución de la corriente y el aumento de resistencia en la ranura [20] así como el cálculo las pérdidas en el rotor. En la figura 5.5 se muestra la distribución de la corriente en una misma ranura de rotor en función de la frecuencia de la corriente que circula.

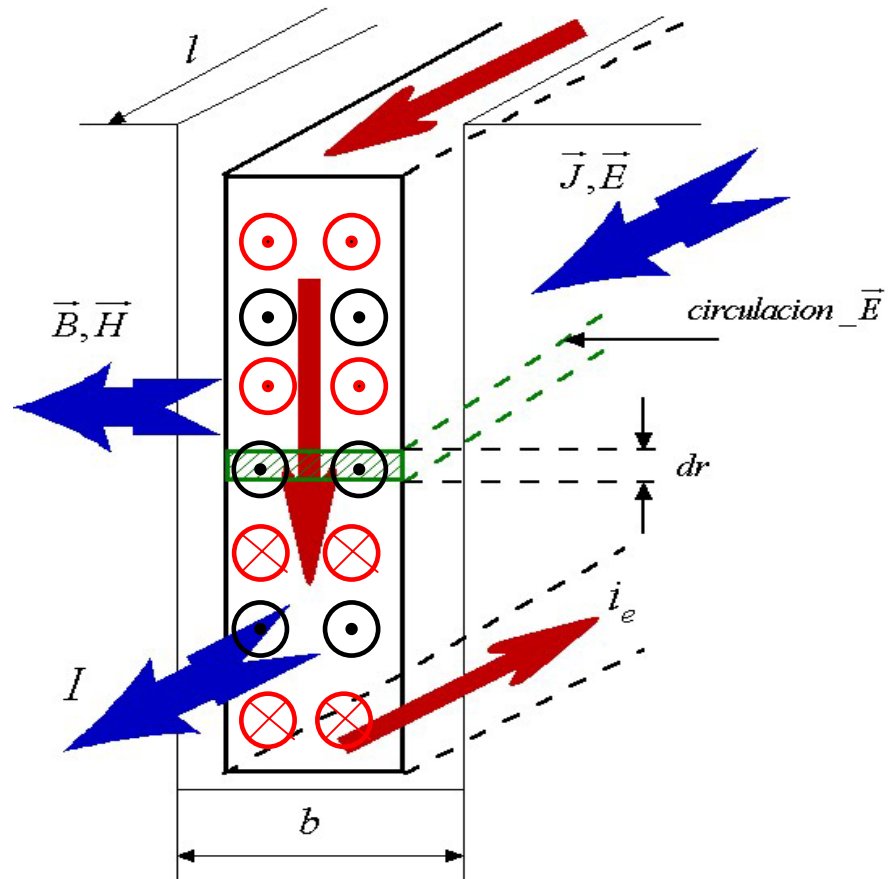


Figura 5.4 Fenómeno del desplazamiento de la corriente en ranuras de rotor.

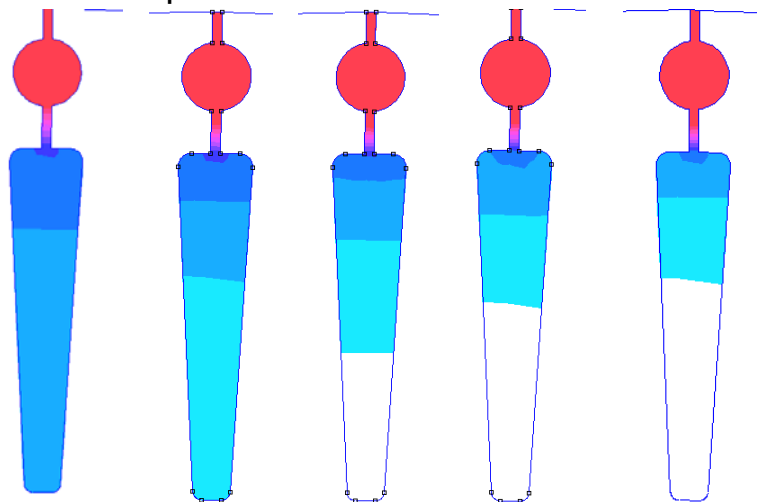


Figura 5.5 Desplazamiento corriente en función frecuencia inducida. Color rojo mayor densidad de corriente.

### 5.2.3 Pérdidas magnéticas por histéresis y por corrientes de Foucault

Las pérdidas en el hierro son debidas a las variaciones de flujo y pueden subdividirse en pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes de Foucault. Ambas se ven afectadas por la distribución irregular de la inducción sobre cada sección plana del circuito magnético así como por la concentración auto inductiva del flujo. [5]

Interesan dos casos de variación del campo magnético (figura 5.6).

a) Si en un elemento de volumen, el módulo del vector de inducción varía su valor según una función periódica. Esto sucede en los núcleos y las coronas de transformadores, así como en los dientes de las máquinas eléctricas rotativas. Es la denominada magnetización alterna.

b) Si el vector de inducción sigue una rotación, como ocurre en la corona de las máquinas giratorias, en que el módulo y la velocidad angular del vector de inducción sea constante. Se denomina magnetización giratoria.

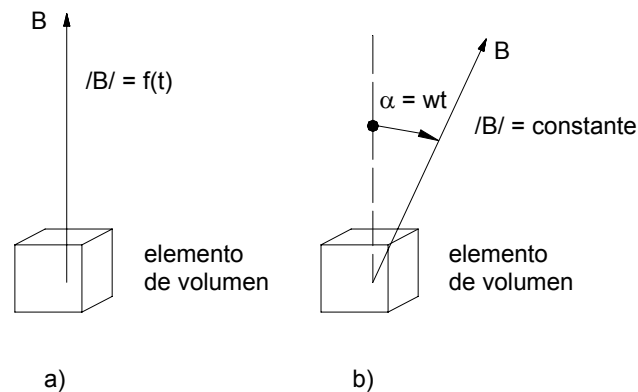


Figura 5.6 Variaciones de campo magnético.

- a) Magnetización alterna
- b) Magnetización giratoria

Para un elemento de volumen con una masa  $dm$  y con una densidad  $\rho$  se originan unas pérdidas  $dV$  en la masa  $dm$ . Por lo tanto las pérdidas específicas  $v$  son:

$$v = \frac{dV}{dm} \quad (5-14)$$

Para un volumen de masa  $m_{Fe}$ , con pérdidas específicas  $v$  constantes, se obtienen las pérdidas:

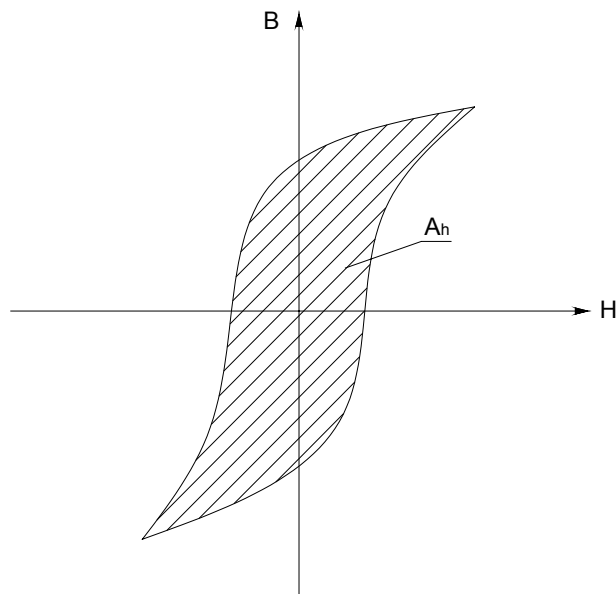
$$V = \int_m v \cdot dm = v \cdot m_{Fe} \quad (5-15)$$

Las pérdidas específicas en el hierro se dividen en pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault:

$$V_{Fe} = V_H + V_E \quad (5-16)$$

### 5.2.3.1 Pérdidas por histéresis

El fenómeno de histéresis provoca en los materiales ferromagnéticos un ciclo de imanación en el cual las trayectorias ascendentes y descendentes de inducciones no coincide, dejando encerrada entre ellas una cierta superficie en la figura 5.7.



**Figura 5.7 Ciclo de histéresis.**

Esta superficie pone de manifiesto la diferencia entre la potencia absorbida durante la fase de acumulación de energía y la de restitución de la misma, diferencia que se traduce en pura pérdida al transformarse en calor.

Cuando un cuerpo ferromagnético e isótropo varía el módulo del vector de inducción  $B$ , también se modifica la densidad de energía magnética,

$$\Delta w_m = \int_{\Delta B} H \cdot dB \quad (5-17)$$

Cuando se cumple un ciclo completo de magnetización, se presenta una variación asociada a la densidad de energía magnética proporcional a la superficie encerrada por el ciclo.

$$w_m = \oint H \cdot dB \quad (5-18)$$

Asociadas a esta variación de energía se presentan unas pérdidas de potencia. Las pérdidas específicas de un elemento volumétrico vienen dadas por:

$$v_H = \frac{dV_H}{dm} = \frac{dW/T}{dm} = \frac{w_m}{\rho \cdot T} = \frac{1}{\rho \cdot T} \oint H \cdot dB \approx \frac{A_h}{\rho \cdot T} \quad (5-19)$$

Para el caso que se produzca un giro inverso del ciclo de histéresis, o se aplique una corriente continua, las pérdidas magnéticas dependerán del tiempo. En caso contrario se obtendrá un ciclo de magnetización periódico y T será igual a 1/f.

Para cualquier frecuencia e inducción se utilizará la siguiente expresión:

$$v_H = \frac{dV_H}{dm} = \sigma_H \cdot \frac{f}{50 \text{ Hz}} \cdot \left( \frac{B}{B_N} \right)^2 \left[ \frac{\text{W}}{\text{kg}} \right] \quad (5-20)$$

donde  $B_N$  es 1 Tesla para chapa laminada en caliente o 1,5 Teslas para chapa laminada en frío, de grano orientado.  $\sigma_H$  son las pérdidas específicas para una frecuencia de 50 Hz y una inducción de 1 Tesla.

**Tabla 5.1 Ejemplo de características de chapa magnética.**

Clase de chapa	d [mm]	Pérdidas a 1T [W/kg]	$\sigma_H$ [W/kg]	$\sigma_E$ [W/kg]	$\rho$ [kg/dm <sup>3</sup> ]
V 470-50	0,5	2,0	1,48	0,52	7,85

El coeficiente de proporcionalidad  $\sigma_H$  representa los vatios perdidos por histéresis en cada kilogramo de sustancia férrica cuando se la somete a un flujo alterno de inducción máxima 1 T a frecuencia 50 Hz.

Nótese que las pérdidas específicas por histéresis dependen, pues, de la inducción máxima y de la frecuencia pero son independientes de la forma de onda temporal o espacial del flujo y del espesor de la chapa.



### 5.2.3.2 Pérdidas por corrientes de Foucault

Las pérdidas por corrientes de Foucault en  $\frac{W}{kg}$ , con inducción uniforme alterna de variación sinusoidal en el tiempo, son proporcionales al cuadrado de la inducción máxima  $\hat{B}$ , de la frecuencia  $f$  y del espesor  $\tau$  de las chapas

$$v_E = \sigma_E \cdot \left( f \cdot \hat{B} \cdot \tau \right)^2 \left( \frac{W}{kg} \right) \quad (5-21)$$

expresando  $\tau$  en mm,  $f$  en Hz y  $\hat{B}$  en T.  $\sigma_E$  es una constante cuyo valor depende de la calidad de la chapa magnética y de las unidades empleadas.

Para expresar  $\sigma_E$  en las mismas unidades que  $\sigma_H$ , es decir en W/kg, y como los espesores de chapas son normalizados, la ecuación final que determina las pérdidas de Foucault para cualquier frecuencia e inducción queda finalmente así:

$$v_E = \sigma_E \cdot \left( \frac{f}{f_N} \cdot \frac{B}{B_N} \right)^2 \left[ \frac{W}{kg} \right] \quad (5-22)$$

donde  $B_N$  es 1 Tesla para chapa laminada en caliente o 1.5 Teslas para chapa laminada en frío, de grano orientado.  $\sigma_E$  son las pérdidas específicas para una frecuencia de 50 Hz y una inducción de 1 Tesla.

Estas pérdidas no son sino pérdidas por efecto Joule sobre los circuitos elementales recorridos por las corrientes parásitas inducidas en el hierro. Pueden ser muy importantes por poco que aumente la frecuencia de la inducción del campo magnético. El sentido de estas corrientes, por la Ley de Lenz, es de oponerse al movimiento relativo de la masa del hierro respecto del campo magnético, es decir, a la causa que las produce, implicando por tanto la creación de un par resistente que debe vencer el motor que hace girar la masa de hierro.

Con objeto de reducir este par y pérdidas, las partes de hierro de las máquinas eléctricas sujetas a una magnetización cíclica se construyen de chapas de muy reducido espesor, aisladas unas de otras por óxidos metálicos o por barniz, y dispuestas paralelamente al flujo de fuerza. Además se procura que la resistividad de las mismas sea lo más elevada posible, añadiendo al hierro una pequeña cantidad de silicio.

### 5.2.3.3 Pérdidas en el hierro por armónicos de campo en el entrehierro

Debido a las ranuras del estator, rotor y a la distribución del devanado, se originan armónicos de campo que producirán pérdidas adicionales en el hierro (figura 5.8).

El análisis mediante elementos finitos se realiza en magnetostática con la fundamental y no permite introducir los armónicos. Para estas pérdidas se tendrá que recurrir al cálculo analítico [5].

Las pérdidas consideradas son las siguientes:

a) Pérdidas superficiales en los dientes debido a los armónicos de ranura y armónicos de devanado. Las líneas de campo se cierran a través de las cabezas dientes. Este fenómeno ocurre cuando el paso polar es mayor que la longitud de la onda del armónico.

b) Pérdidas en los dientes por pulsación. El paso de los dientes es inferior a la longitud de onda armónico. El avance relativo de los dientes y los armónicos provocan unas pérdidas debido a la magnetización pulsante de los dientes.

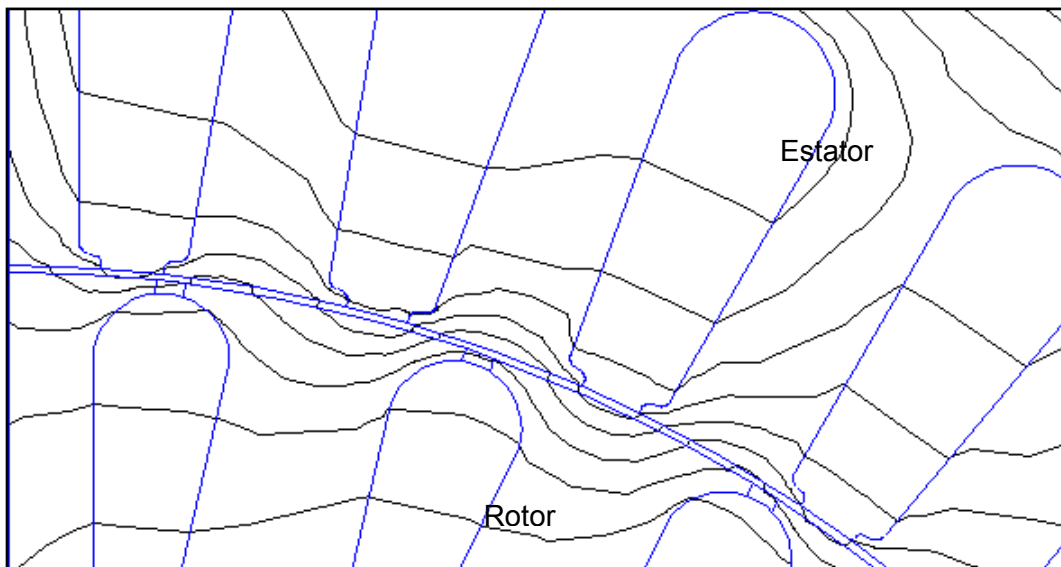


Figura 5.8 Distribución del campo armónico que origina las pérdidas por pulsación en la cabeza diente.

#### 5.2.3.4 Determinación de las pérdidas en el hierro mediante elementos finitos

Con las fórmulas analíticas mostradas anteriormente se obtiene un valor aproximado de pérdidas ya que se trabaja con una distribución de inducción media  $B$ . Con la utilización de FEM (figura 5.9 y figura 5.10) el cálculo de las pérdidas tiene en cuenta la distribución de la inducción. La simulación se realiza aplicando la frecuencia de alimentación a los conductores del estator. Para evitar los efectos de inducción en las barras del rotor, en estas no se les aplicará conductividad, evitando que se induzcan corrientes a la misma frecuencia que en los conductores del estator.

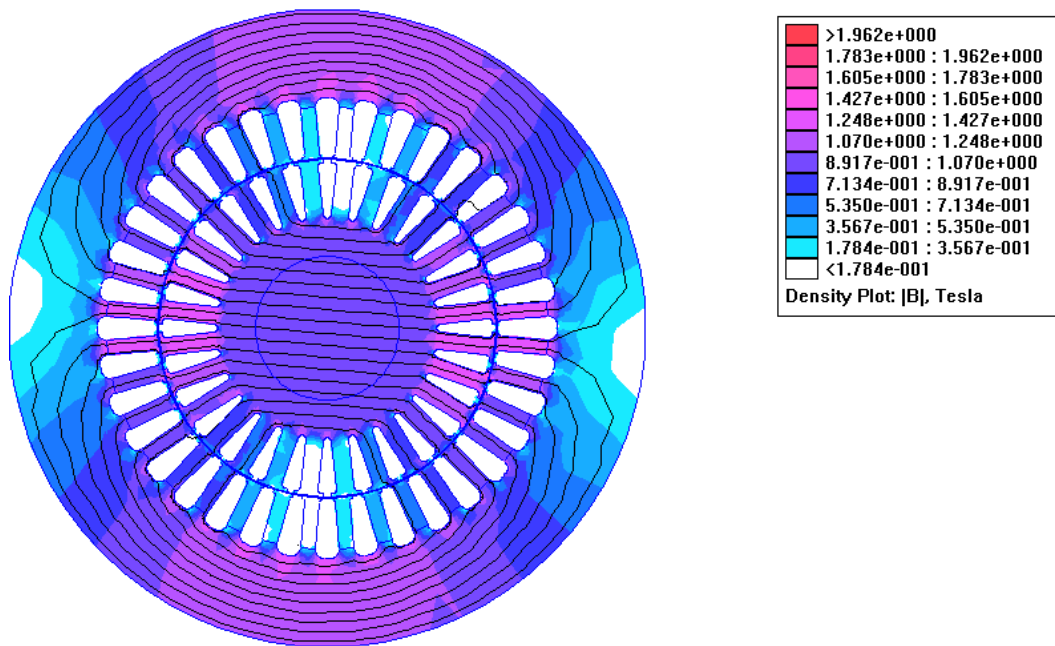


Figura 5.9 Inducción originada por la fundamental.

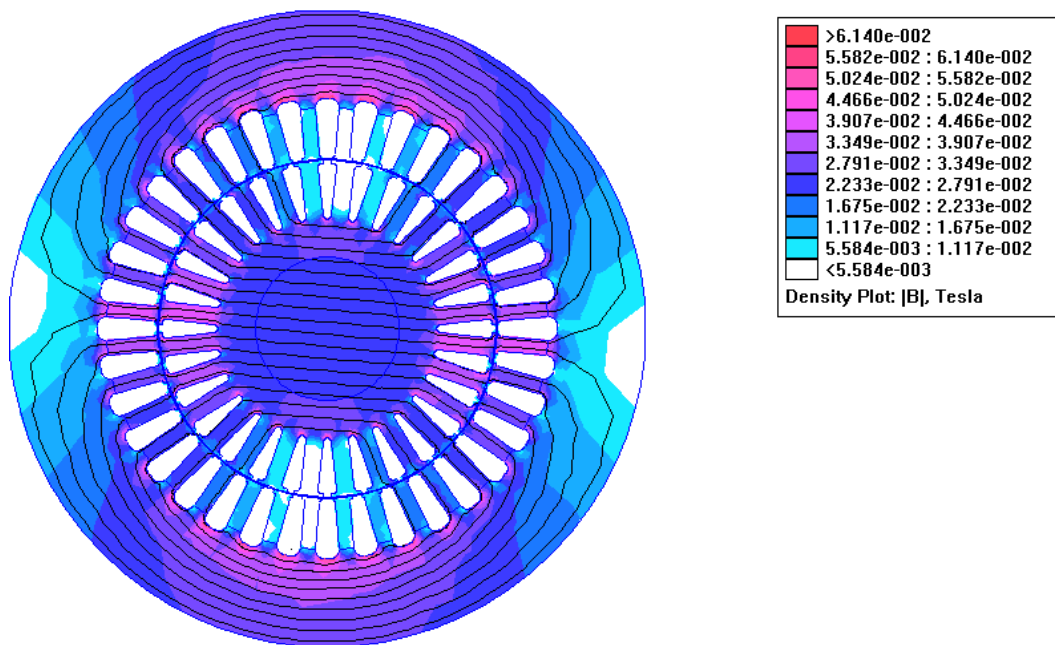


Figura 5.10 Inducción en vacío por la primera componente armónica.

En la figura 5.10 se muestra la inducción equivalente producida por una modulada con amplitud de corriente equivalente al 1% la corriente nominal.

En la tabla 5.2 se muestra un ejemplo de cálculo de las pérdidas en el hierro por histéresis y por Foucault, generadas por la fundamental y por un armónico de 1kHz con una corriente de amplitud del 1% de la fundamental.

Tabla 5.2 Pérdidas hierro armónicas comparativa con las pérdidas originadas fundamental.

$\sigma_H$	$f_N$	$f$	$B_N$	$B$	$V_H$	$\sigma_E$	$V_E$	$\sigma_{Fe}$	Peso	$V_{Fe}$
[W/kg]	[Hz]	[Hz]	[T]	[T]	[W]	[W/kg]	[W]	[W/kg]	[kg]	[W]
3,14	50	50	1	1,60	8,0384	2,35	6,016	14,0544	13,64	192
1,60	50	1000	1	0,03	0,5760	1,2	0,432	1,008	13,64	14

### 5.3 Evaluación pérdidas armónicas

En la figura 5.11 se muestra la descomposición de las pérdidas de una máquina de inducción alimentada por convertidor de frecuencia.

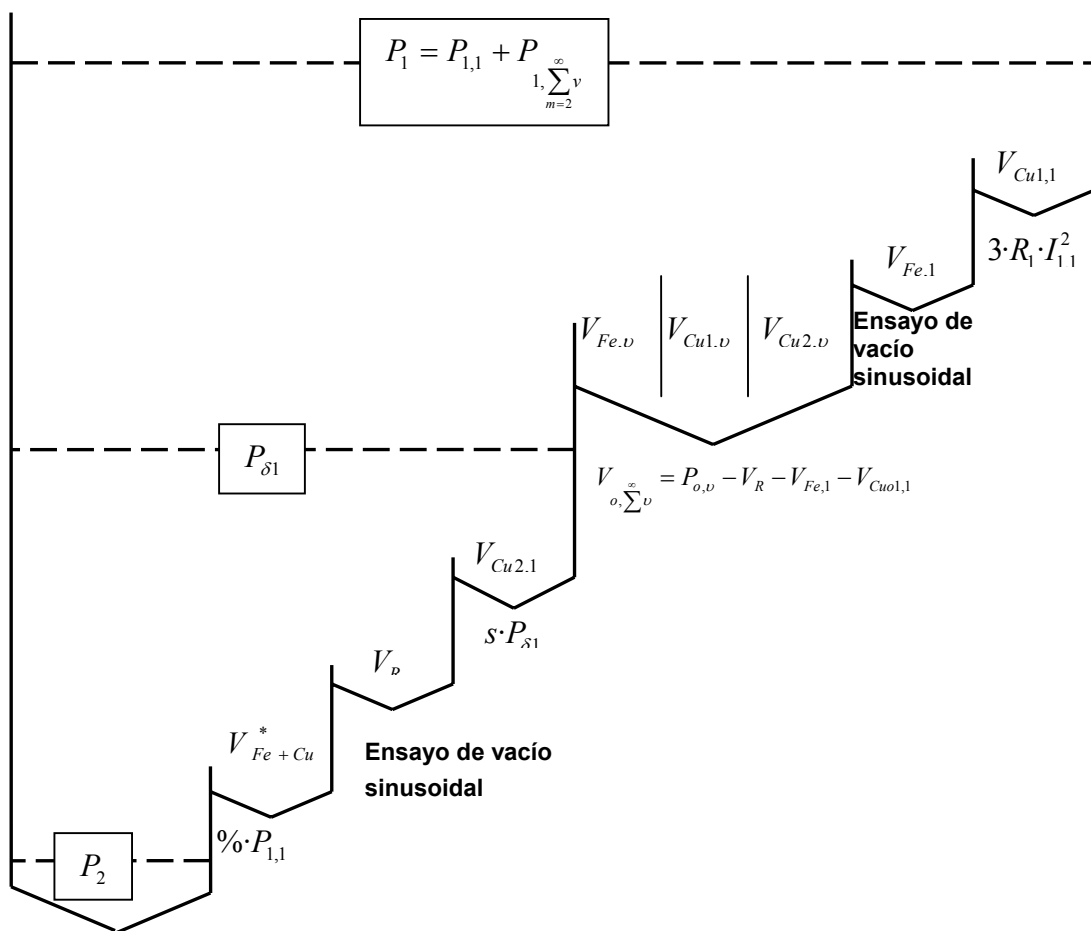


Figura 5.11 Diagrama de potencias con separación de pérdidas armónicas.

Las pérdidas armónicas se presentan como un conjunto. Su valor se obtiene de realizar el ensayo de vacío y restar el conjunto de pérdidas de la fundamental y las pérdidas mecánicas.

donde:

$P_1$  es la potencia total absorbida por el motor [W].

$P_{1,1}$  es la potencia fundamental absorbida [W].

$P_{1, \sum_{n=2}^{\infty} \nu}$  es la potencia armónica absorbida desde el segundo orden en adelante [W].

$V_{Cu,1}$  son las pérdidas en el cobre del estator debidas a la onda fundamental [W].

$V_{Fe,1}$  son las pérdidas en el hierro del estator causadas por la onda fundamental [W].

$V_{Cu,2,\nu}$  son las pérdidas por efecto Joule en el rotor debidas a los armónicos [W].

$V_{Cu,1,\nu}$  son las pérdidas en el cobre del estator debidas a los armónicos [W].

$V_{Fe,\nu}$  son las pérdidas adicionales en el hierro producidas por los armónicos [W].

$V_{o, \sum_{n=2}^{\infty} \nu}$  son el total de pérdidas debidas a los armónicos [W].

$P_{\delta 1}$  es la potencia útil transmitida al rotor o potencia de entrehierro debida a la fundamental [W].

$V_{Cu,2,1}$  son las pérdidas en el cobre del rotor causadas por la corriente fundamental [W].

$V_R$  son las pérdidas debidas a rozamiento y ventilación [W]

$V_{Fe+Cu}^*$  son la suma de pérdidas Hierro+cobre ( $V_{Fe+Cu}^*$ ) dependientes de la carga [W].

$P_2$  es la potencia útil producida por el motor [W]

$P_{o,\nu}$  es la potencia total absorbida en vacío con alimentación por convertidor [W].

$V_{Fe,1}$  son las pérdidas en el hierro debidas a la fundamental que se obtiene del ensayo de vacío con sinusoidal [W].

### **5.3.1 Suma de pérdidas en el hierro y cobre dependientes de la carga [25]**

Estas pérdidas ya en régimen de alimentación sinusoidal tienen leyes de variación compleja [19]. En la bibliografía y en los diferentes idiomas se les ha denominado de formas diversas, “Pérdidas adicionales [11], Zusatzverluste [21], Stray load losses”, pero al no denominar su origen se pierde el concepto, ya que no dejan de ser una suma de pérdidas en el hierro y cobre dependientes de la carga. ( $V_{Fe+Cu}^*$ ).

Desde el punto de vista del ensayo, son la suma de pérdidas que no se pueden determinar del ensayo de vacío, desde el punto de vista del cálculo son el conjunto de pérdidas ( $V_{Fe+Cu}^*$ ) que no se pueden calcular analíticamente de forma sistemática [24].

Las causas se resumen en los siguientes puntos:

- a. Corrientes transversales en el rotor
- b. Pérdidas magnéticas en chapas final de paquete estator y rotor
- c. Corrientes circulantes en estator debido a grupos en paralelo o conexión en triangulo
- d. Corrientes superficiales debido a la mecanización
- e. Perdidas en el hierro debido a los armónicos de campo. Cabeza de ranura por saturación, en cabeza de dientes. Existe una gran dependencia con la relación de ranuras rotor-estator [30].

## 6 Diseño óptimo

En el capítulo anterior se han mostrado los efectos que se generan en el motor por la alimentación con convertidor de frecuencia. Hay elementos como son las propiedades de los materiales o el proceso de fabricación que contribuyen directamente a la mejora del motor para esta clase de servicio. En cuanto al diseño de la máquina la aportación radica fundamentalmente en la elaboración de una forma de la ranura del rotor que disminuya las pérdidas para el funcionamiento con convertidor de frecuencia y cumpla con los requerimientos funcionales caso de requerir su uso con alimentación sinusoidal.

A continuación se muestran tres ejemplos de optimización [16]:

- Motor de 90kW 1000 min<sup>-1</sup> tamaño IEC 315 6 polos, para tren de laminación con rango de frecuencia entre 10-50Hz y par constante. Se estudiarán cinco tipos de tipologías de ranura.
- Motor de 5,5kW 18000 min<sup>-1</sup> tamaño IEC 112 2 polos, para máquina textil de hilado con rango de frecuencia entre 50-300Hz. Se estudiará para el rango de frecuencias pero con la misma tipología de ranura ya que para esta ejecución de motor la influencia de las pérdidas en el hierro en la temperatura son más importantes que las del rotor.
- Motor de 45kW 1500 min<sup>-1</sup> tamaño IEC 225 para compresor con rango de frecuencia entre 16-50Hz. Se estudiarán cinco tipos de tipologías de ranura.

### 6.1 Motor de 90kW 1000/min tamaño IEC 315 6 polos

#### 6.1.1 Análisis del motor altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula cerrada

##### 6.1.1.1 Datos del motor 315 de ranura de rotor doble jaula cerrada

Tabla 6.1 Características asignadas.

DATOS GENERALES DEL MOTOR	
Conexión	Triángulo
Potencia nominal	90 kW
Velocidad nominal	987.3 rpm
Tensión de fase	400 V
Intensidad de vacío de línea ( $I_0$ )	47.137 A
Intensidad de línea nominal ( $I_n$ )	157.80 A
$I_0/I_n$	0.298
$\cos\phi$	0.8721
Frecuencia	50 Hz
Número de polos	6

Tabla 6.2 Datos de bobinado.

<b>DATOS DEL BOBINADO</b>	
Tipo de bobinado. Capas	2
Paso de bobinado	1:8:10:12:14
Espiras por bobina	17
Espiras por ranura	34
Bobinas por grupo	4
Grupos por fase	6
Conexión grupo	6 paralelo
Material	Cobre

Tabla 6.3 Datos geométricos de la chapa magnética de estator.

<b>DATOS GEOMÉTRICOS DE LA CHAPA MAGNÉTICA DE ESTATOR</b>	
Diámetro exterior estator	500 mm
Diámetro interior estator	355 mm
Número de ranuras	72

Tabla 6.4 Datos geométricos de la chapa magnética del rotor.

<b>DATOS GEOMÉTRICOS DE LA CHAPA MAGNÉTICA DE ROTOR</b>	
Diámetro exterior rotor	353.4 mm
Diámetro interior rotor	115 mm
Tipo de ranura	Cerrada
Material ranura	Aluminio-1100
Número de ranuras	60

Tabla 6.5 Datos del núcleo.

<b>DATOS DEL NUCLEO</b>	
Longitud del núcleo	280 mm
Peso de los dientes de estator	47.78 kg
Peso de la corona de estator	108.56 kg
Peso de los dientes de rotor	64.74 kg
Peso de la corona de rotor	92.68 kg



### 6.1.1.2 Propiedades materiales utilizados

A continuación se indican las características de los materiales utilizados tanto para los cálculos analíticos como para el programa de elementos finitos. Estos datos también se utilizan para la valoración de los otros dos motores:

**Tabla 6.6 Datos de la chapa magnética estator rotor.**

<b>DATOS CHAPA MAGNETICA CORONA DE ESTATOR Y ROTOR</b>	
Espesor chapa magnética	0.5 mm
Ángulo de histéresis	20°
Permeabilidad relativa lineal	2864
Laminado	Laminada en plano
Conductividad	$3 \times 10^6$ S/m
Factor de laminación	0.96

**Tabla 6.7 Datos de la chapa dientes de estator y rotor.**

<b>DATOS CHAPA MAGNETICA DIENTES DE ESTATOR Y ROTOR</b>	
Espesor chapa magnética	0.5 mm
Ángulo de histéresis	20°
Permeabilidad relativa lineal	3183
Laminado	Laminada en plano
Conductividad	$3 \times 10^6$ S/m
Factor de laminación	0.96

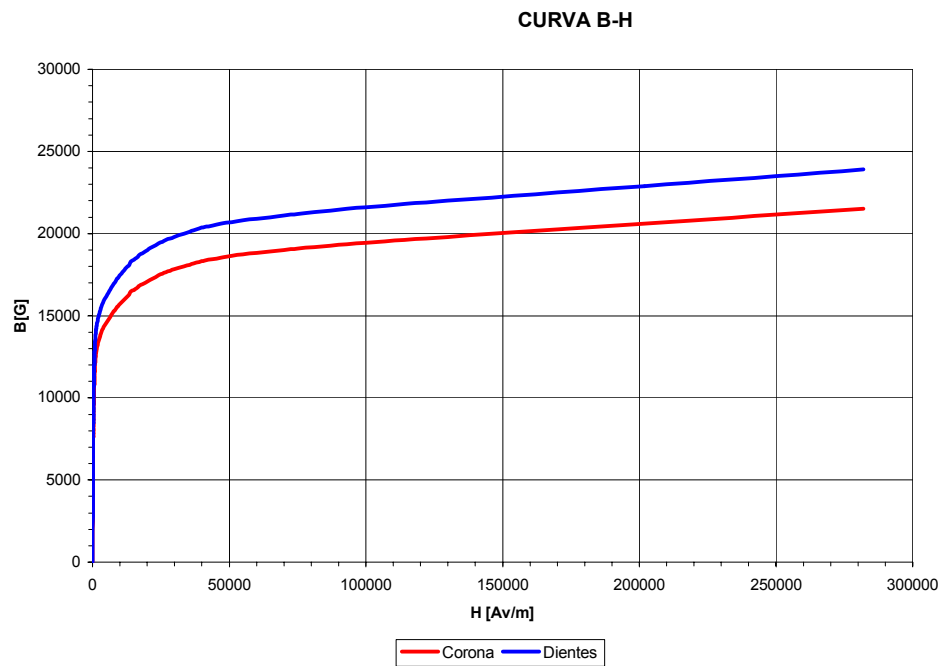


Figura 6.1 Curva B-H Chapa corona y dientes.

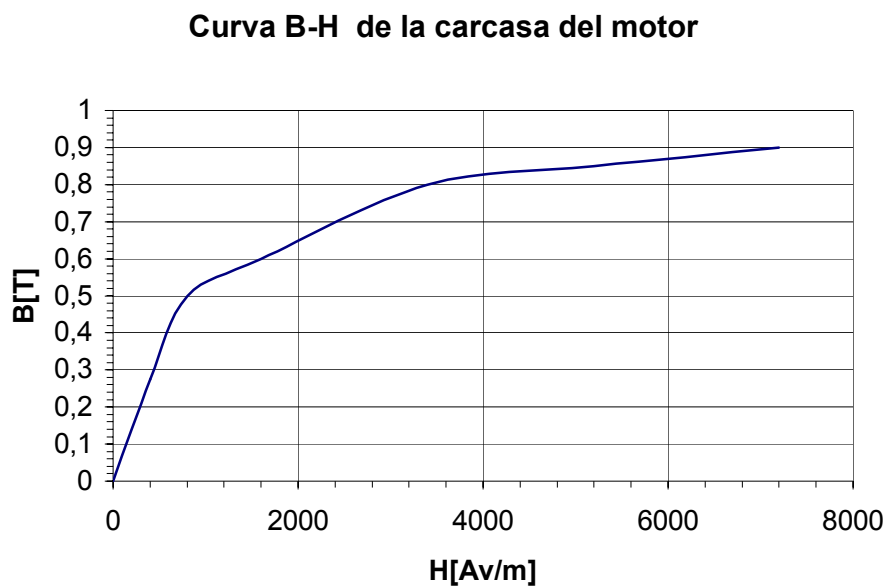


Figura 6.2 Curva B-H fundición gris de la carcasa.  
Permeabilidad relativa lineal para (x,y) 1600.

Tabla 6.8 Datos del eje.

SAE	Composición Química	Características	Aplicaciones	Permeabilidad relativa (x,y)
5121	C: 0,17 / 0,22 Mn: 1,10 / 1,40 Si: 0,20 / 0,35 Cr 1,00 / 1,30	Acero al Mn y Cr. Equivalente al acero DIN 20 MnCr5. Buenas propiedades en estado cementado, templado y revenido	Engranajes. Coronas y piñones del diferencial. Ejes, árboles. Otras piezas de tamaño mediano	1200

Tabla 6.9 Datos de los materiales paramagnéticos.

Material	Permeabilidad relativa lineal en eje x y eje y	Conductividad [S/m]
Aire	1	0
Cobre	1	$5.8 \times 10^7$
Aluminio-1100	1	$3.82 \times 10^7$

### 6.1.1.3 Cálculo de la corriente de vacío

El cálculo de la corriente de vacío se obtiene mediante un programa analítico desarrollado en el DEE [33], [34], siendo esta igual a:

Tabla 6.10 Datos de vacío.

Tensión de motor [V]	Corriente de vacío de línea [A]
400	47.137

Para la introducción de esta corriente en el software de elementos finitos se toma en consideración la conexión del motor, el número de espiras, número de ranuras por fase, el número de bobinas por grupo y el valor máximo de esta corriente. El cálculo de corrientes se ha realizado mediante una hoja de cálculo, a continuación se muestran los resultados obtenidos. Los valores de corriente en el programa de elementos finitos se introducen por fase y en valor máximo.

Tabla 6.11 Corriente vacío por ranura y fase.

Corriente por ranura [A]	
Ranuras fase U	$109,047 + j 0$
Ranuras fase V	$-54,5235 + j -94,43747221$
Ranuras fase W	$-54,5235 + j 94,43747221$

Tabla 6.12 Corriente total en vacío por fase.

Número de ranuras		Corriente total [A]
Fase +U1	12	1308,564 +j 0
Fase +U2	12	1308,564 +j 0
Fase -U1	12	-1308,564 +j 0
Fase -U2	12	-1308,564 +j 0
Fase +V1	12	-654,282 +j -1133,250
Fase +V2	12	-654,282 +j -1133,250
Fase -V1	12	654,282 +j 1133,250
Fase -V2	12	654,282 +j 1133,250
Fase +W1	12	-654,282 +j 1133,250
Fase +W2	12	-654,282 +j 1133,250
Fase -W1	12	654,282 +j -1133,250
Fase -W2	12	654,282 +j -1133,250

Estas corrientes cambiarán según el número de ranuras que se considere, en este caso se han calculado para el motor completo, es decir 12 ranuras por fase. El número 1 que acompaña a las fases U, V y W indica capa fondo ranura mientras que el número 2 indica capa que está en contacto espineta de la ranura. El valor total expresado en forma sinusoidal adquiere los siguientes valores.

$$I_{t=0} = \hat{I} \cos(\omega t - \varphi) \quad (6-1)$$

Tabla 6.13 Corriente total para t=0.

Corrientes para t=0 s	
Fase +U1	1308,564
Fase +U2	1308,564
Fase -U1	-1308,564
Fase -U2	-1308,564
Fase +V1	-654,282
Fase +V2	-654,282
Fase -V1	654,282
Fase -V2	654,282
Fase +W1	-654,282
Fase +W2	-654,282
Fase -W1	654,282
Fase -W2	654,282

#### 6.1.1.4 Simulación mediante FEM [6]

##### 6.1.1.4.1 Análisis magnetostático

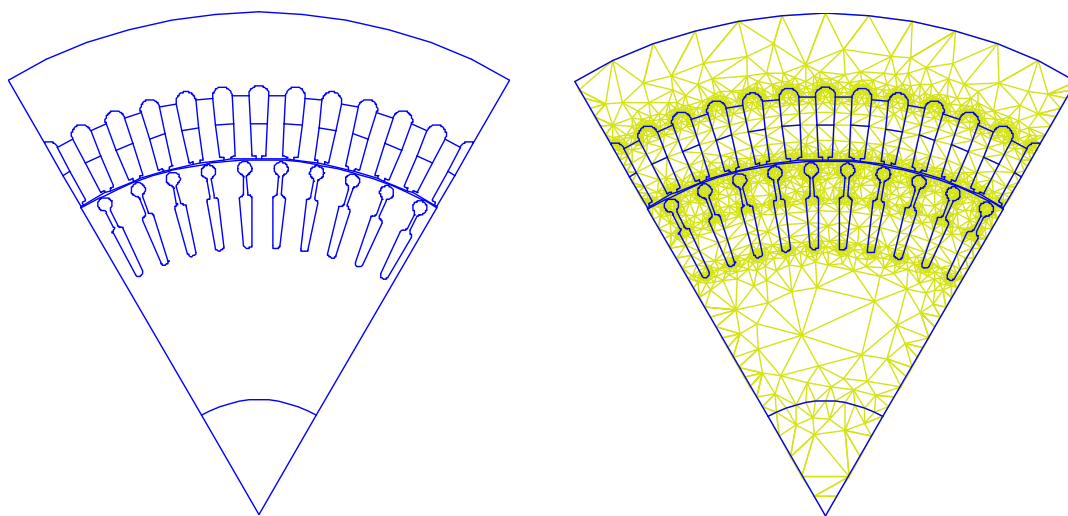
En este análisis el motor está funcionando en vacío, no se inducen corrientes en el rotor y los campos son invariantes en el tiempo. Se calcula la inducción con

frecuencia igual a 0 del motor 315. La simulación se ha realizado para un solo polo para ahorrar tiempo de cálculo. Las condiciones de frontera son las siguientes:

- Diámetro exterior del estator. Condición de frontera Dirichlet con potencial magnético igual a 0.
- Lado derecho e izquierdo condiciones Antiperiodic .

**Motor 315 ranura de rotor cerrada**

**Mallado motor 315 ranura de rotor cerrada**



**Figura 6.3 Ranura de rotor cerrada.**

**Número de nodos:** 12520.

Las corrientes por fase para un sexto del motor son:

**Tabla 6.14 Corriente vacío total t = 0 s.**

Corrientes para t=0 s [A]	
Fase +U1	0,000
Fase +U2	0,000
Fase -U1	-436,188
Fase -U2	-436,188
Fase +V1	-218,094
Fase +V2	-190,832
Fase -V1	0,000
Fase -V2	27,262
Fase +W1	-136,309
Fase +W2	-218,094
Fase -W1	81,785
Fase -W2	0,000

Las ranuras no consideradas en el sexteto de motor se les indica valor 0.

Las inducciones calculadas se muestran a continuación:

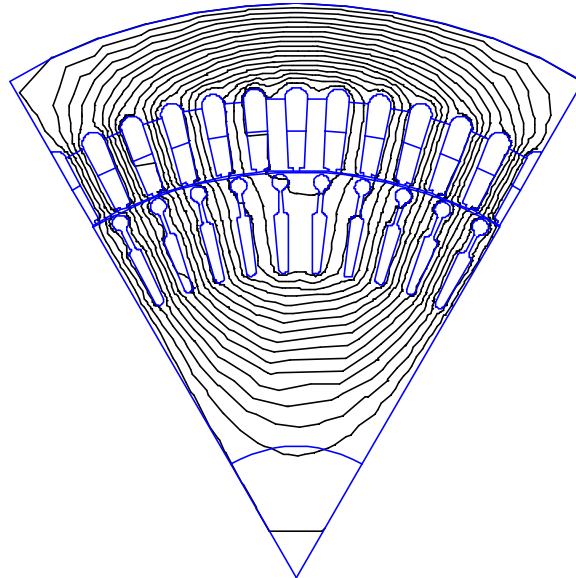


Figura 6.4 Líneas de campo magnético de un polo del motor 315 ranura de rotor cerrada.

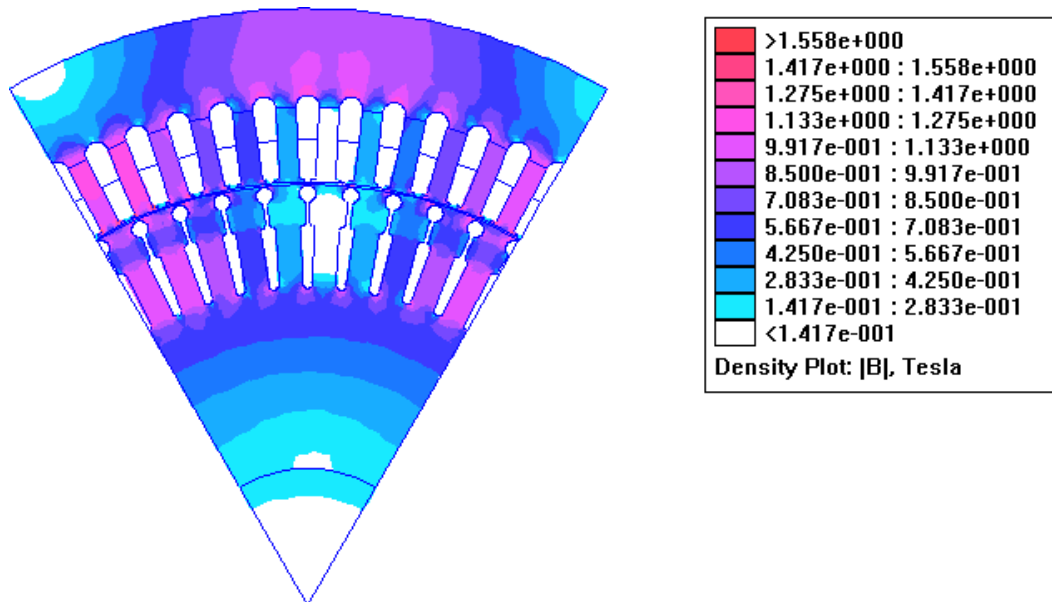


Figura 6.5 Inducciones del motor 315 ranura de rotor cerrada.

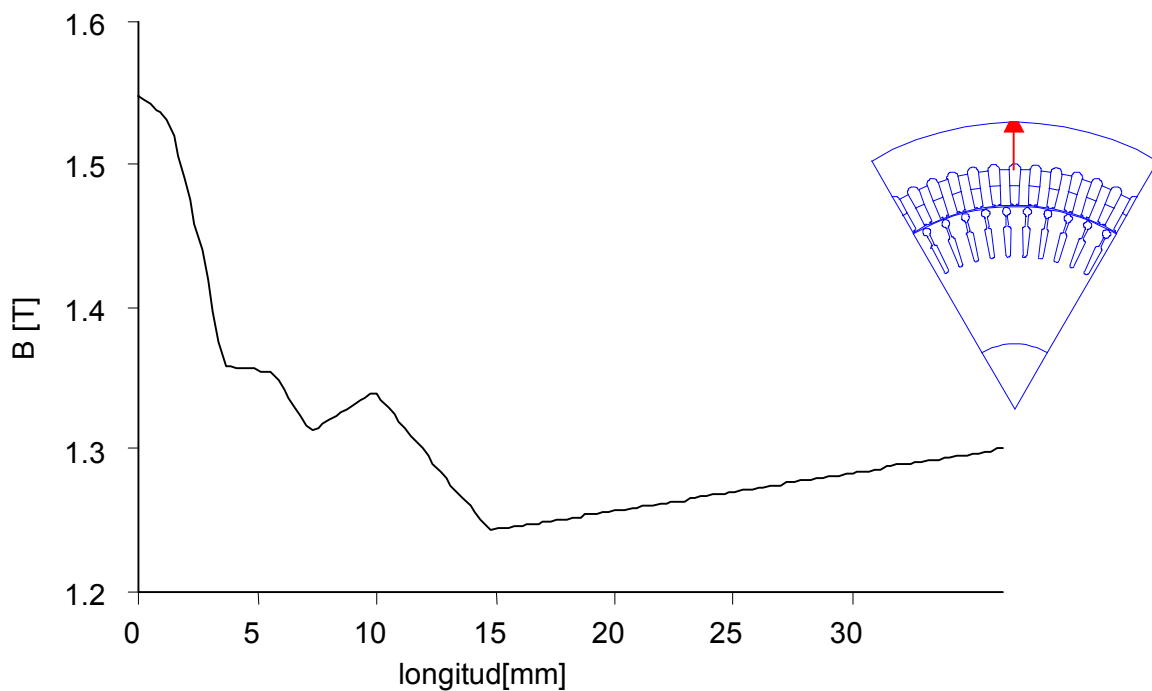


Figura 6.6 Inducción en la corona del estator.

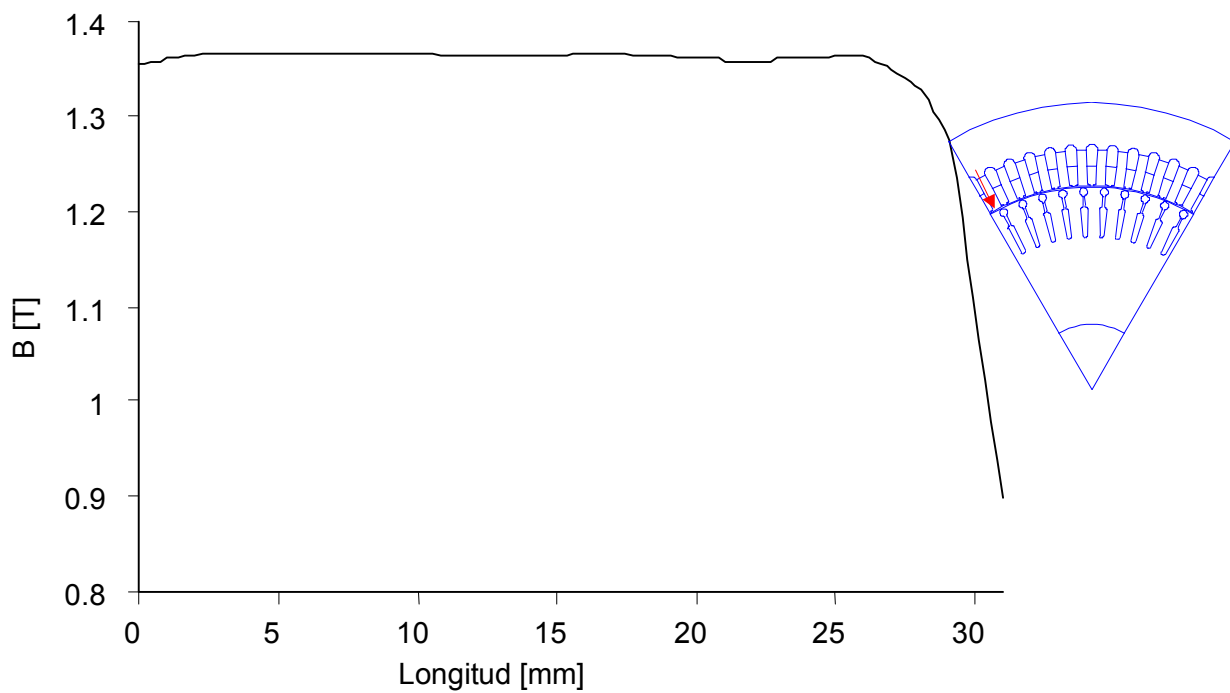


Figura 6.7 Inducción en los dientes de estator.

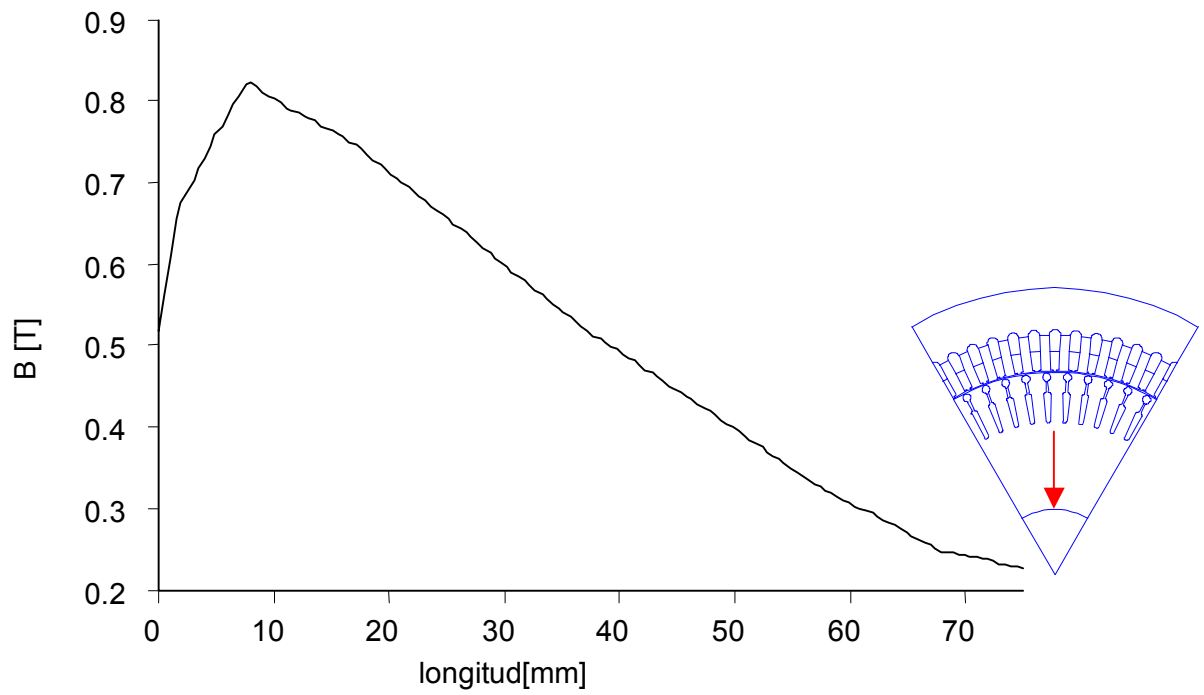


Figura 6.8 Inducción en la corona del rotor.

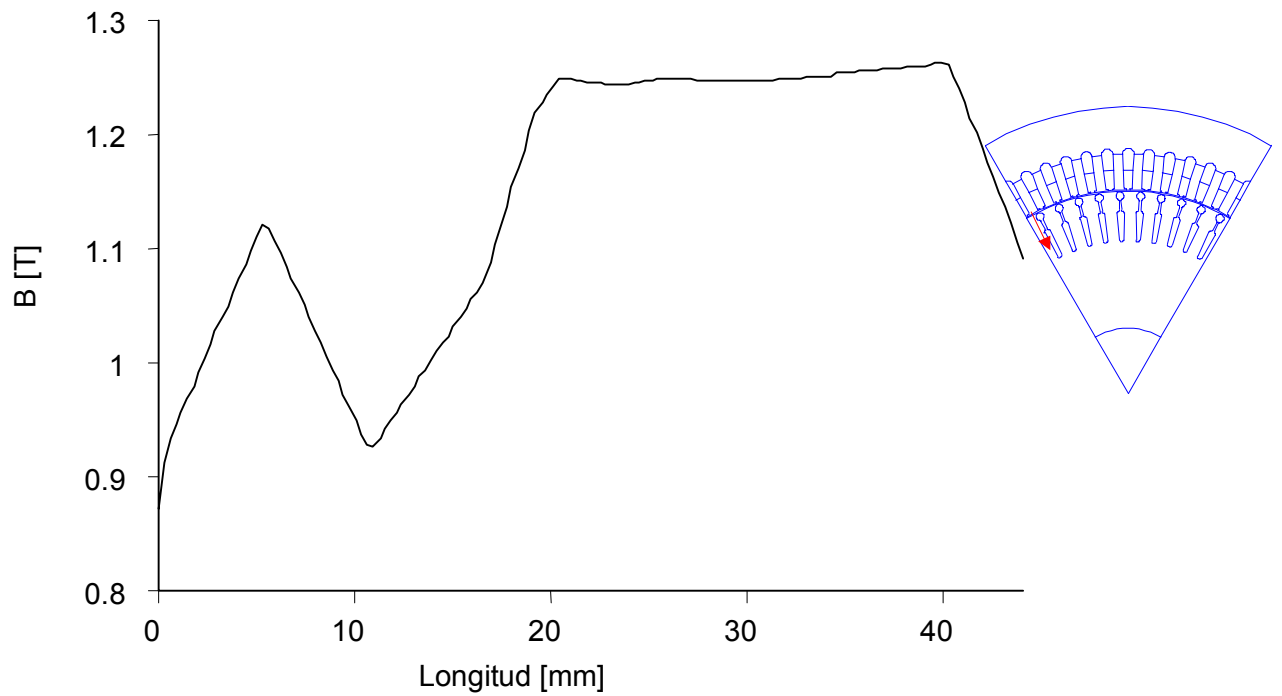


Figura 6.9 Inducción en los dientes del rotor.



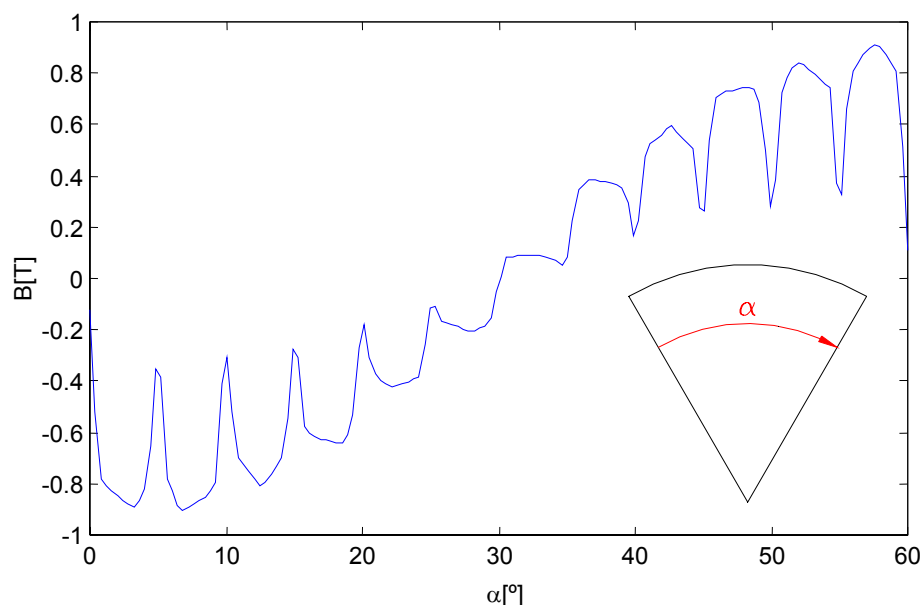


Figura 6.10 Inducción a lo largo del entrehierro.

A continuación se muestran las inducciones medias calculadas mediante FEM y las inducciones del programa analítico.

Tabla 6.15 Comparativa FEM con programa analítico.

Parte motor	Inducción media FEM [T]	Inducción media analítico [T]
Corona estator	1.331	1.378
Dientes estator	1.364	-
Entrehierro	0.770	0.7719
Corona rotor	0.524	0.409
Dientes rotor	1.245	-

Se puede observar que los resultados obtenidos mediante elementos finitos son muy parecidos que los del programa analítico.

#### 6.1.1.5 Inductancia magnetizante del motor 315 con ranura de rotor cerrada

El cálculo de la inductancia magnetizante se ha realizado a partir de la definición de inductancia [7]. Se ha calculado la inductancia magnetizante para una bobina del grupo en paralelo de la fase U para posteriormente calcular la inductancia equivalente.

Tabla 6.16 Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante.

Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante	
$w = \frac{1}{2} \int AJda$	1.925147x10 <sup>1</sup> J/m
Intensidad máxima por bobina	6.415 A
Inductancia por bobina	0.2619 H
Inductancia equivalente	43.66 mH
Reactancia magnetizante equivalente	13.71 Ω
Reactancia magnetizante programa analítico	14.45 Ω

Hay una diferencia aproximadamente de un 5% en el cálculo de la reactancia magnetizante mediante elementos finitos respecto al programa analítico, este error es debido al establecer en que en el cálculo de la reactancia magnetizante se está considerando que la bobina ocupa totalmente la ranura, cosa que no es cierto.

#### 6.1.1.6 Cálculo de las pérdidas en el hierro

En el caso de tener un campo que oscile a una frecuencia fija, se podrá hacer el estudio en régimen permanente [35] y se aplica al cálculo de pérdidas tanto las originadas en el hierro como en los conductores en los apartados posteriores.

Para el cálculo de las pérdidas en el hierro se ha realizado el cálculo de las pérdidas provocadas por la fundamental mediante el programa de elementos finitos y posteriormente el cálculo de las pérdidas por inducción pulsantes paramétricamente según las hipótesis realizadas, siendo los resultados los siguientes:

Tabla 6.17 Cálculo de las pérdidas en el hierro.

Cálculo de las pérdidas en el hierro	
Pérdidas provocadas por fundamental	1156 W
Pérdidas provocadas por pulsación	54 W
Pérdidas totales	1209 W

#### 6.1.1.7 Simulaciones en carga mediante FEM

Todas las simulaciones en carga que se presentan a continuación se han realizado mediante esta aplicación de FEM que no tiene encuentra el movimiento. Al estator se le ha aplicado la corriente de carga, pero no se ha definido conductividad a sus conductores. A los conductores del rotor si que se les ha aplicado valor de conductividad y su valor se ha corregido en función de la temperatura de análisis

deseada. El problema se soluciona en régimen permanente, dónde se tiene en cuenta la frecuencia del deslizamiento y los fenómenos de inducción de corrientes en el aluminio de las ranuras del rotor.

### 6.1.1.8 Problemas con simulaciones armónicas

Los motores de ranura cerrada en carga no son adecuados para la realización de las simulaciones armónicas, debido a que el programa trabaja linealmente, provocando así que la inducción entre la ranura del rotor y el diámetro exterior del rotor sean muy elevadas. Las líneas de campo magnético no rodean a la ranura, invalidando así este tipo de simulaciones con ranura cerrada para frecuencias bajas. A continuación se muestran los resultados obtenidos para este motor a *media carga*. Se ha simulado un polo del motor, las condiciones de frontera son idénticas que para el caso magnetostático.

Tabla 6.18 Datos para el cálculo de la corriente en FEM.

Datos para el cálculo de la corriente en FEM	
Frecuencia estator	50 Hz
Deslizamiento	0,06
Frecuencia rotor	3 Hz
Intensidad de línea (eficaz)	87,75 A
Intensidad por fase (máximo)	71,65 A
Grupos por fase	6
Número de espiras por bobina	17
Intensidad por ranura (máximo)	203,0 A

Tabla 6.19 Corriente total media carga.

Número de ranuras	Corriente total [A]
Fase +U1	0      0,000 +j      0,000
Fase +U2	0,5      101,501 +j      0,000
Fase -U1	4      -812,004 +j      0,000
Fase -U2	3,5      -710,504 +j      0,000
Fase +V1	1,5      -152,251 +j      -263,706
Fase +V2	0      0,000 +j      0,000
Fase -V1	2,5      253,751 +j      439,510
Fase -V2	4      406,002 +j      703,216
Fase +W1	4      -406,002 +j      703,216
Fase +W2	4      -406,002 +j      703,216
Fase -W1	0      0,000 +j      0,000
Fase -W2	0      0,000 +j      0,000

### Inducción a media carga

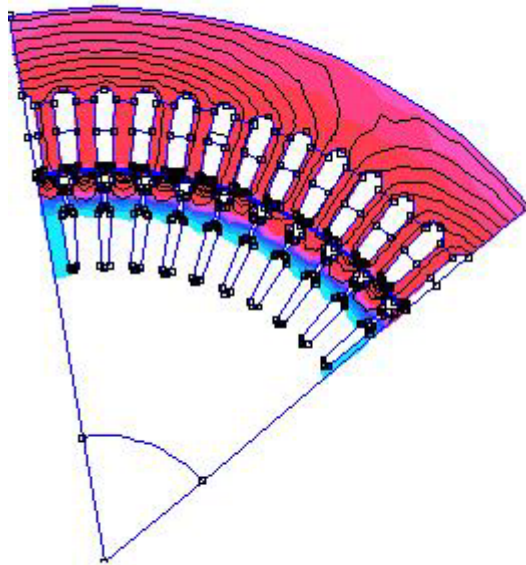


Figura 6.11 Inducción a media carga.

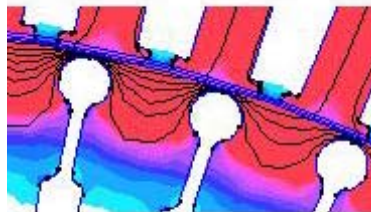


Figura 6.12 Detalle ranuras de rotor.

Como se puede observar las líneas de campo magnético en el rotor se acumulan entre la ranura y el diámetro exterior.

Para resolver este problema, se ha optado por convertir la ranura cerrada en una ranura abierta, pero siendo la permeabilidad del material excedente diferente que el resto de la ranura, denominando a este material con el nombre de material ficticio. La permeabilidad del material ficticio se ha determinado teniendo en cuenta

que la máxima inducción que se puede tener en este punto es de 2 T para que no distorsione el resto de cálculos.

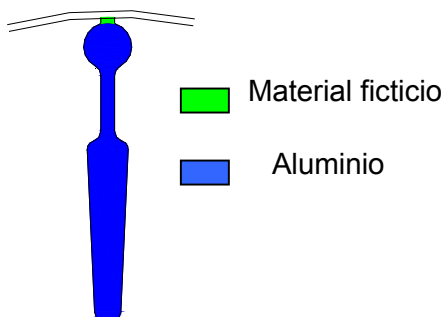


Figura 6.13 Ranura con material ficticio.

#### 6.1.1.9 Análisis del motor altura de eje 315 de ranura rotor doble jaula cerrada con convertidor de frecuencia

Se ha realizado el análisis del motor de altura de eje 315 de 6 polos y con ranura cerrada en el rotor alimentado con convertidor de frecuencia, a una frecuencia de 50Hz. Siendo la regulación entre 0 y 50 Hz.

Para la realización de las simulaciones pertinentes se han tomado los siguientes datos del motor teniendo en cuenta que esta cargado nominalmente :

Tabla 6.20 Orden de magnitud corriente armónica.

Orden	Frecuencia Estator [Hz]	Deslizamiento	Frecuencia Rotor [Hz]	Intensidad de línea eficaz [A]
Fundamental	50	0.0127	0.635	157.80
1º Armónico	3000	1	3000	15.78

La simulación se ha efectuado para un sexto del motor para reducir el tiempo de cálculo, imponiendo condiciones de frontera Antiperiódicas para los extremos laterales y condición de Dirichlet  $A=0$  para el diámetro exterior de estator.

Para este análisis se ha impuesto un material ficticio entre la ranura de rotor y el diámetro exterior del rotor, para impedir la saturación de la chapa magnética del rotor con inducciones imposibles. El material ficticio posee una permeabilidad

relativa de 4 y los mismos datos de conductividad, espesor, histéresis y factor de laminado que la chapa magnética.

Los resultados de inducción y líneas de campo magnético se muestran a continuación:

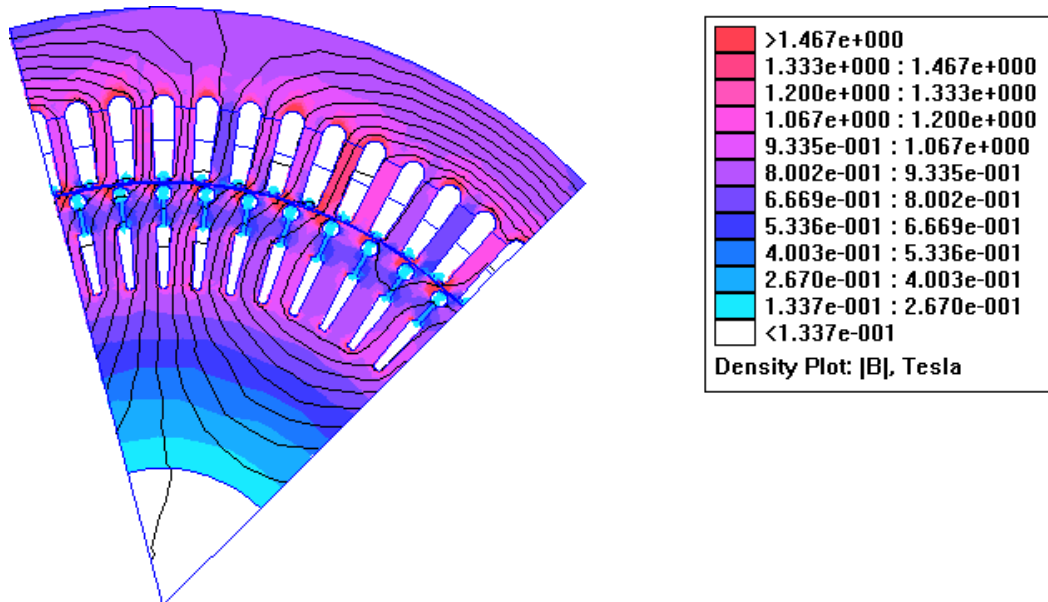


Figura 6.14 Inducción provocada por la onda fundamental en el motor 315 ranura cerrada.

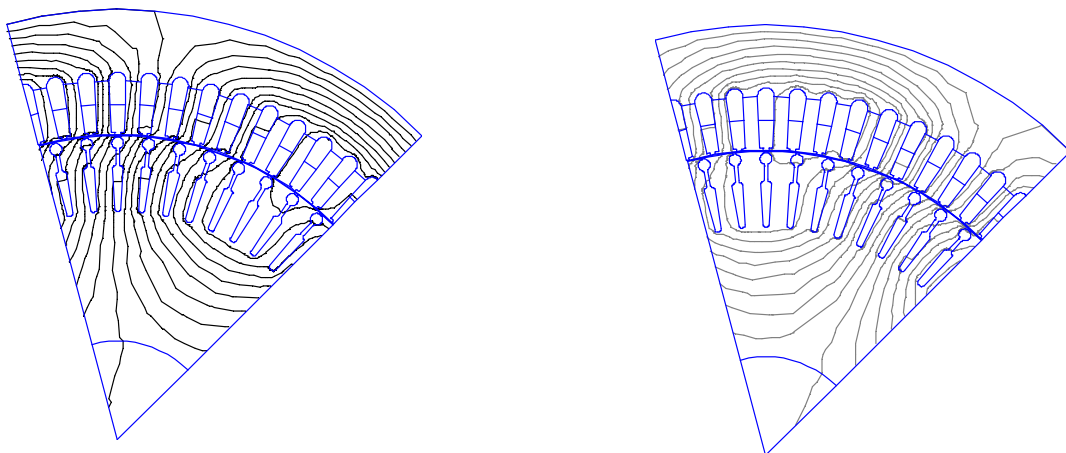


Figura 6.15 Líneas de campo magnético real e imaginarias provocadas por la onda fundamental.

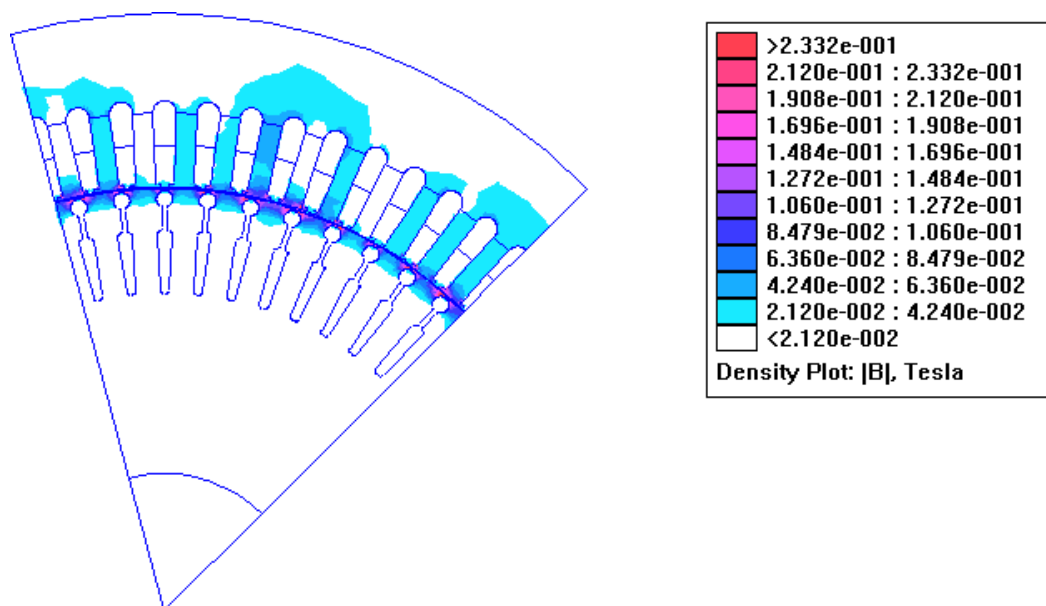


Figura 6.16 Inducción provocada por el armónico.

**Líneas de campo magnético reales provocadas por el armónico**

**Líneas de campo magnético imaginarias provocadas por el armónico**

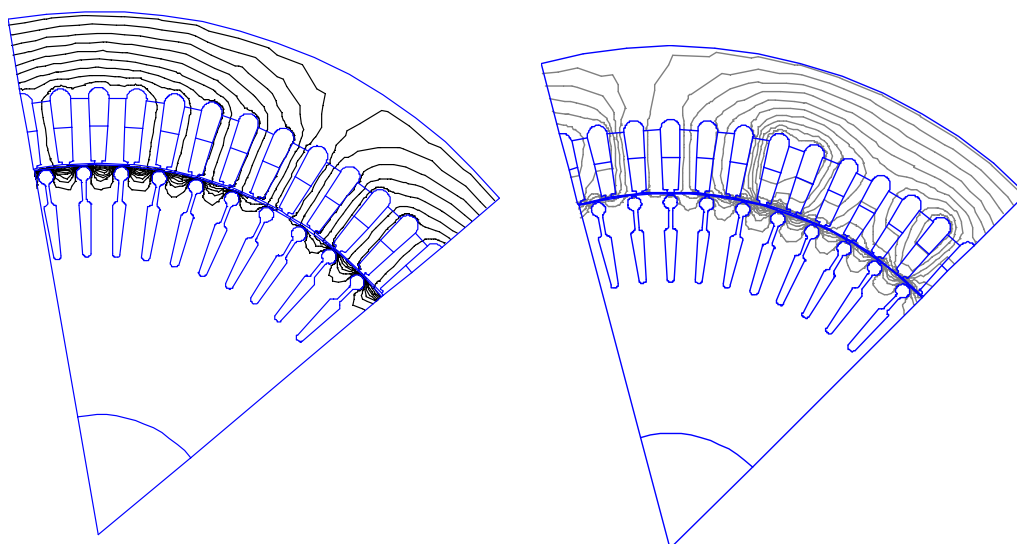


Figura 6.17 Líneas de campo magnético reales e imaginarias provocadas por el armónico.

A continuación se muestran las densidades de corriente en el rotor para el 1º armónico y para fundamental:

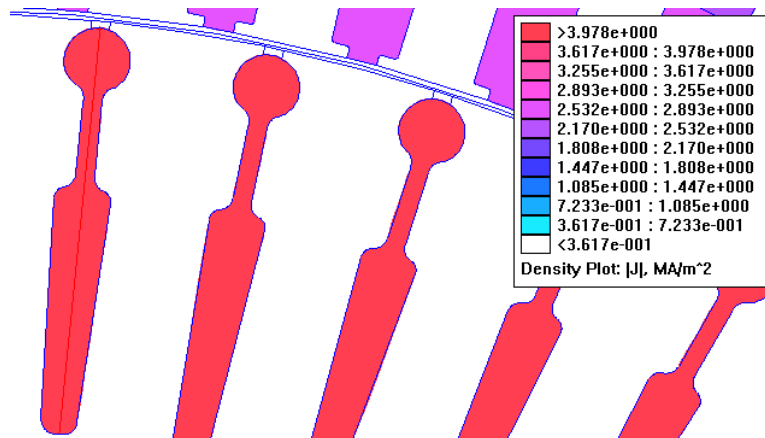


Figura 6.18 Densidad de corriente provocada por la fundamental.

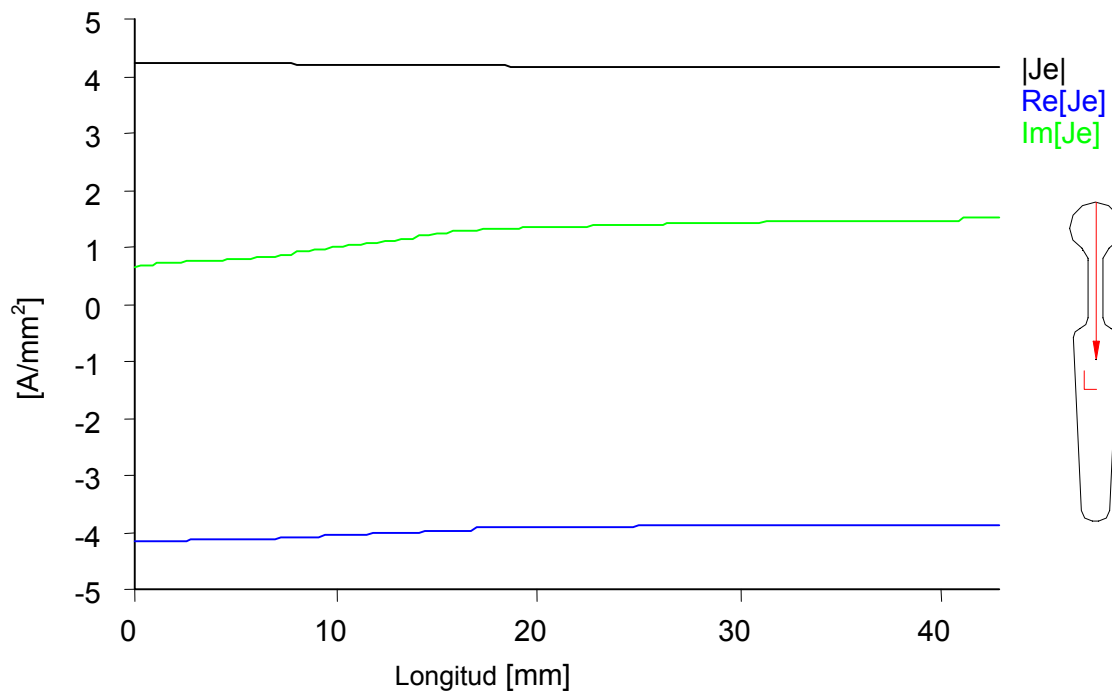


Figura 6.19 Densidad de corriente de ranura de rotor provocada por fundamental.



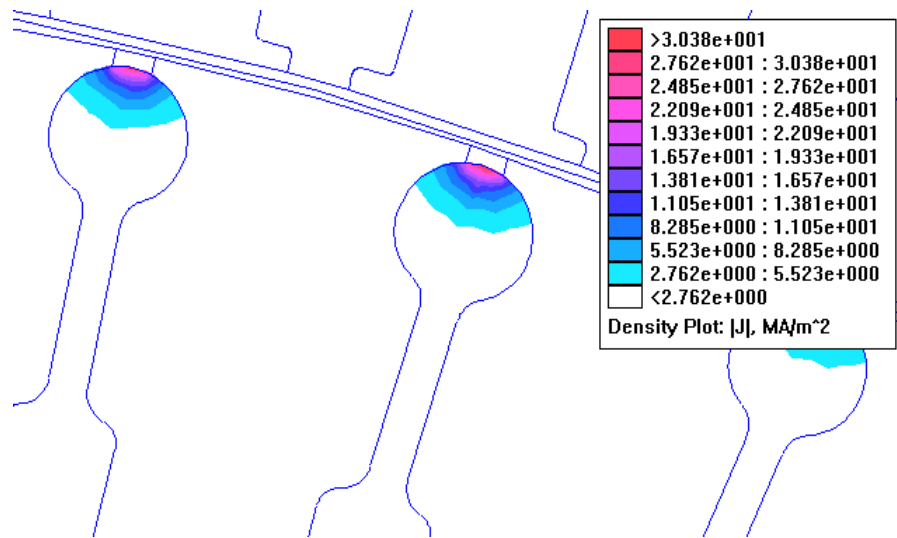


Figura 6.20 Densidad de corriente de ranura de rotor provocada por armónico.

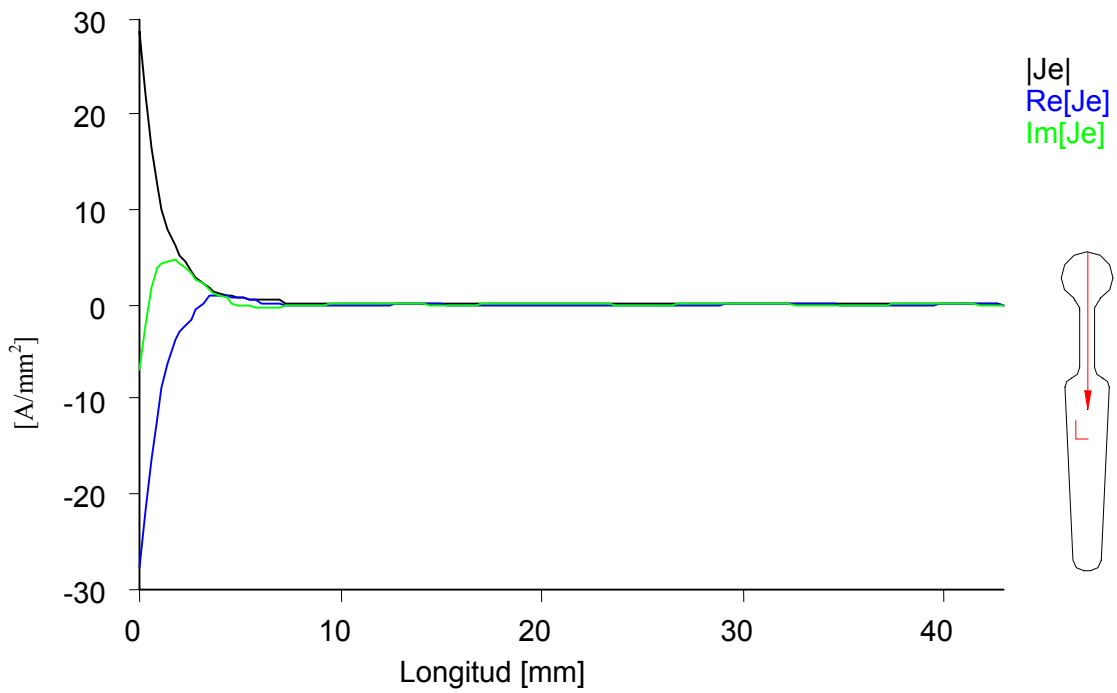


Figura 6.21 Densidad de corriente ranura rotor provocada por 1º armónico.

La corriente de rotor para el armónico se concentra en la parte superior de la ranura, provocando altas densidades de corrientes en esta zona y por tanto un

incremento de la temperatura de rotor. Esta corriente se concentra en la parte superior de la ranura por el fenómeno de desplazamiento de corriente (Capítulo 5).

**Tabla 6.21 Corriente ranura del rotor.**

	Corriente ranuras rotor eficaz [A]
Fundamental	520,41
1° Armónico	56,58

Las pérdidas resistivas en el rotor de este motor son las siguientes:

**Tabla 6.22 Pérdidas resistivas del rotor.**

	Pérdidas resistivas del rotor [W]
Fundamental	778,867
1° Armónico	283,56

Las pérdidas resistivas provocadas por el armónico representan un 36% de las fundamentales.

## 6.1.2 Análisis del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula abierta

### 6.1.2.1 Datos del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula abierta

Los datos del motor altura de eje 315 de ranura de rotor abierta se muestran en las siguientes tablas:

**Tabla 6.23 Características asignadas.**

DATOS GENERALES DEL MOTOR	
Conexión	Triángulo
Potencia nominal	90 kW
Velocidad nominal	990.9 rpm
Tensión de fase	400 V
Intensidad de vacío de línea ( $I_0$ )	41.004 A
Intensidad de línea nominal ( $I_n$ )	162.31 A
$I_0/I_n$	0.253
$\cos\phi$	0.8518
Frecuencia	50 Hz
Número de polos	6

Tabla 6.24 Datos de bobinado.

DATOS DEL BOBINADO	
Tipo de bobinado. Capas	2
Paso de bobinado	1:8:10:12:14
Espiras por bobina	16
Espiras por ranura	32
Bobinas por grupo	4
Grupos por fase	6
Conexión grupo	6 paralelo
Material	Cobre

Tabla 6.25 Datos geométricos de la chapa magnética de estator.

DATOS GEOMÉTRICOS DE LA CHAPA MAGNÉTICA DEL ESTATOR	
Diámetro exterior estator	500 mm
Diámetro interior estator	375 mm
Número de ranuras	72

Tabla 6.26 Datos geométricos de la chapa magnética de rotor.

DATOS GEOMÉTRICOS DE LA CHAPA MAGNÉTICA DEL ROTOR	
Diámetro exterior rotor	373.4 mm
Diámetro interior rotor	115 mm
Tipo de ranura	Abierta
Número de ranuras	56
Material ranuras	Aluminio-1100

Tabla 6.27 Datos del núcleo.

DATOS DEL NÚCLEO	
Longitud del núcleo	330 mm
Peso de los dientes de estator	47.83 kg
Peso de la corona de estator	110.51 kg
Peso de los dientes de rotor	92.70 kg
Peso de la corona de rotor	103.15

Para conocer las propiedades de chapa, cobre, aluminio y eje del motor consultar el anexo de materiales.

### 6.1.2.2 Cálculo de la corriente de vacío

El cálculo de la corriente de vacío se obtiene mediante el programa analítico siendo esta igual:

Tabla 6.28 Corriente vacío.

Tensión de motor [V]	Corriente de vacío de línea [A]
400	41

Para la introducción de esta corriente en el software de elementos finitos se debe considerar la conexión del motor, el número de espiras, número de ranuras por fase, el número de bobinas por grupo y el valor máximo de esta corriente. El cálculo de corrientes se ha realizado mediante una hoja de cálculo, a continuación se muestran los resultados obtenidos.

Tabla 6.29 Corriente total en vacío.

Número de ranuras		Corriente total [A]	
Fase +U1	12	1104,72 +j	0
Fase +U2	12	1104,72 +j	0
Fase -U1	12	-1104,72 +j	0
Fase -U2	12	-1104,72 +j	0
Fase +V1	12	-552,36 +j	-956,71
Fase +V2	12	-552,36 +j	-956,71
Fase -V1	12	552,36 +j	956,71
Fase -V2	12	552,36 +j	956,71
Fase +W1	12	-552,36 +j	956,71
Fase +W2	12	-552,36 +j	956,71
Fase -W1	12	552,36 +j	-956,71
Fase -W2	12	552,36 +j	-956,71

**Tabla 6.30 Corriente por ranura.**

Corrientes por ranura [A]		
Ranuras fase U	92,06	+j 0
Ranuras fase V	-46,03	+j -79,72
Ranuras fase W	-46,03	+j 79,72

Estas corrientes cambiarán según el número de ranuras consideradas, en este caso se han calculado las corrientes para el motor completo (12 ranuras por fase). El número 1 que acompaña a las fases U, V y W indica capa exterior mientras que el número 2 indica capa interior.

**Tabla 6.31 Corrientes para  $t = 0$  s.**

Corrientes para $t = 0$ s	
Fase +U1	1104,72
Fase +U2	1104,72
Fase -U1	-1104,72
Fase -U2	-1104,72
Fase +V1	-552,36
Fase +V2	-552,36
Fase -V1	552,36
Fase -V2	552,36
Fase +W1	-552,36
Fase +W2	-552,36
Fase -W1	552,36
Fase -W2	552,36

### 6.1.2.3 Simulación mediante FEM

#### 6.1.2.3.1 Análisis magnetostático

En este análisis se calcula la inducción con frecuencia igual a 0 del motor de altura 315 ranura abierta. La simulación se ha realizado para un solo polo para ahorrar tiempo de cálculo.

Las condiciones de frontera son las siguientes:

- Diámetro exterior del estator. Condición de frontera Dirichlet con potencial magnético igual a 0
- Lado derecho e izquierdo condiciones Antiperiodic .

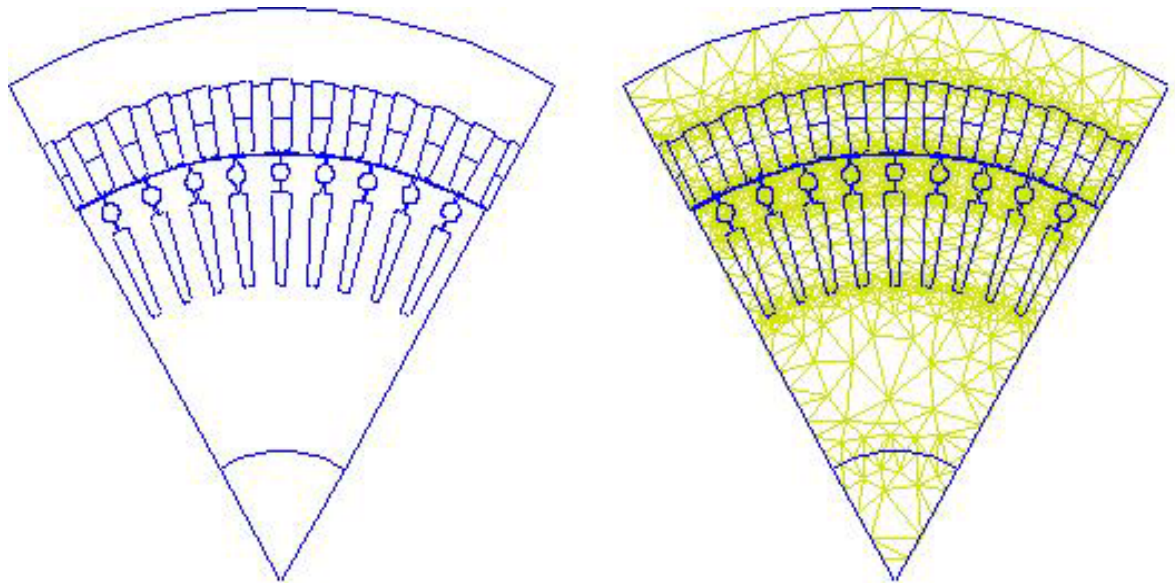


Figura 6.22 Ranura de Motor IEC 315 abierta.

Número de nodos : 10051.

Las corrientes por fase son:

Tabla 6.32 Corrientes para t=0 s.

Corrientes para t=0 s [A]	
Fase +U1	0,000
Fase +U2	0,000
Fase -U1	-368,240
Fase -U2	-368,240
Fase +V1	-184,120
Fase +V2	-161,105
Fase -V1	0,000
Fase -V2	23,015
Fase +W1	-115,075
Fase +W2	-184,120
Fase -W1	69,045
Fase -W2	0,000

Las inducciones calculadas se muestran a continuación:

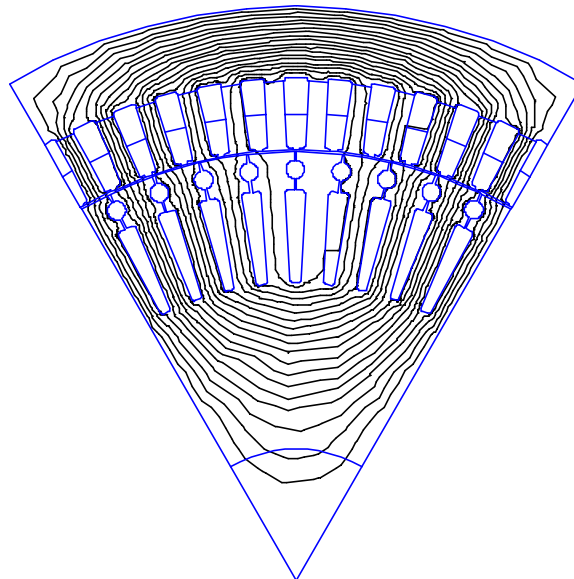


Figura 6.23 Líneas de campo magnético de un polo del motor altura de eje 315 con ranura de rotor abierta.

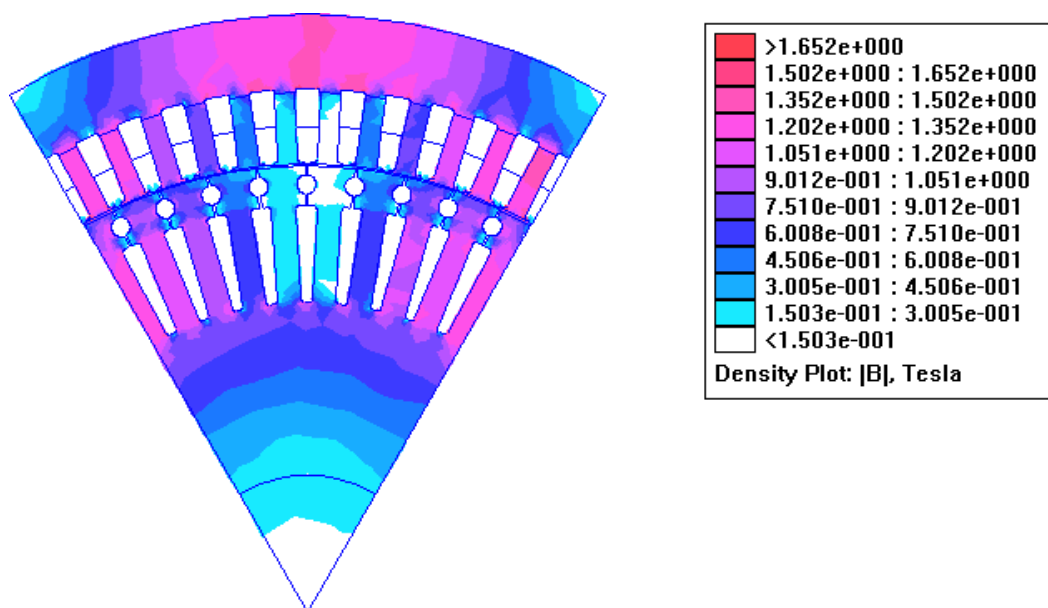


Figura 6.24 Inducciones del motor altura de eje 315 de ranura de rotor abierta.

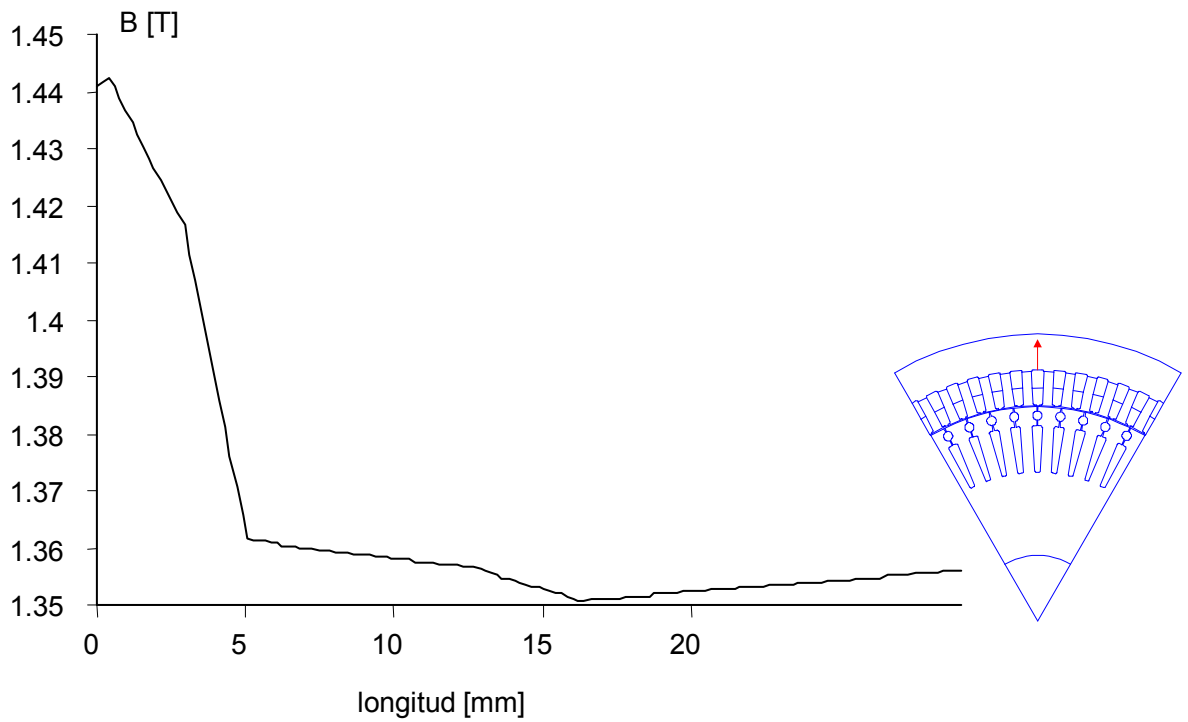


Figura 6.25 Inducción en la corona de estator.

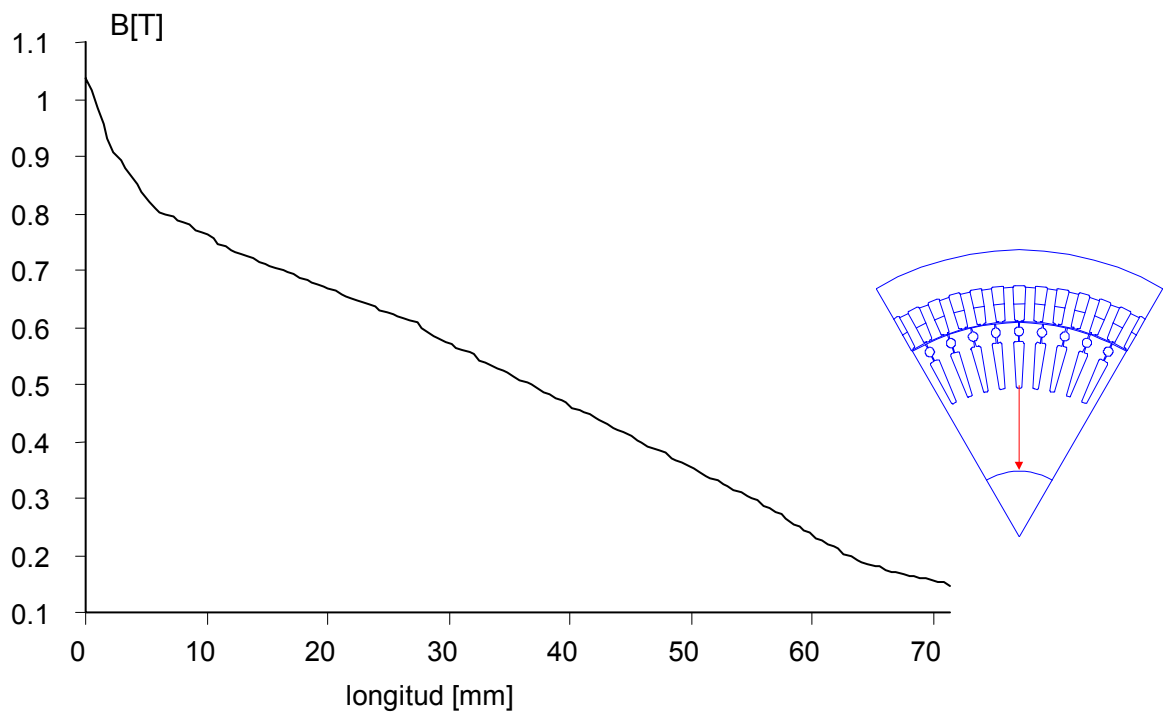


Figura 6.26 Inducción en la corona de rotor.



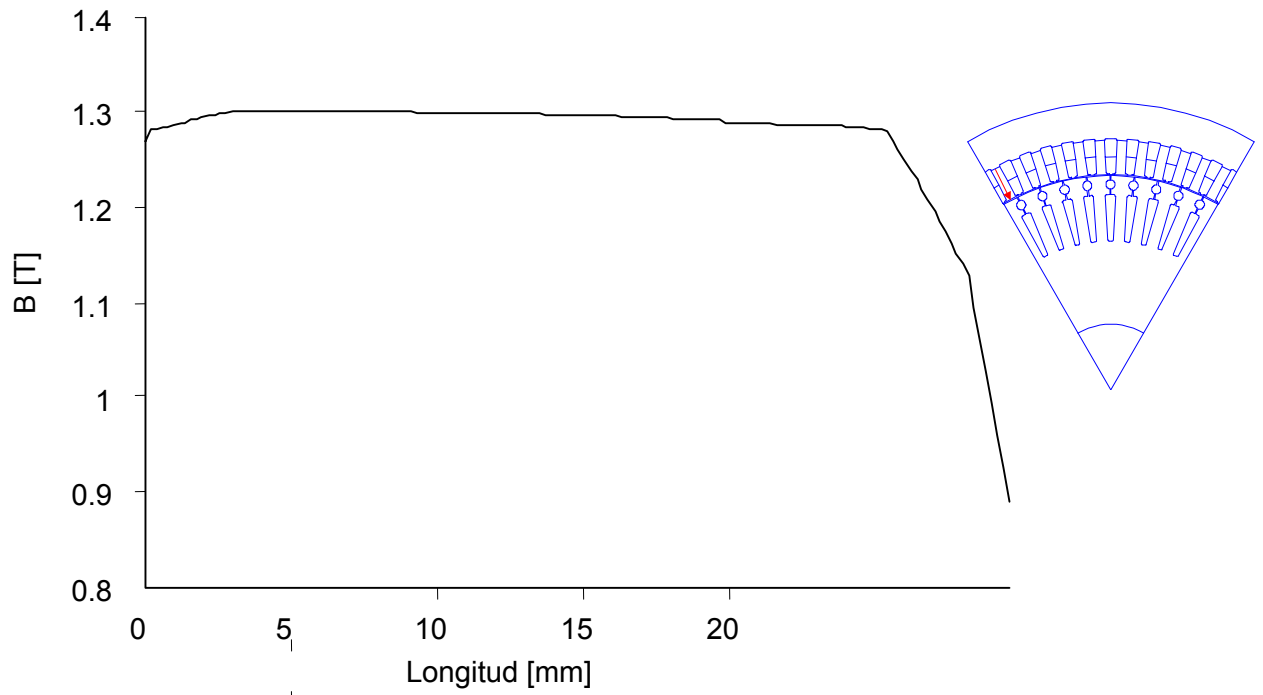


Figura 6.27 Inducción en los dientes de estator.

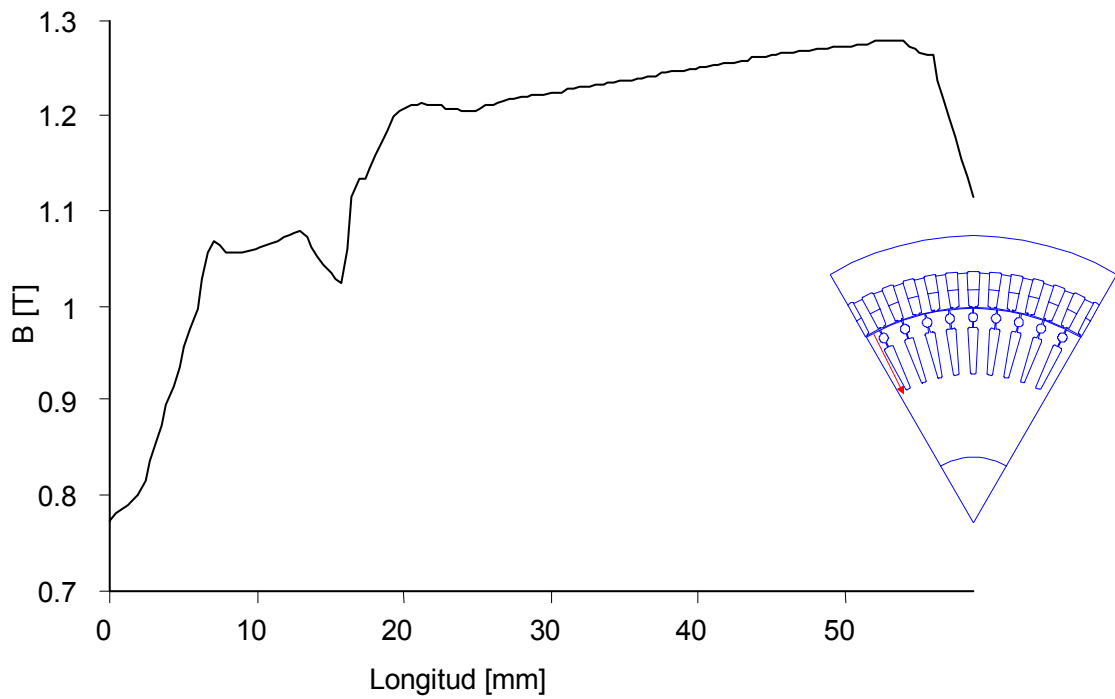


Figura 6.28 Inducción en los dientes de rotor.

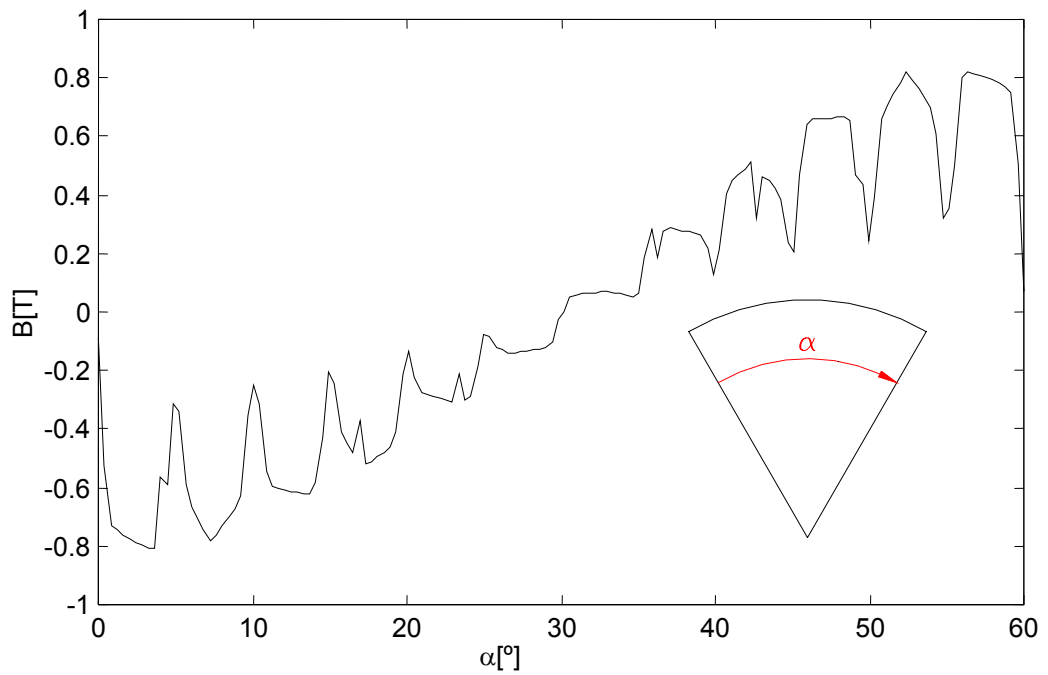


Figura 6.29 Inducción a lo largo del entrehierro.

Parte motor	<u>Inducción media FEM</u> [T]	<u>Inducción programa analítico</u> [T]
Corona estator	1.373	1.396
Dientes estator	1.307	-
Entrehierro	0.630	0.653
Corona rotor	0.511	0.409
Dientes rotor	1.211	-

Tabla 6.33 Valores de inducción media.

Se puede observar que los resultados obtenidos mediante elementos finitos son muy parecidos que los del programa analítico.

### 6.1.2.4 Inductancia magnetizante del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor abierta

El cálculo de la inductancia magnetizante se ha realizado mediante el procedimiento explicado en el anexo cálculo de la inductancia magnetizante, en este anexo se encontrará como ejemplo el cálculo de este motor. Se ha calculado la inductancia magnetizante para una bobina del grupo paralelo de la fase U para posteriormente calcular la inductancia equivalente.

Tabla 6.34 Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante.

Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante	
$w = \frac{1}{2} \int AJda$	$1.3389885 \times 10^1$ J/m
Intensidad máxima por bobina	5.579 A
Inductancia por bobina	0.2839 H
Inductancia equivalente	47.31 mH
Reactancia magnetizante equivalente	14.86 $\Omega$
Reactancia magnetizante cálculo analítico	16.68 $\Omega$

Hay una diferencia aproximadamente de un 10% en el cálculo de la reactancia magnetizante mediante elementos finitos respecto al programa analítico, este error es debido al establecer que en el cálculo de la reactancia magnetizante se está considerando que la bobina ocupa totalmente la ranura, cosa que no es cierta.

#### 6.1.2.4.1 Cálculo de las pérdidas en el hierro

Para el cálculo de las pérdidas en el hierro se ha realizado el cálculo de las pérdidas provocadas por la fundamental mediante el programa de elementos finitos y posteriormente el cálculo de las pérdidas por inducción pulsantes analíticamente, siendo los resultados los siguientes:

Tabla 6.35 Cálculo de las pérdidas en el hierro

Cálculo de las pérdidas en el hierro	
Pérdidas provocadas por fundamental	1030 W
Pérdidas provocadas por pulsación	47 W
Pérdidas totales	1077 W

### 6.1.2.5 Análisis del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula abierta con convertidor de frecuencia

Se ha realizado el análisis del motor de altura de eje 315 de 6 polos, con ranura de rotor abierta, alimentado con convertidor de frecuencia, a una frecuencia de 50Hz, siendo la regulación entre 0 y 50 Hz.

Para la realización de las simulaciones pertinentes se han tomado los siguientes datos del motor teniendo en cuenta que esta cargado nominalmente:

Tabla 6.36 Valores carga nominal.

Orden	Frecuencia Estator [Hz]	Deslizamiento	Frecuencia Rotor [Hz]	Intensidad de línea eficaz [A]
Fundamental	50	0.0091	0.455	162.31
1º Armónico	3000	1	3000	16.23

La simulación se ha efectuado para un sexto del motor para reducir el tiempo de cálculo, imponiendo condiciones de frontera Antiperiódicas para los extremos laterales y condición de Dirichlet  $A=0$  para el diámetro exterior de estator.

Los resultados de inducción y líneas de campo magnético se muestran a continuación:

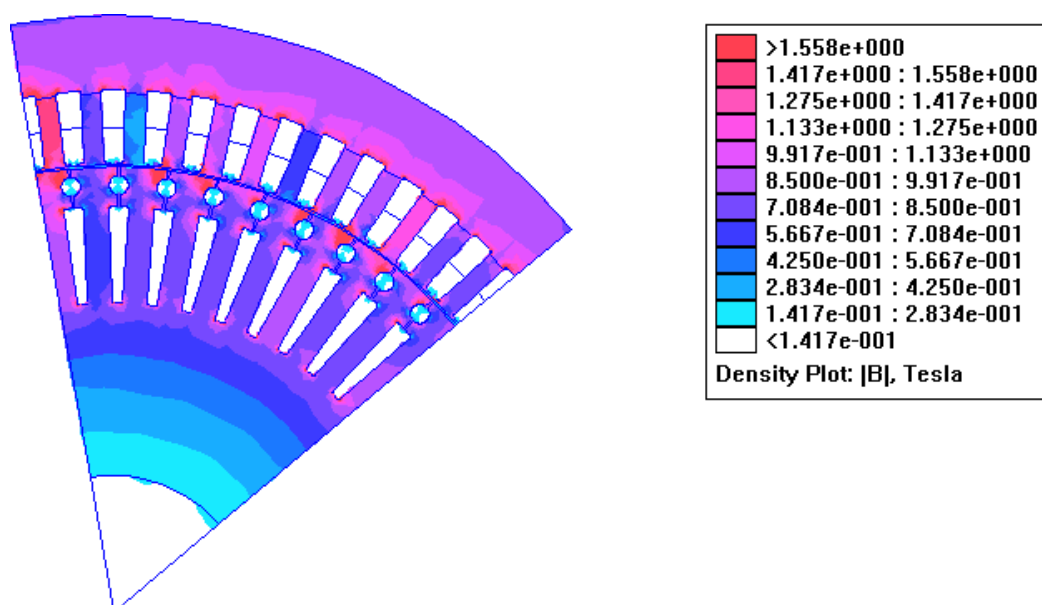


Figura 6.30 Inducción provocada por la onda fundamental en el motor 315 de ranura de rotor abierta.

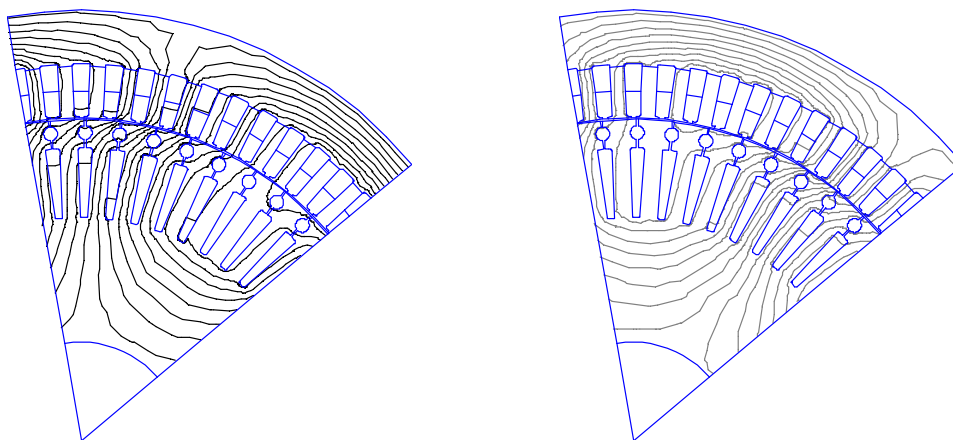


Figura 6.31 Líneas de campo magnético reales e imaginarias provocada por la onda fundamental.

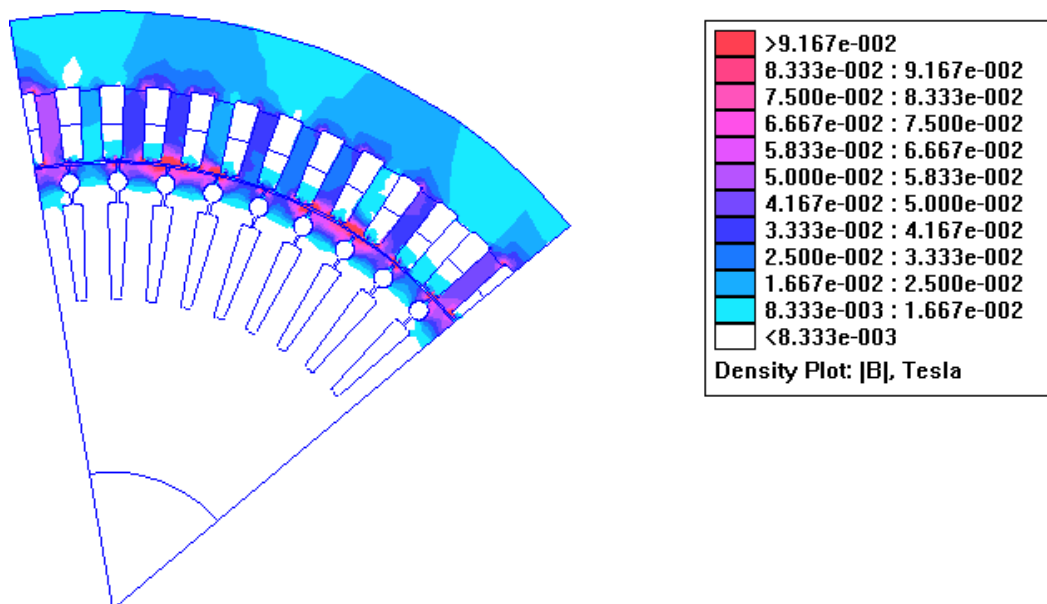


Figura 6.32 Inducción provocada por el 1º armónico en el motor 315 de ranura de rotor abierta.

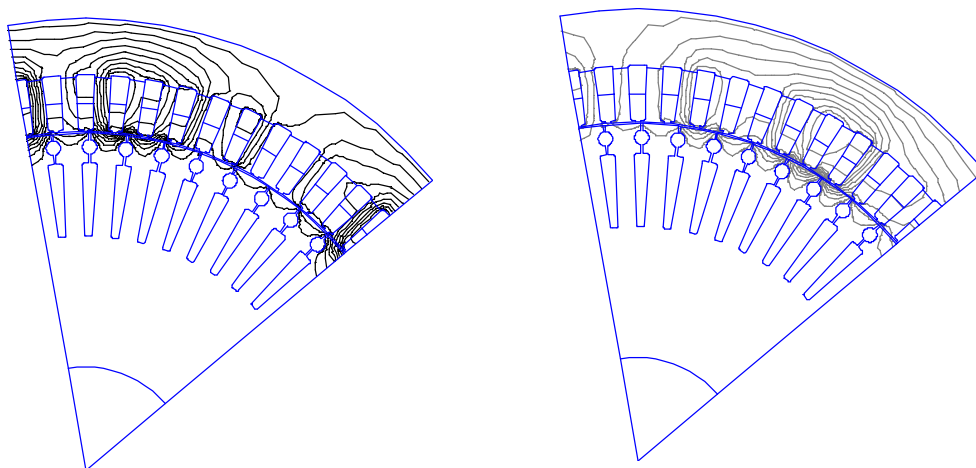


Figura 6.33 Líneas de campo magnético reales provocadas por el 1º armónico.

A continuación se muestran las densidades de corriente en el rotor para armónico como para fundamental:

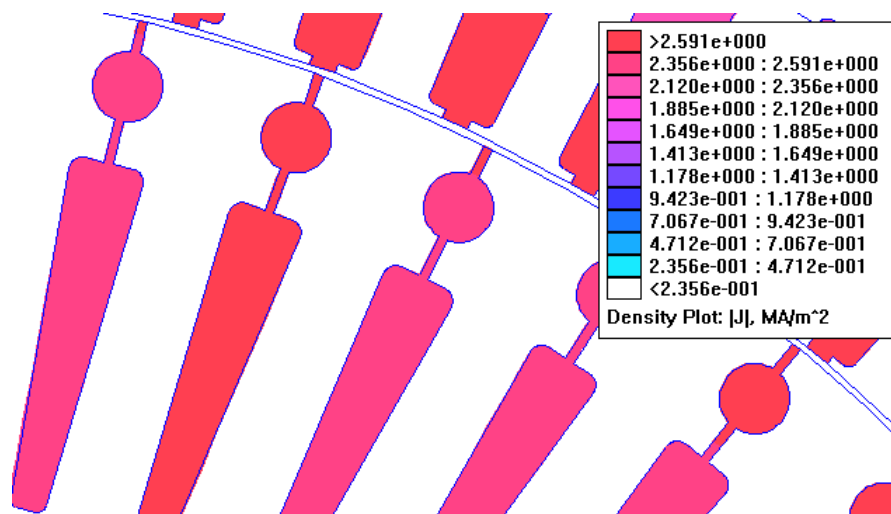


Figura 6.34 Densidad de corriente provocada por la fundamental para ranura abierta.

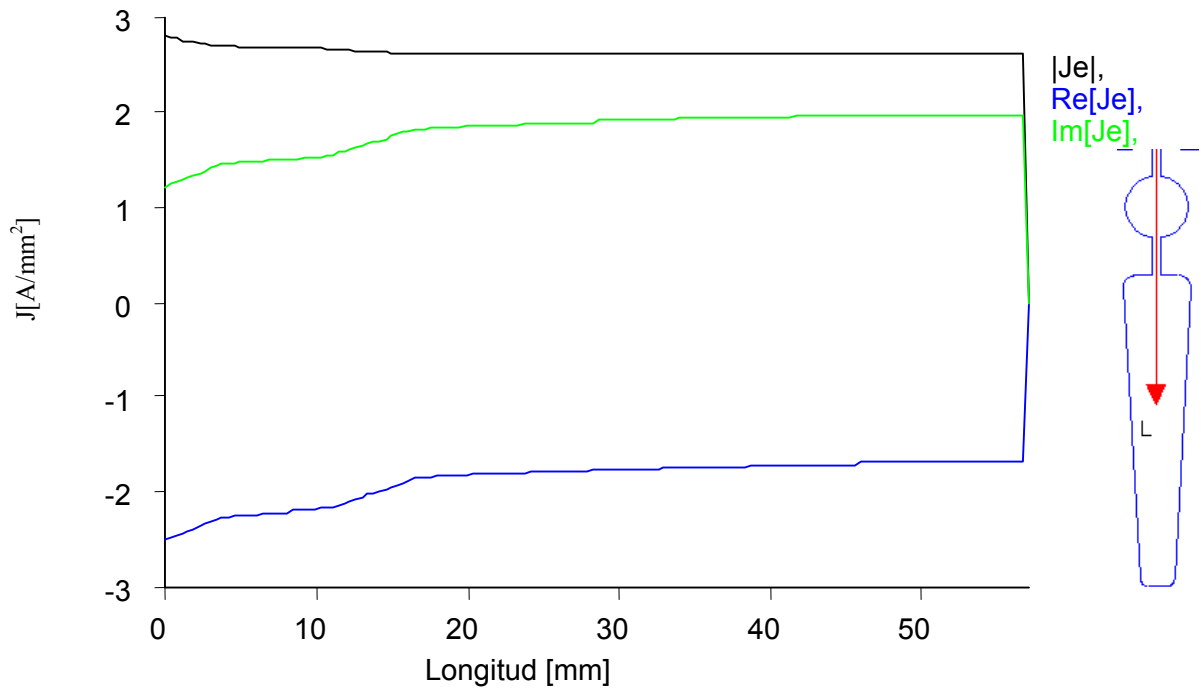


Figura 6.35 Densidad de la corriente provocada por la fundamental.

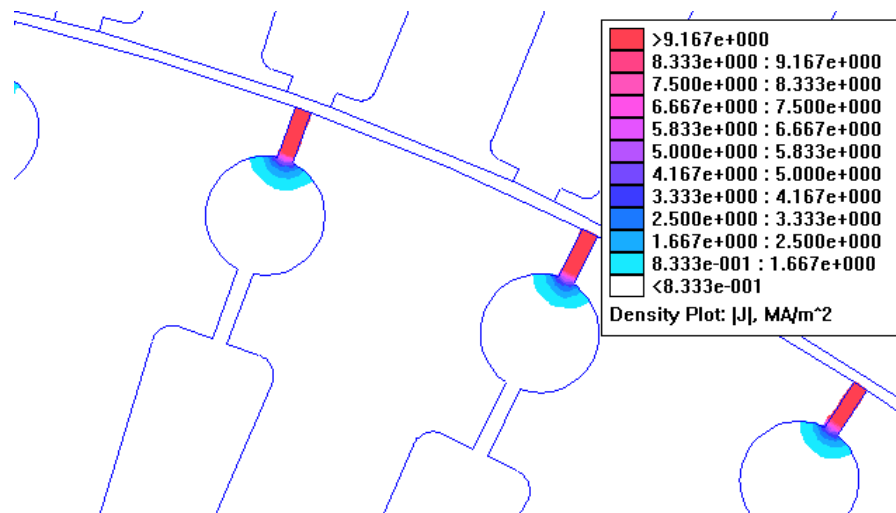


Figura 6.36 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico.

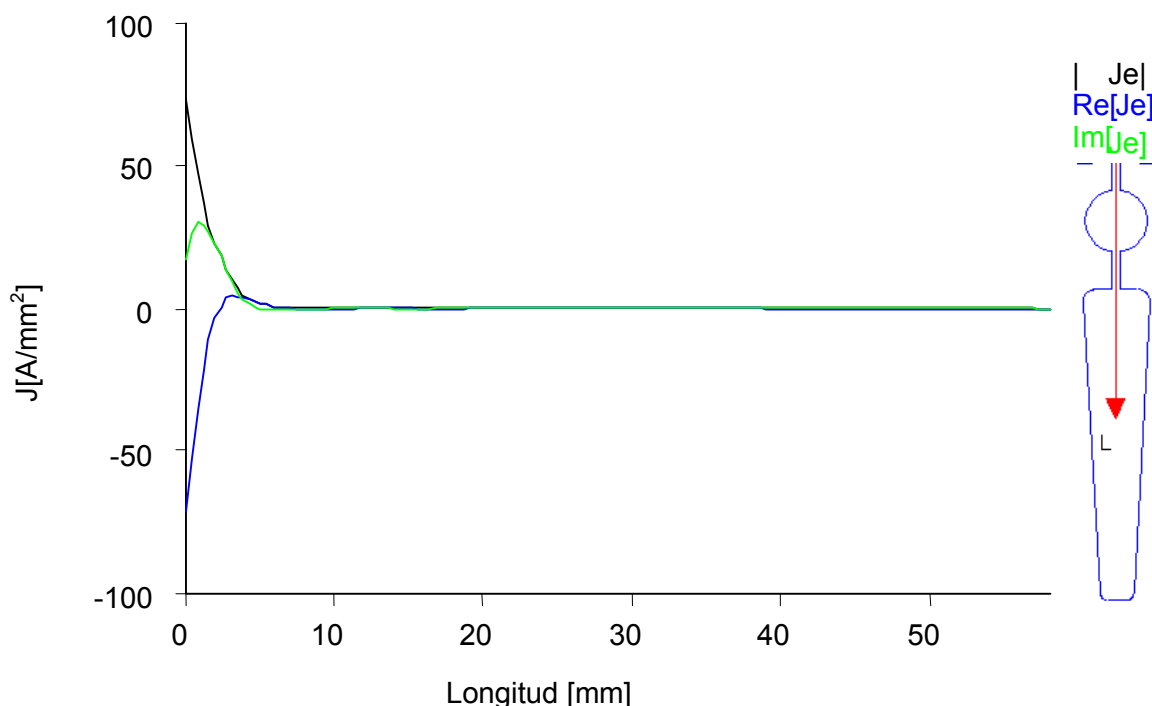


Figura 6.37 Densidad de corriente provocada por 1º armónico.

La corriente de rotor para el armónico se concentra en la parte superior de la ranura provocando altas densidades de corrientes en esta zona, y por tanto un incremento de la temperatura de rotor. Esta corriente se concentra en la parte superior de la ranura por el fenómeno de desplazamiento de corriente (capítulo 5).

Tabla 6.37 Corriente ranura rotor.

	Corriente ranura rotor eficaz [A]
Fundamental	569,15
1º Armónico	85,17

Las pérdidas resistivas en la ranura de rotor de este motor son las siguientes:

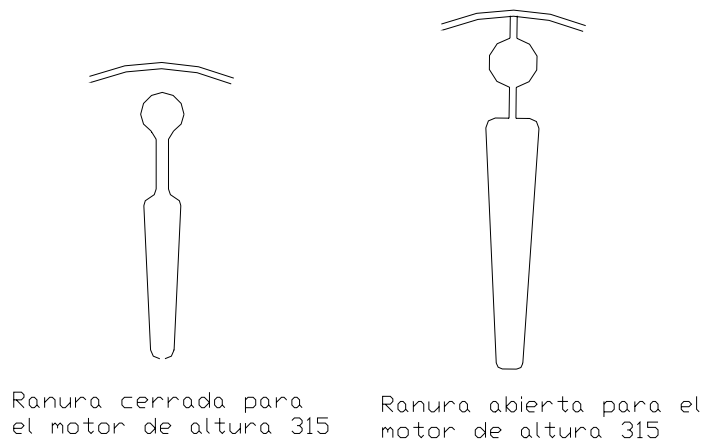
Tabla 6.38 Pérdidas resistivas rotor.

	Pérdidas resistivas rotor [W]
Fundamental	527.58
1º Armónico	1092.53



Se puede comprobar que las pérdidas provocadas en el rotor por el armónico son importantes en este motor, siendo dos veces más que las fundamentales y provocadas por una corriente de estator aproximadamente 7 veces más pequeña que la fundamental.

Aunque los motores de altura de eje 315 ranura abierta y ranura cerrada tienen características similares de funcionamiento con alimentación sinusoidal, se comprueba que las pérdidas provocadas por el primer armónico con alimentación con convertidor en el motor de altura de eje 315 abierta son mayores que las del motor 315 ranura abierta. Se puede ver claramente, la dependencia de estas pérdidas con la geometría de la ranura de rotor.



**Figura 6.38** Comparativa diseño ranura abierta y cerrada.

### **6.1.3 Análisis del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor abierta sencilla**

#### **6.1.3.1 datos del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor abierta sencilla**

Los datos del motor de altura 315 de ranura de rotor abierta sencilla se muestran en las siguientes tablas:

Tabla 6.39 Datos generales de motor.

<b>DATOS GENERALES DEL MOTOR</b>	
Conexión	Triángulo
Potencia nominal	90 kW
Velocidad nominal	991.3 rpm
Tensión de fase	400 V
Intensidad de vacío de línea ( $I_0$ )	40.401 A
Intensidad de línea nominal ( $I_n$ )	155.85 A
$I_0/I_n$	0.259
$\cos\varphi$	0.8849
Frecuencia	50 Hz
Número de polos	6

Tabla 6.40 Datos de bobinado.

<b>DATOS DEL BOBINADO</b>	
Tipo de bobinado. Capas	2
Paso de bobinado	1:8:10:12:14
Espiras por bobina	16
Espiras por ranura	32
Bobinas por grupo	4
Grupos por fase	6
Conexión grupo	6 paralelo
Material	Cobre

Tabla 6.41 Datos geométricos de la chapa magnética de estator.

<b>DATOS GEOMÉTRICOS DE LA CHAPA MAGNÉTICA DEL ESTATOR</b>	
Diámetro exterior estator	500 mm
Diámetro interior estator	375 mm
Número de ranuras	72

**Tabla 6.42 Datos geométricos de la chapa magnética de rotor.**

DATOS GEOMÉTRICOS DE LA CHAPA MAGNÉTICA DEL ROTOR	
Diámetro exterior rotor	373.4 mm
Diámetro interior rotor	115 mm
Tipo de ranura	Abierta
Número de ranuras	56
Material ranuras	Aluminio-1100

**Tabla 6.43 Datos del núcleo.**

DATOS DEL NÚCLEO	
Longitud del núcleo	330 mm
Peso de los dientes de estator	47.83 kg
Peso de la corona de estator	110.51 kg
Peso de los dientes de rotor	84.55 kg
Peso de la corona de rotor	111.76

Para conocer las propiedades de chapa, cobre, aluminio y eje del motor consultar el anexo de materiales.

### 6.1.3.2 Cálculo de la corriente de vacío

El cálculo de la corriente de vacío se obtiene mediante el programa analítico siendo esta igual :

**Tabla 6.44 Corriente de vacío.**

Tensión de motor [V]	Corriente de vacío de línea [A]
400	40.401

Para la introducción de esta corriente en el software de elementos finitos deberá considerarse la conexión del motor, el número de espiras, número de ranuras por fase, el número de bobinas por grupo y el valor máximo de esta corriente. El

cálculo de corrientes se ha realizado mediante una hoja de cálculo, a continuación se muestran los resultados obtenidos.

Tabla 6.45 Corriente por ranura.

Corrientes por ranura [A]		
Ranuras fase U	90,71	+j 0
Ranuras fase V	-45,36	+j -78,56
Ranuras fase W	-45,3575	+j 78,56

Tabla 6.46 Intensidad total.

Número de ranuras		Corriente total [A]
Fase +U1	12	1088,58 +j 0
Fase +U2	12	1088,58 +j 0
Fase -U1	12	-1088,58 +j 0
Fase -U2	12	-1088,58 +j 0
Fase +V1	12	-544,29 +j -942,74
Fase +V2	12	-544,29 +j -942,74
Fase -V1	12	544,29 +j 942,74
Fase -V2	12	544,29 +j 942,74
Fase +W1	12	-544,29 +j 942,74
Fase +W2	12	-544,29 +j 942,74
Fase -W1	12	544,29 +j -942,74
Fase -W2	12	544,29 +j -942,74

Estas corrientes cambiarán según el número de ranuras, en este caso se han calculado las corrientes para el motor completo (12 ranuras por fase). El número que acompaña a la nomenclatura de fase indica la capa, 1 para capa exterior y 2 para capa interior.

Tabla 6.47 Corriente para t = 0.

Corrientes para t=0 s	
Fase +U1	1088,58
Fase +U2	1088,58
Fase -U1	-1088,58
Fase -U2	-1088,58
Fase +V1	-544,29
Fase +V2	-544,29
Fase -V1	544,29
Fase -V2	544,29
Fase +W1	-544,29
Fase +W2	-544,29
Fase -W1	544,29
Fase -W2	544,29

### 6.1.3.3 Simulación mediante FEM

#### 6.1.3.3.1 Análisis magnetostático

En este análisis se calcula la inducción con frecuencia igual a 0 del motor. La simulación se ha realizado para un sólo polo para ahorrar tiempo de cálculo.

Las condiciones de frontera son las siguientes:

- Diámetro exterior del estator. Condición de frontera Dirichlet con potencial magnético igual a 0 .
- Lado derecho e izquierdo condiciones Antiperiodic . **Número de nodos** : 6263.

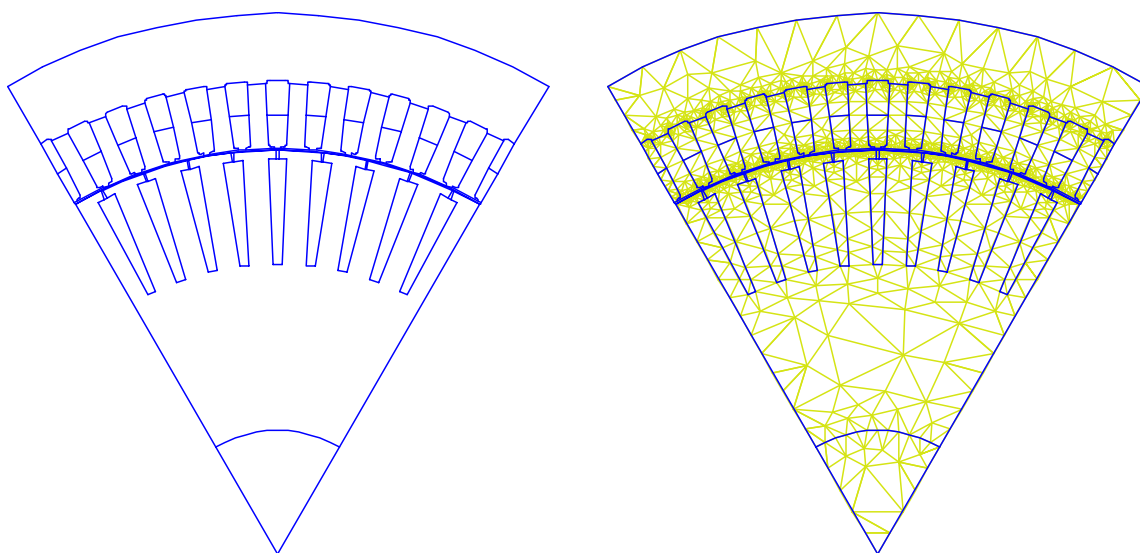


Figura 6.39 Motor altura 315 con ranura de rotor abierta sencilla.

Intensidades para t=0 s [A]	
Fase +U1	0,000
Fase +U2	0,000
Fase -U1	-362,860
Fase -U2	-362,860
Fase +V1	-181,430
Fase +V2	-158,751
Fase -V1	0,000
Fase -V2	22,679
Fase +W1	-113,394
Fase +W2	-181,430
Fase -W1	68,036
Fase -W2	0,000

Tabla 6.48 Corrientes por fase.

Las inducciones calculadas se muestran a continuación:

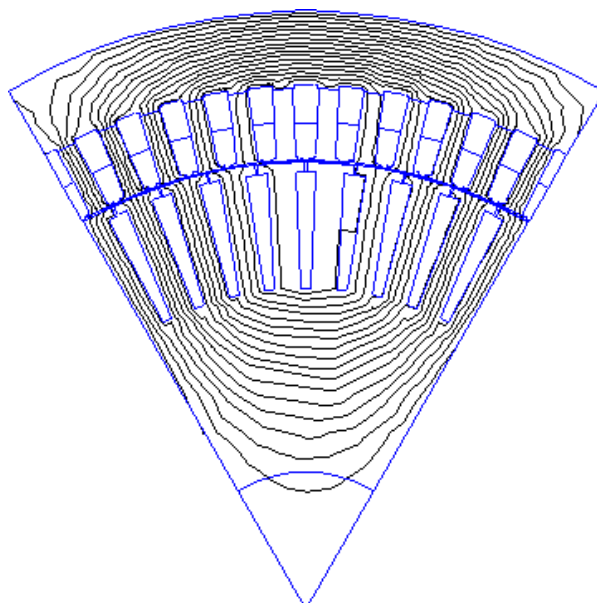


Figura 6.40 Líneas de campo magnético de un polo del motor altura de eje 315 de ranura de rotor abierta sencilla.

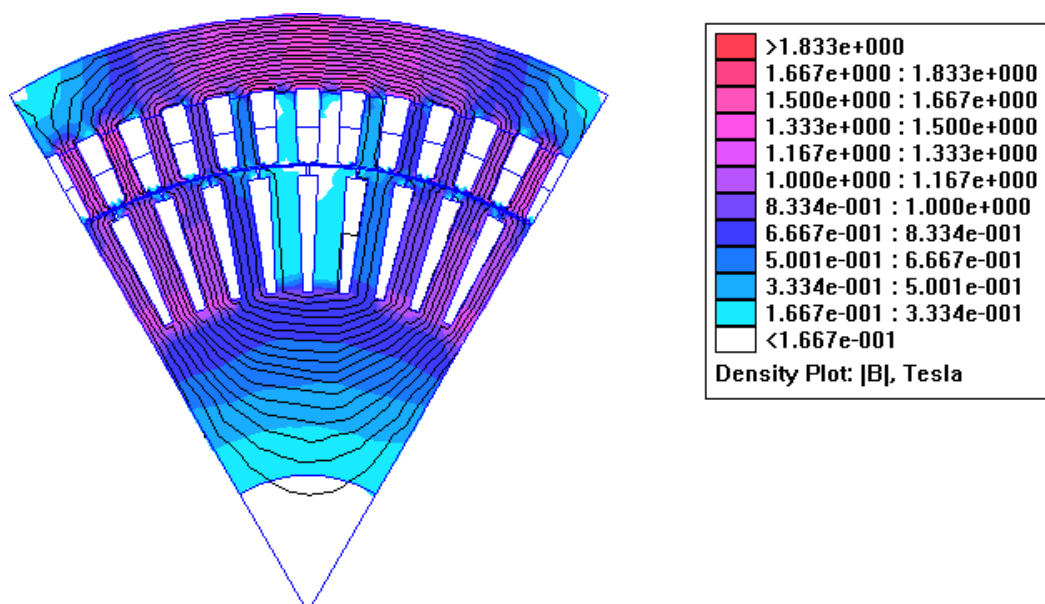


Figura 6.41 Inducciones del motor altura de eje 315 de ranura de rotor abierta sencilla.

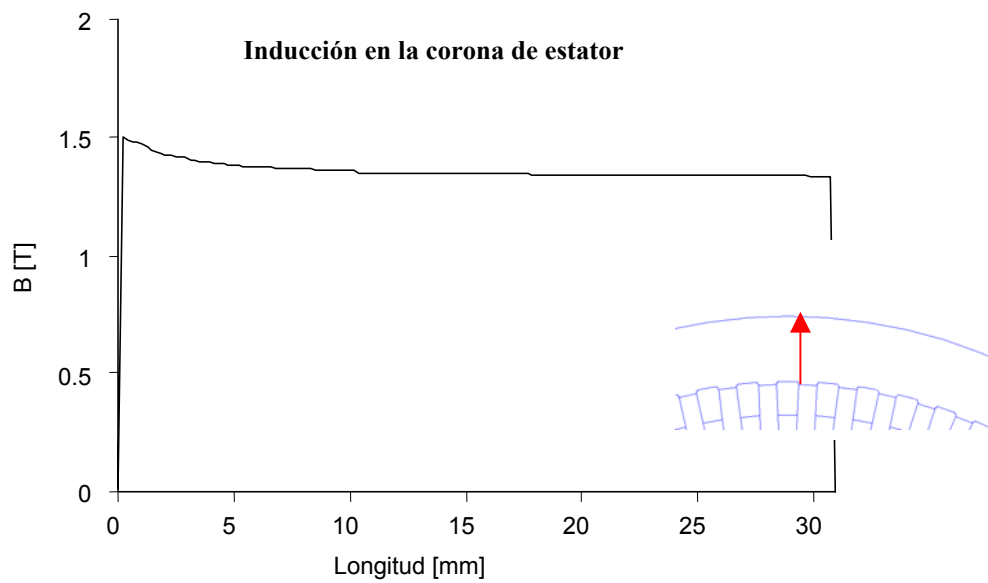


Figura 6.42 Inducción corona de estator.

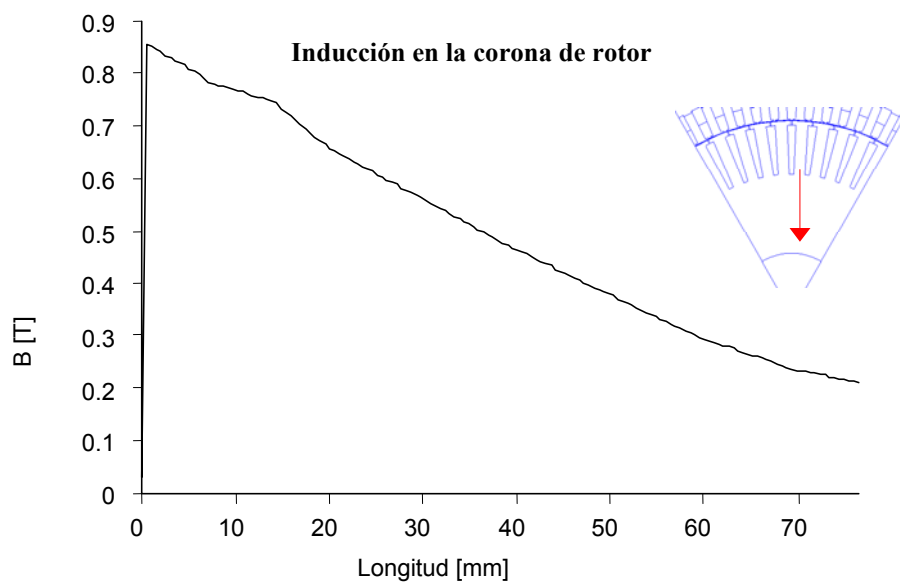


Figura 6.43 Inducción corona rotor.

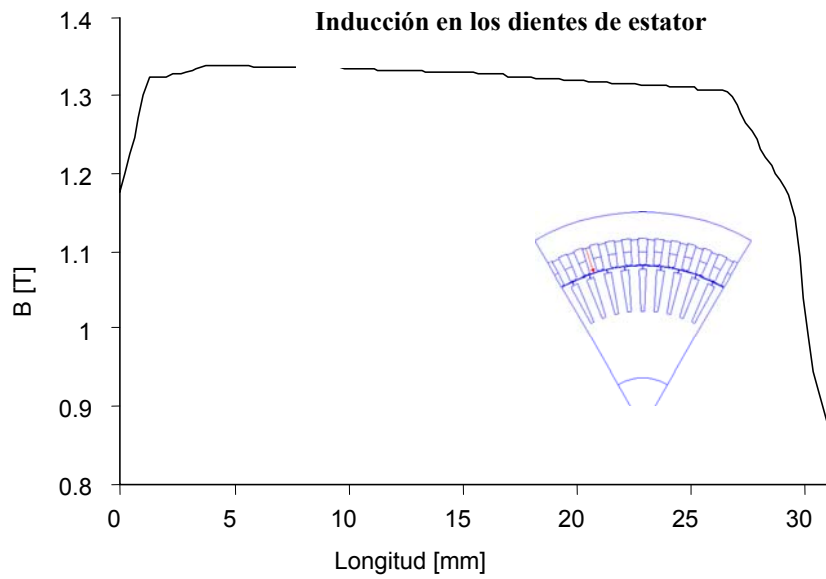


Figura 6.44 Inducción dientes estator.

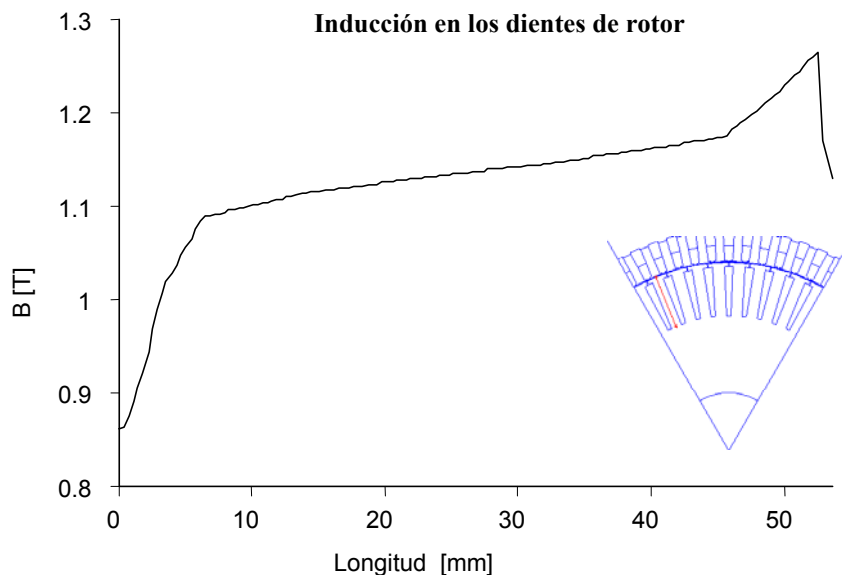


Figura 6.45 Inducción dientes rotor.



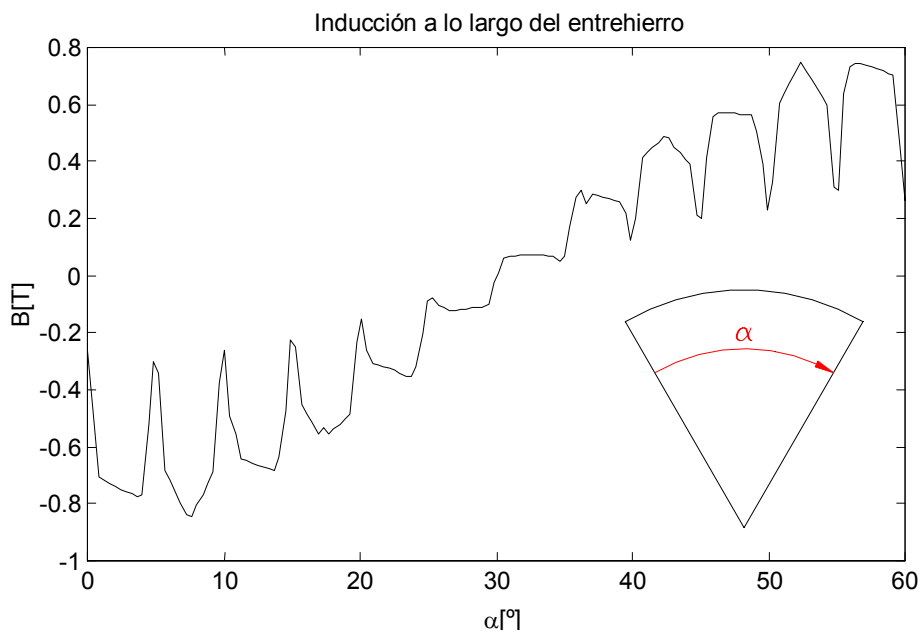


Figura 6.46 Inducción a lo largo del entrehierro.

Tabla 6.49 Comparativa cálculo analítico y por elementos finitos.

Parte motor	Inducción media FEM [T]	Inducción programa analítico [T]
Corona estator	1.370	1.401
Dientes estator	1.329	-
Entrehierro	0.630	0.664
Corona rotor	0.511	0.395
Dientes rotor	1.092	-

Se puede observar que los resultados obtenidos mediante elementos finitos son muy parecidos que los del programa analítico.

### 6.1.3.3.2 Inductancia magnetizante del motor de altura de eje 315 de ranura abierta sencilla

El cálculo de la inductancia magnetizante se ha realizado mediante el procedimiento explicado en el anexo cálculo de la inductancia magnetizante. Se ha

calculado la inductancia magnetizante para una bobina del grupo paralelo de la fase U para posteriormente calcular la inductancia equivalente.

**Tabla 6.50 Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante.**

Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante	
$w = \frac{1}{2} \int AJda$	1.3392475 x 10 <sup>1</sup> J/m
Intensidad máxima por bobina	5,498 A
Inductancia por bobina	0.2924 H
Inductancia equivalente	48.74 mH
Reactancia magnetizante equivalente	15.31 Ω
Reactancia magnetizante programa analítico.	16.93 Ω

Hay una diferencia aproximadamente de un 10% en el cálculo de la reactancia magnetizante mediante elementos finitos respecto al programa analítico, este error es debido al establecer que en el cálculo de la reactancia magnetizante se está considerando que la bobina ocupa totalmente la ranura, cosa que no es cierto.

### 6.1.3.3.3 Cálculo de las pérdidas en el hierro

Para el cálculo de las pérdidas en el hierro, se ha realizado el cálculo de las pérdidas provocadas por la fundamental mediante el programa de elementos finitos, y posteriormente, el cálculo de las pérdidas por inducción pulsantes analíticamente, siendo los resultados los siguientes:

**Tabla 6.51 Pérdidas en el hierro.**

Cálculo de las pérdidas en el hierro	
Pérdidas provocadas por fundamental	1023 W
Pérdidas provocadas por pulsación	42 W
Pérdidas totales	1065 W

### 6.1.3.4 Análisis del motor de altura de eje 315 de ranura rotor abierta sencilla con convertidor de frecuencia

Se ha realizado el análisis del motor de altura de eje 315 de 6 polos, con ranura abierta sencilla en el rotor, alimentado con convertidor de frecuencia, a una frecuencia de 50Hz. Siendo la regulación entre 0 y 50 Hz.

Para la realización de las simulaciones pertinentes se han tomado los siguientes datos del motor teniendo en cuenta que esta cargado nominalmente :

Tabla 6.52 Intensidad de línea.

Orden	Frecuencia Estator [Hz]	Deslizamiento	Frecuencia Rotor [Hz]	Intensidad de línea eficaz [A]
Fundamental	50	0.0087	0.435	155.85
1º Armónico	3000	1	3000	15.58

La simulación se ha efectuado para un sexto del motor para reducir el tiempo de cálculo, imponiendo condiciones de frontera Antiperiódicas para los extremos laterales y condición de Dirichlet,  $A=0$ , para el diámetro exterior de estator.

Los resultados de inducción y líneas de campo magnético se muestran a continuación:

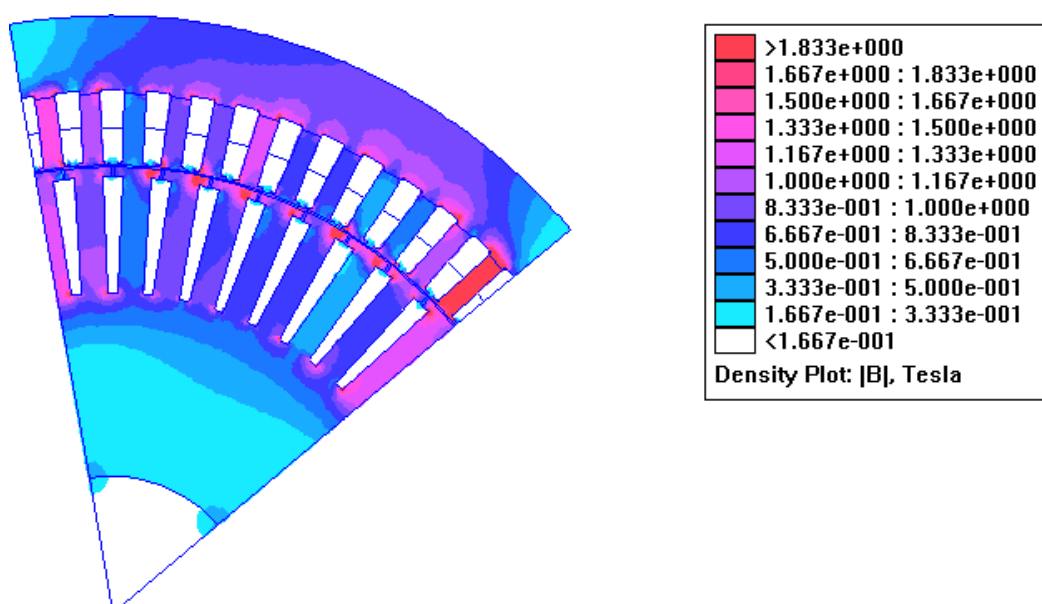


Figura 6.47 Inducción provocada por la onda fundamental en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla.

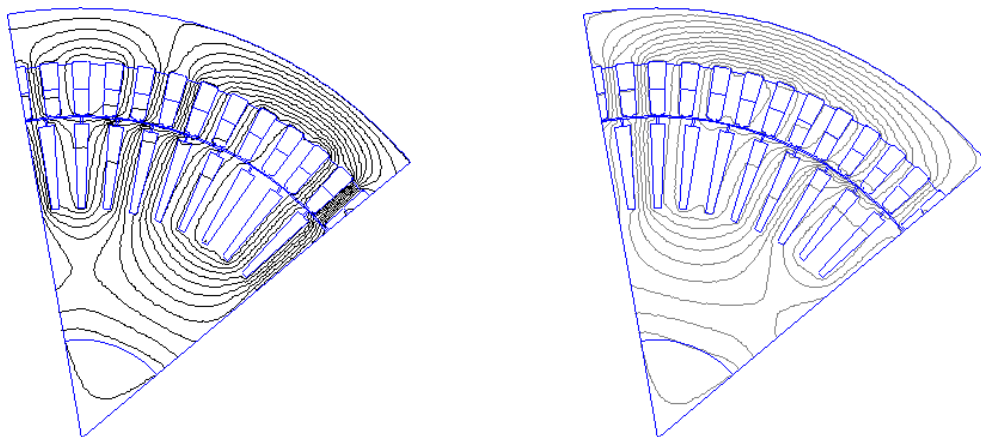


Figura 6.48 Líneas de campo magnético reales e imaginarias provocada por la onda fundamental en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla.

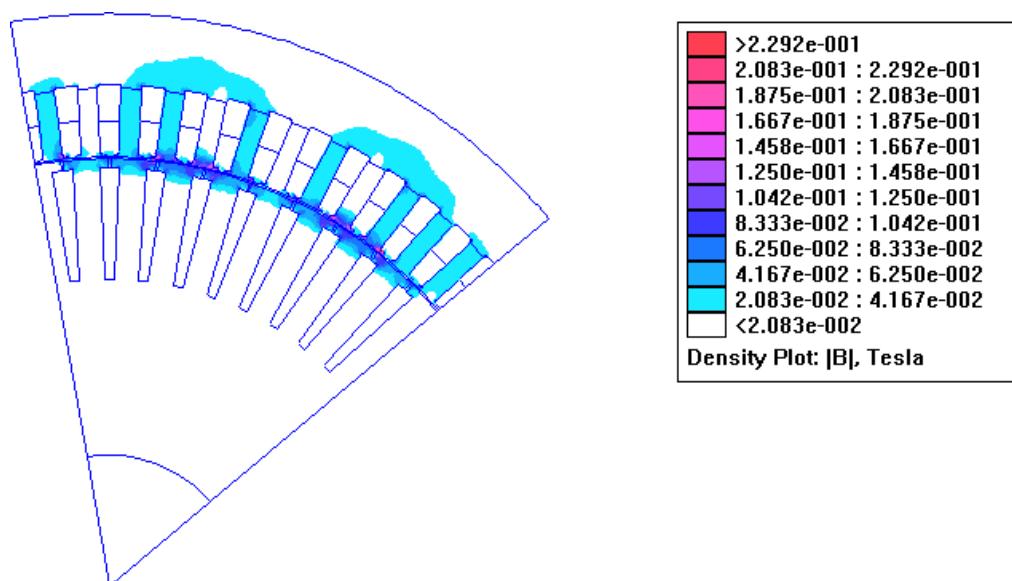


Figura 6.49 Inducción provocada por el 1º armónico en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla.

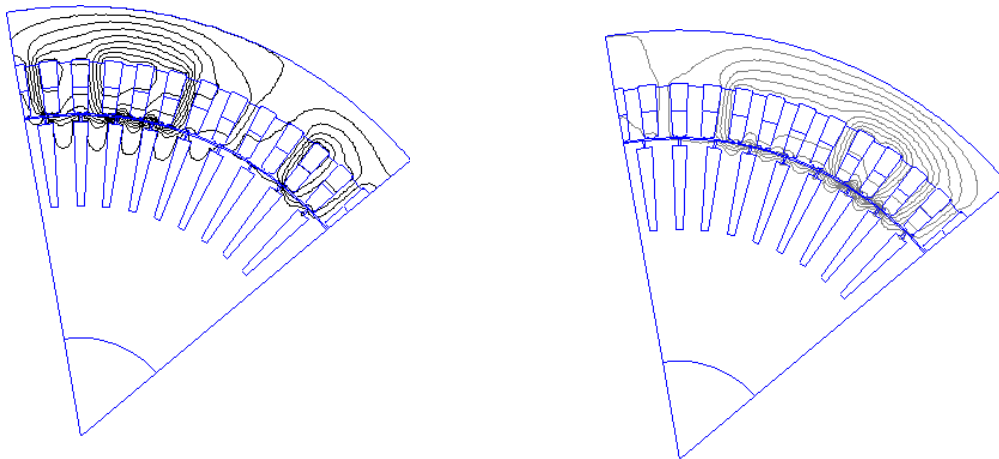


Figura 6.50 Líneas de campo magnético reales provocadas por el 1º armónico en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla.

A continuación se muestran las densidades de corriente en el rotor para armónico como para fundamental:

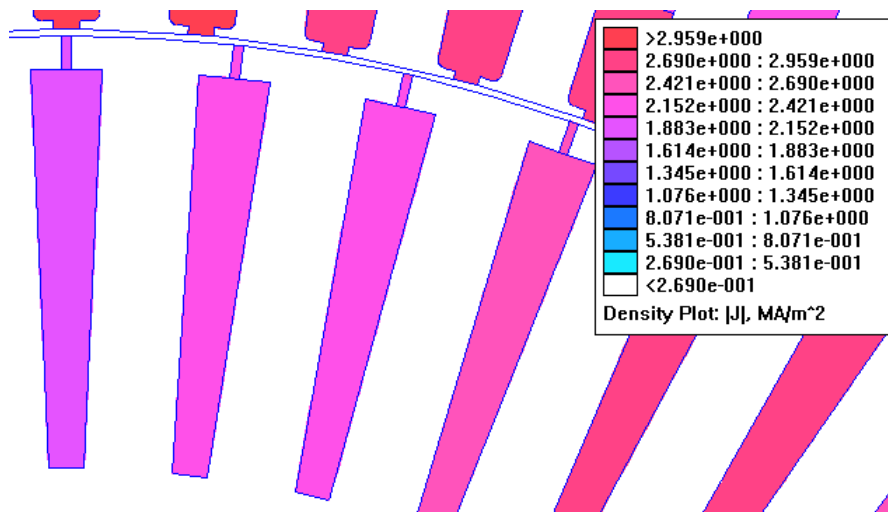


Figura 6.51 Densidad de corriente inducida en el rotor por fundamental en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla.

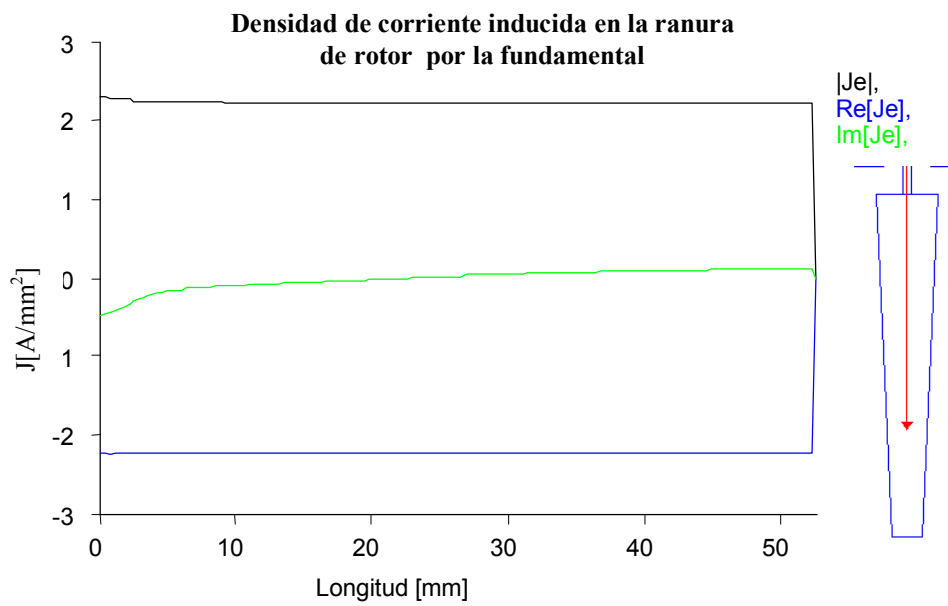


Figura 6.52 Distribución densidad de corriente inducida en el rotor por fundamental.

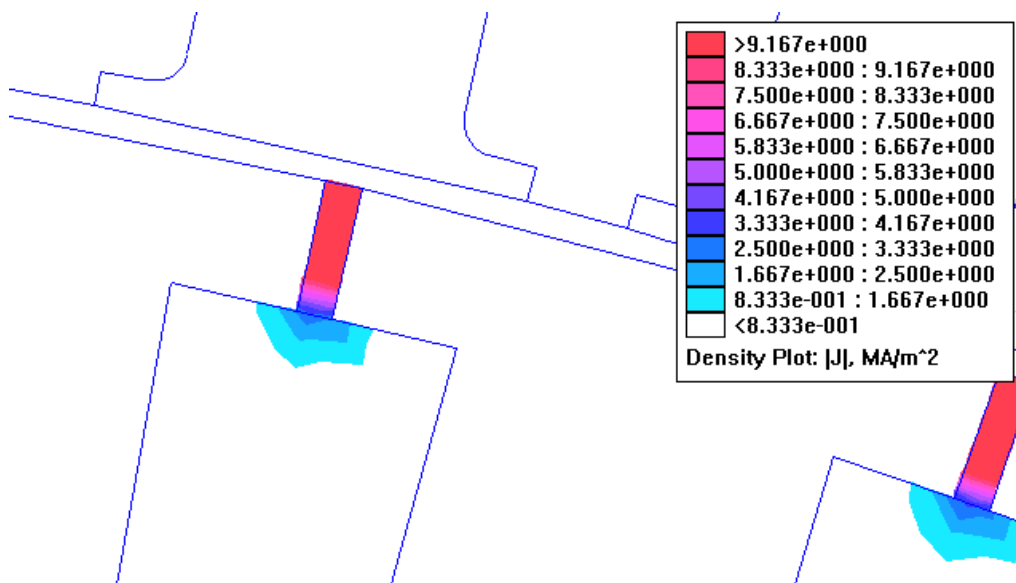
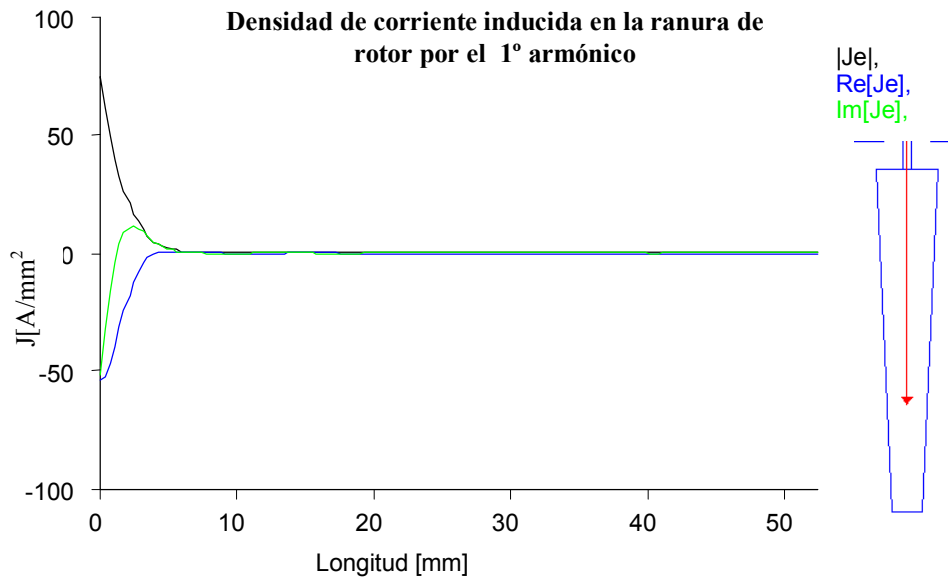


Figura 6.53 Densidad de corriente en el rotor provocada por el 1º armónico 315 de ranura de rotor abierta sencilla.



**Figura 6.54** Distribución de la densidad de corriente en la ranura del rotor por el 1º armónico.

La corriente de rotor, como en los otros casos, se concentra en la parte superior de la ranura provocando altas densidades de corrientes en esta zona, y por tanto provoca un incremento de la temperatura de rotor.

A continuación se muestra las intensidades de la ranura de rotor, para fundamental como para armónico:

**Tabla 6.53** Intensidad ranura rotor.

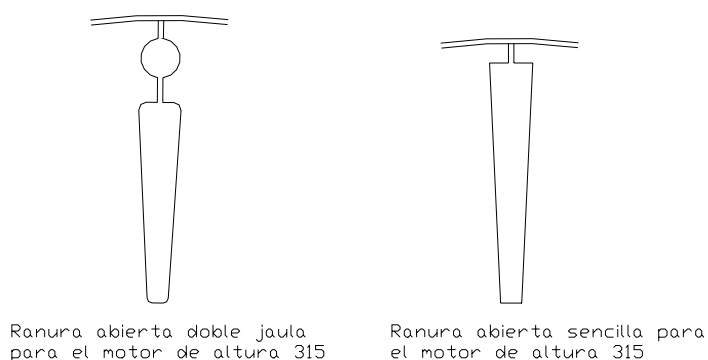
	Intensidad ranura rotor eficaz [A]
Fundamental	502.92
1º Armónico	89.19

Las pérdidas resistivas en la ranura de rotor de este motor son las siguientes:

**Tabla 6.54** Pérdidas resistivas rotor.

	Pérdidas resistivas rotor [W]
Fundamental	436.80
1º Armónico	1000.52

Se comprueba que las pérdidas provocadas por el armónico son importantes, sucede igual que con el motor del apartado anterior. Los motores de estos dos últimos apartados son idénticos, a excepción de la geometría de la ranura de rotor. Mientras que el del apartado anterior es un motor de doble jaula abierta, el de este apartado es sencilla abierta, la diferencia erradica en el par de arranque y la corriente de arranque. En el motor de doble jaula el par de arranque es mayor y la corriente de arranque es menor que en el motor de jaula sencilla.



**Figura 6.55 Comparativa ranura abierta doble jaula y jaula sencilla.**

### **6.1.4 Solución adoptada para evitar el desplazamiento de corriente provocado por los armónicos IEC 315 6 polos**

Como se ha podido observar en los resultados obtenidos mediante elementos finitos, los armónicos de convertidor inducen unas corrientes en el rotor de valores menores que la inducida por la fundamental. Estas corrientes se caracterizan por estar fuertemente concentradas en la zona superior de la ranura del rotor debido al fenómeno de desplazamiento de corriente para frecuencias elevadas.

Este fenómeno puede provocar un aumento considerable de las pérdidas resistivas del rotor, causando un sobrecalentamiento de este elemento de la máquina.

El desplazamiento de corriente se puede reducir rediseñando la ranura de rotor para aquellos motores que sean regulados mediante convertidores de frecuencia.

El nuevo diseño de ranura debe disminuir las pérdidas por efecto joule provocadas por el armónico en el rotor, pero a la vez, ha de mantener las mismas propiedades de funcionamiento para las cuales se había diseñado el motor teniendo en cuenta sólo la onda fundamental de alimentación. La variable que nos determina que su



comportamiento no variará es la corriente inducida del rotor, la cual de ha variar lo menos posible para la misma intensidad fundamental de alimentación y manteniendo el deslizamiento que poseía el motor sin modificar.

El desplazamiento de corriente se debe a la concatenación de las líneas de campo magnético en la zona externa del rotor, provocando así que la corriente de la ranura de rotor se concentre en la parte superior para frecuencias elevadas. Si la sección donde se concentran es lo suficientemente pequeña, las pérdidas resistivas en el rotor por armónico pueden llegar a ser el doble que las provocadas por la fundamental, incrementando así la temperatura del motor.

Se han encontrado dos posibles soluciones para evitar este incremento de pérdidas, las cuales son:

- Conversión de ranura de rotor de abierta a ranura cerrada.
- Ranura de rotor especial.

#### 6.1.4.1 Conversión de ranura de rotor abierta a ranura cerrada

De los motores analizados en este proyecto, las pérdidas de Joule en el rotor provocadas por los armónicos de convertidor de frecuencia, han sido más importantes en los motores de altura 315, y dentro de este tamaño, en los motores con ranura de rotor abierta, como se resume en la siguiente tabla:

**Tabla 6.55 Comparativa pérdidas resistivas rotor diferentes ranuras.**

<b>Motor</b>	<b>315 ranura de rotor doble jaula cerrada</b>	<b>315 ranura de rotor doble jaula abierta</b>	<b>315 ranura de rotor sencilla abierta</b>
Pérdidas fundamental [W]	778.867	527.58	436.80
Pérdida 1° armónico [W]	283.56	1092.53	1000.52

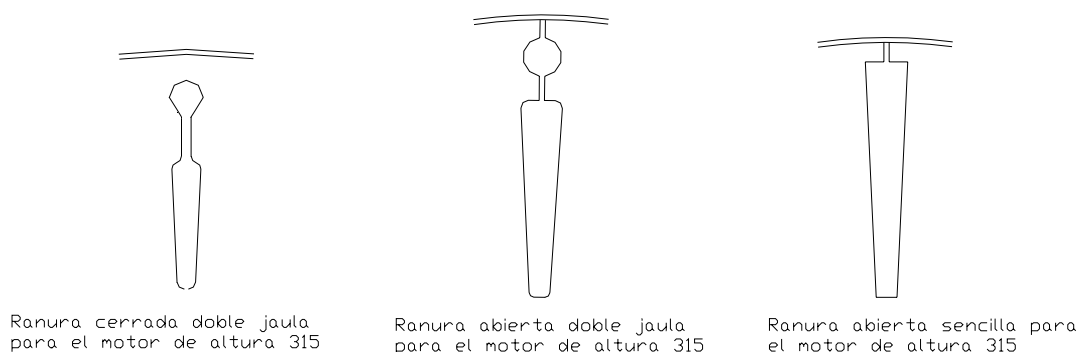


Figura 6.56 Tipologías de ranuras estudiadas.

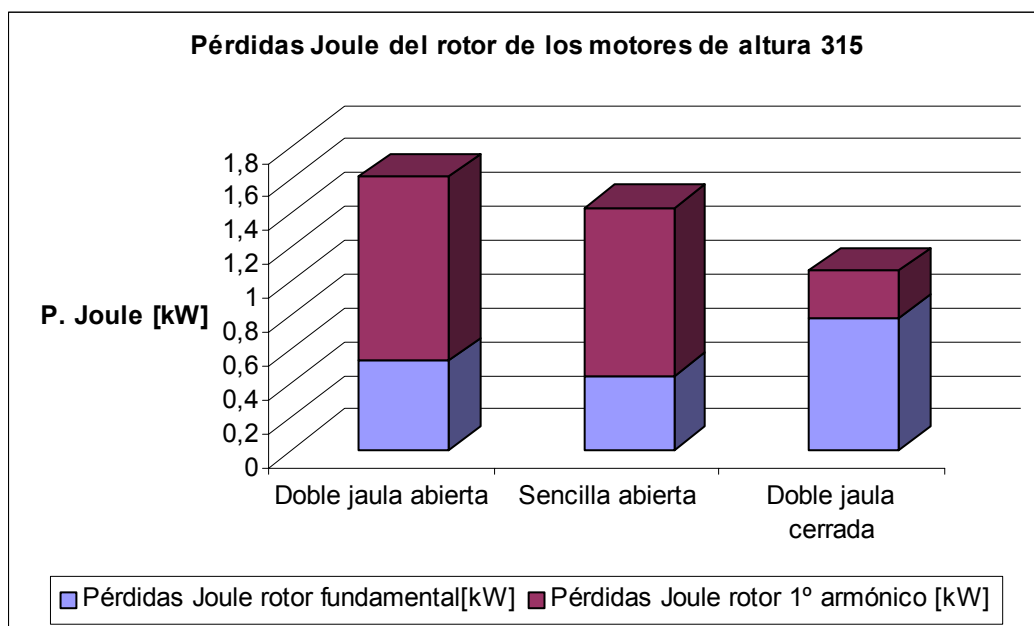
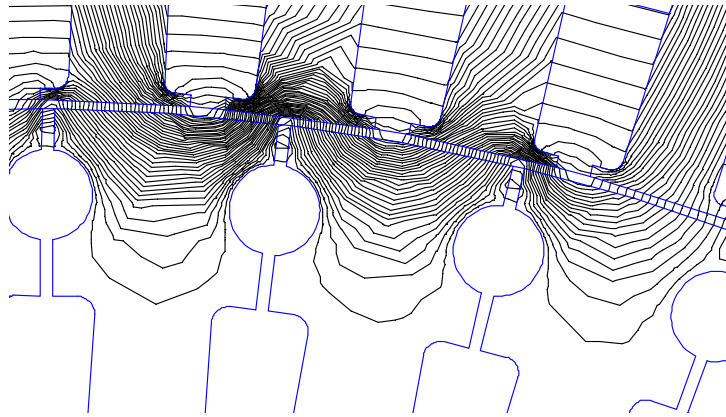
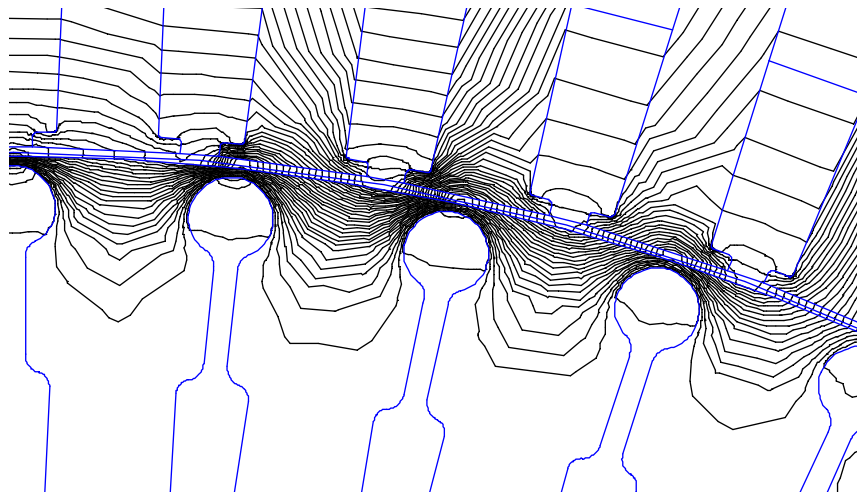


Figura 6.57 Gráfica comparativa pérdidas.

Las densidades de corriente provocadas por el armónico adquieren mayor importancia en los motores de ranura de rotor abierta, provocando así mayores pérdidas por efecto Joule en el rotor, esto es debido a que las líneas de campo magnético provocadas por los armónicos de convertidor de frecuencia se concentran en la parte externa del rotor induciendo así grandes densidades de corriente.



**Figura 6.58** Líneas de campo magnético para el 1º armónico del motor de altura 315 con ranura de rotor doble jaula abierta.



**Figura 6.59** Líneas de campo magnético para el 1º armónico del motor de altura 315 con ranura de rotor doble jaula cerrada.

Las Figura 6.60, Figura 6.61 y Figura 6.62 muestran las densidades de corrientes provocadas por el armónico en los diferentes motores de altura 315.

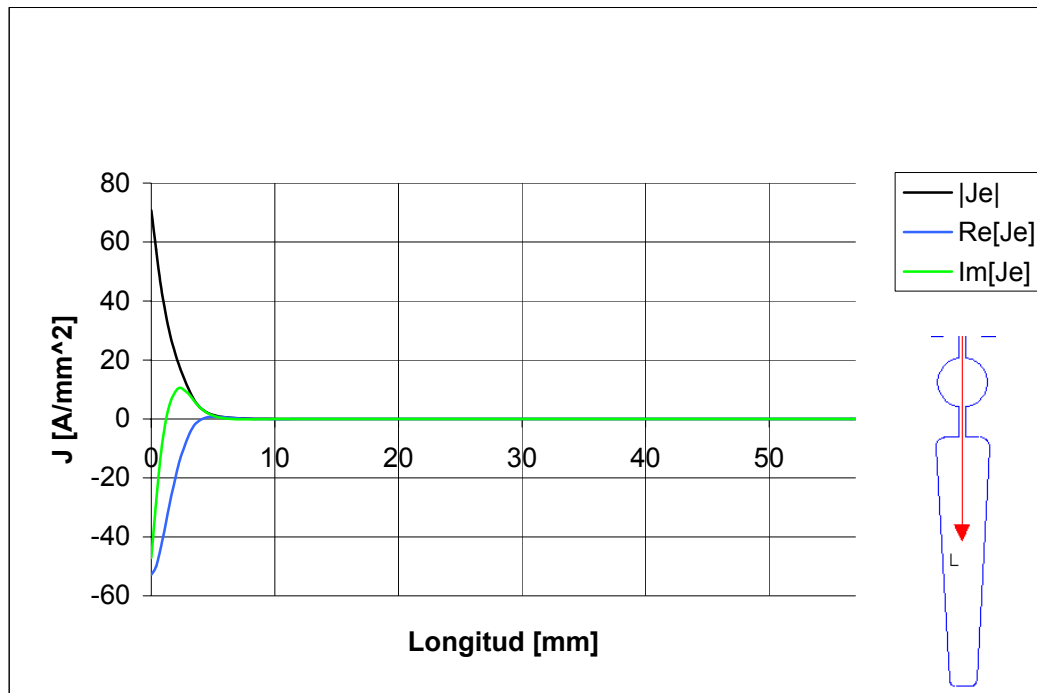


Figura 6.60 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para motor de altura 315 ranura de rotor doble jaula abierta.

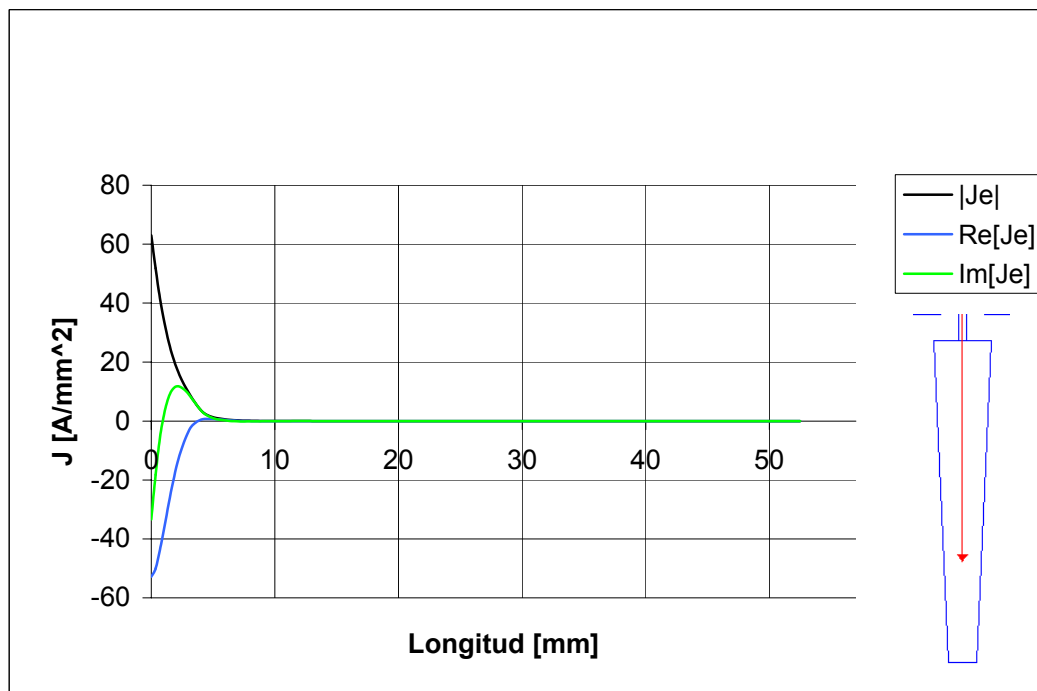
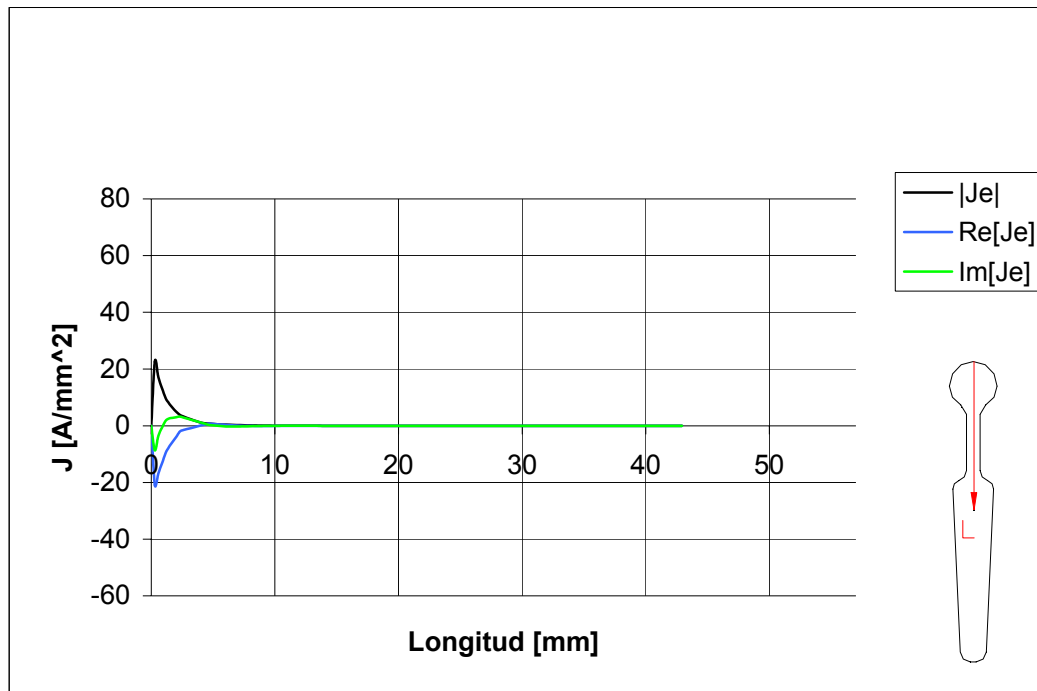


Figura 6.61 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para motor de altura 315 con ranura de rotor sencilla abierta.



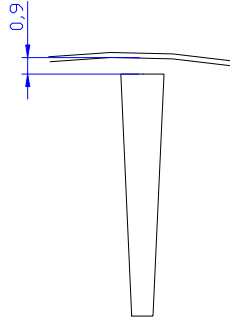
**Figura 6.62** Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para motor de altura 315 con ranura de rotor de doble jaula cerrada.

Se observa que la densidad de corriente y las pérdidas de rotor provocadas por armónico para el motor de altura de eje 315 con ranura de rotor de doble jaula cerrada son mucho menor que para el resto de motores de altura de 315.

Los motores de ranura cerrada son mejores para alimentación con convertidor porque poseen mayor rendimiento que los motores de ranura abierta. Por tanto, una posible solución para reducir los efectos de los armónicos introducidos por convertidor es convertir la ranura abierta en ranura cerrada. No obstante, habrá que tener en cuenta otros parámetros, como el par e intensidad de arranque del motor, que están evaluados al final del capítulo para afirmar que es una solución óptima.

La ranura cerrada equivalente para reducir las pérdidas por armónicos del motor 315 con ranura abierta de doble jaula propuesta, es la ranura cerrada de doble jaula del motor 315 analizada en el apartado 6.1.4.1.

Mientras que para el motor con ranura sencilla abierta, se ha realizado la conversión a ranura cerrada, la cual se muestra en la siguiente figura:

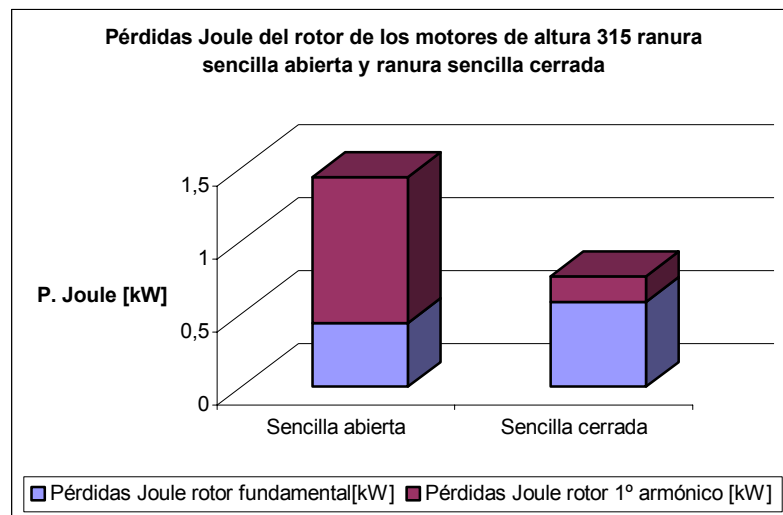


**Figura 6.63 Conversión ranura abierta sencilla a cerrada.**

La distancia de chapa magnética entre ranura y diámetro exterior del rotor ha de ser lo menor posible, 0,9 mm limitados por proceso de producción. Logrando así que no se produzcan inducciones elevadas en el arranque del motor en esta región, que comportaría un incremento de consumo de corriente en el arranque [8]. Los resultados obtenidos de pérdidas resistivas en el rotor se muestran a continuación:

**Tabla 6.56 Pérdidas en el rotor.**

	Sencilla abierta	Sencilla cerrada
Pérdidas Joule rotor fundamental[kW]	0,436	0,581
Pérdidas Joule rotor 1º armónico [kW]	1	0,176



**Figura 6.64 Gráfica comparativa pérdidas rotor.**

Se puede observar que las pérdidas totales han disminuido con la conversión de la ranura abierta a ranura cerrada.

### 6.1.4.2 Ranura rotor especial

La ranura de rotor especial es una modificación de la ranura normal, la cual consiste en sustituir el aluminio de las zonas conflictivas por un material de baja permeabilidad y mal conductor de la electricidad, el material que más se adecua y cumple estos requisitos es el aire.

Tomando como ejemplo la ranura de rotor del motor de altura de eje 315 de ranura de rotor doble jaula abierta, donde se ha obtenido un incremento de las pérdidas resistivas del rotor por armónico importantes, se irá sustituyendo progresivamente el aluminio por aire en la zona superior, para observar como bajan las pérdidas por efecto Joule en el rotor.

En el análisis del armónico de corriente realizado para este motor se observa que la corriente de rotor se concentra fuertemente en la apertura de ranura, tal como se indica en la figura 6.65.

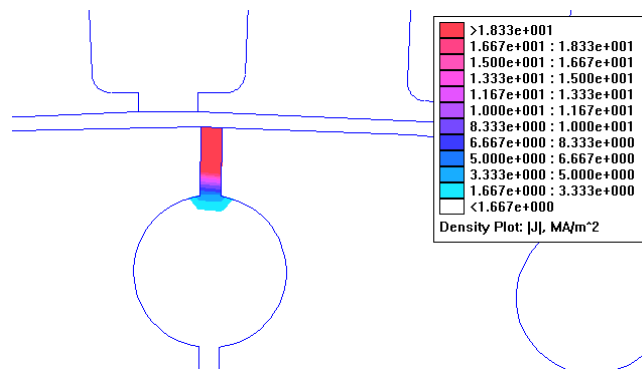


Figura 6.65 Densidad de corriente en ranura de rotor doble jaula abierta del motor 315 provocada por armónico.

Se han realizado simulaciones del motor de altura de eje 315 mediante el programa de elementos finitos donde se ha efectuado la sustitución progresiva del aluminio por aire. Los resultados obtenidos se resumen en la siguiente figura.

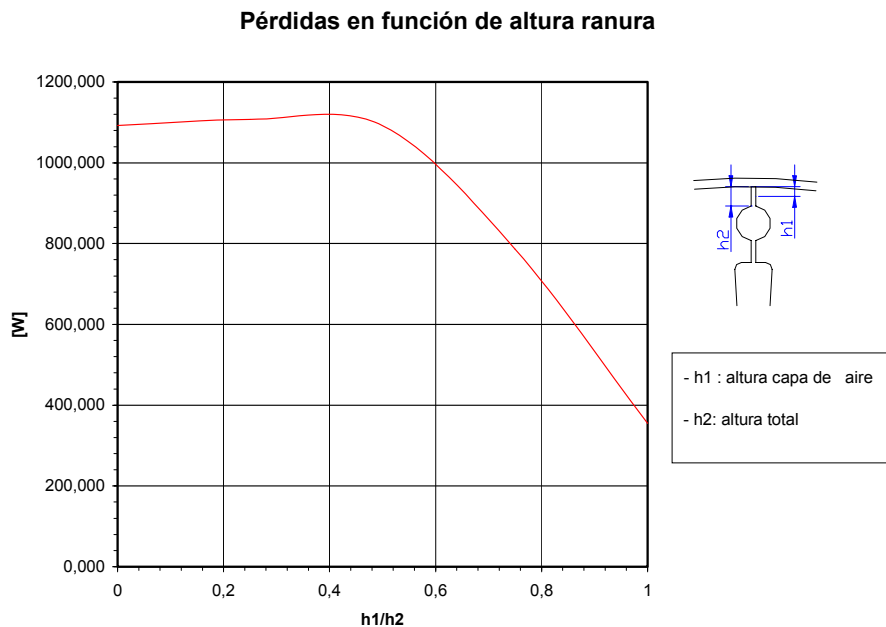


Figura 6.66 Pérdidas en función altura espina rotor.

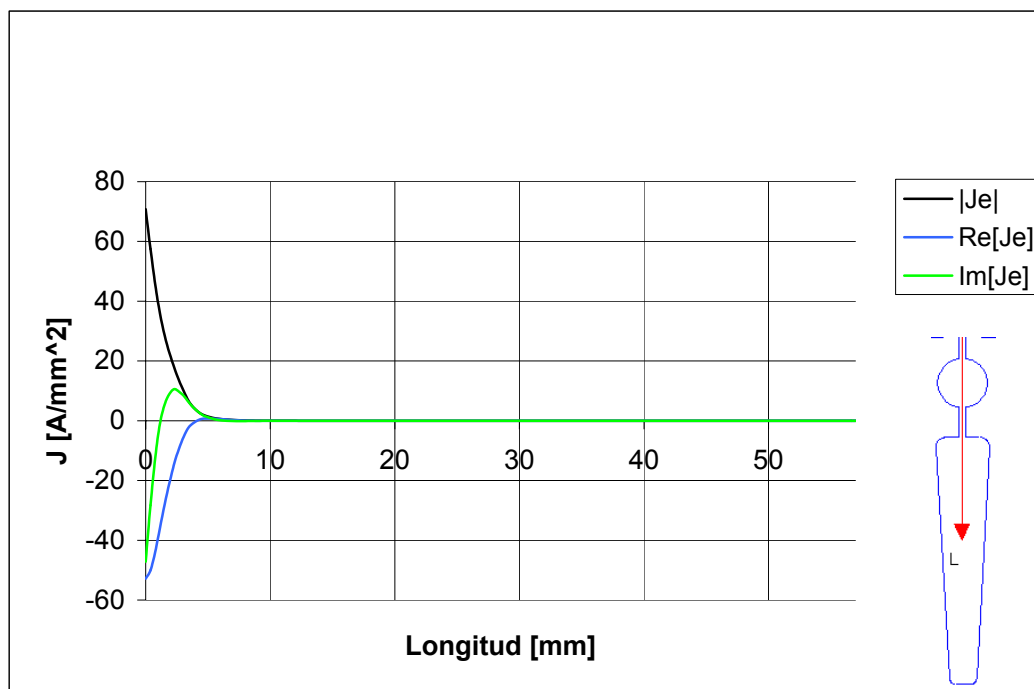


Figura 6.67 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para h1/h2=0.



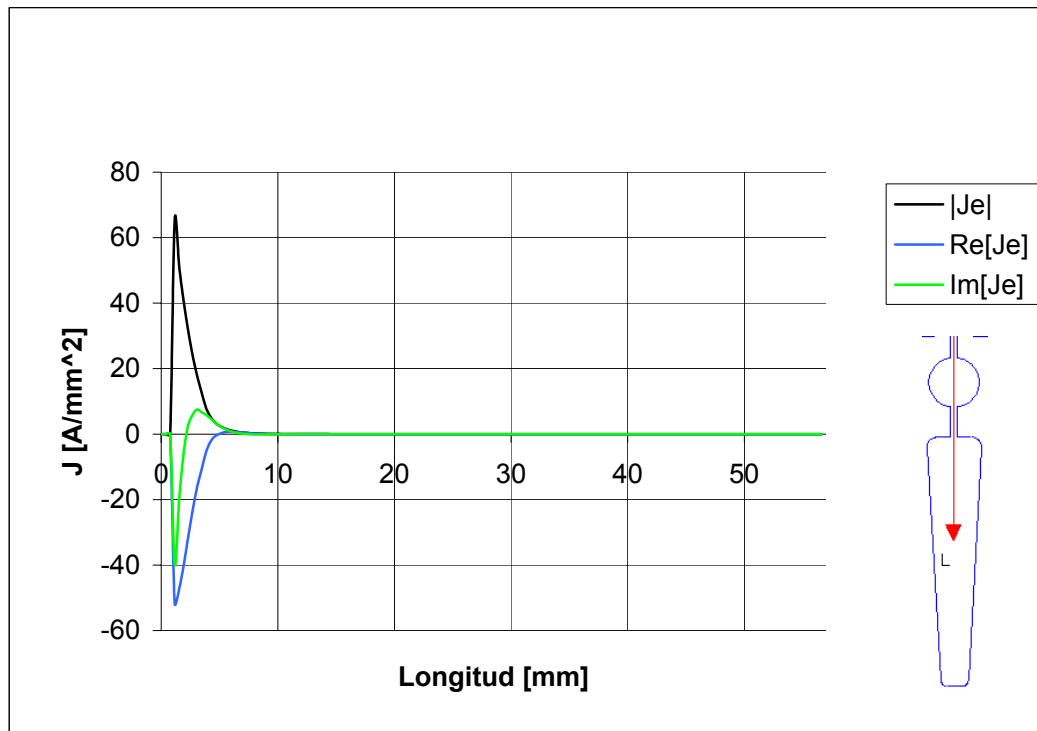


Figura 6.68 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para  $h_1/h_2=0,25$ .

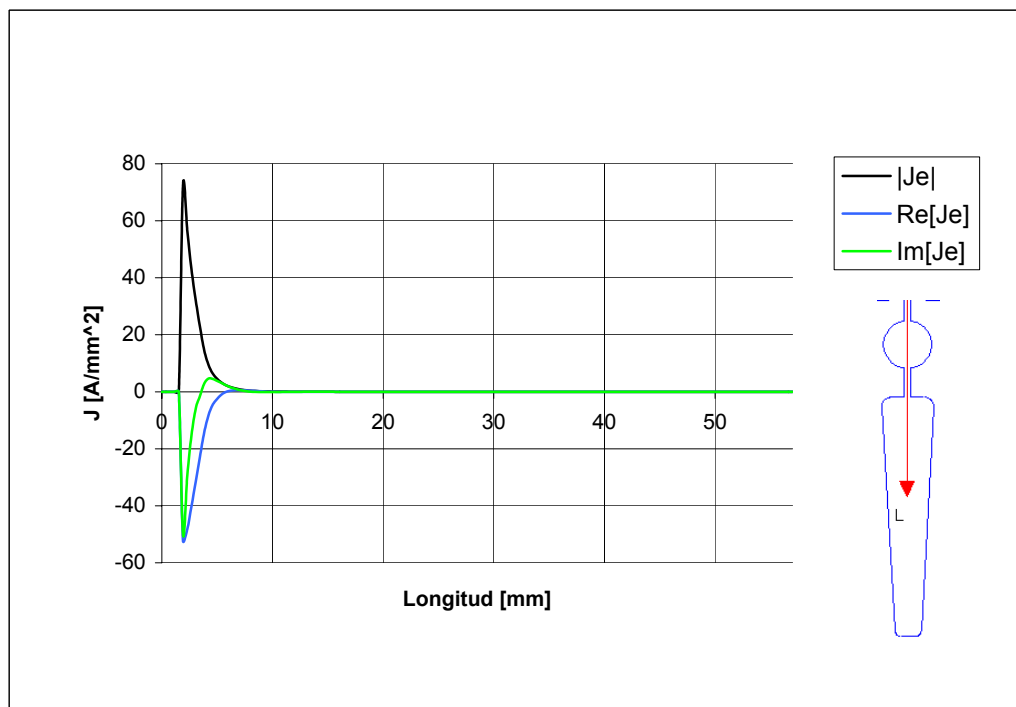


Figura 6.69 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para  $h_1/h_2=0,5$ .

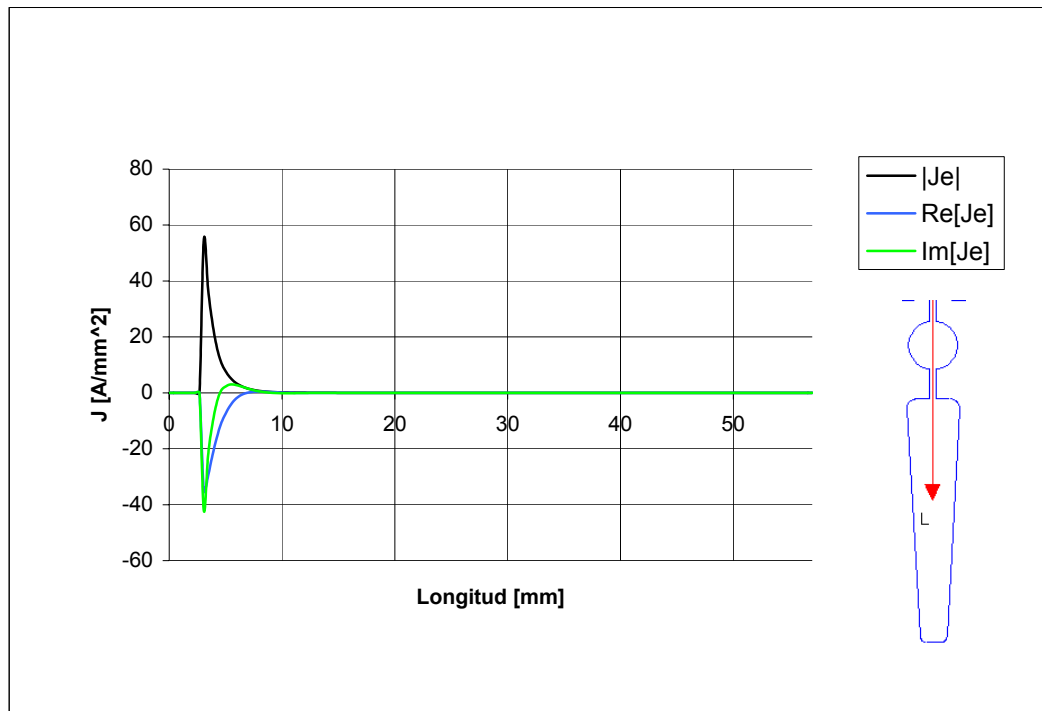


Figura 6.70 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para  $h_1/h_2=0,75$ .

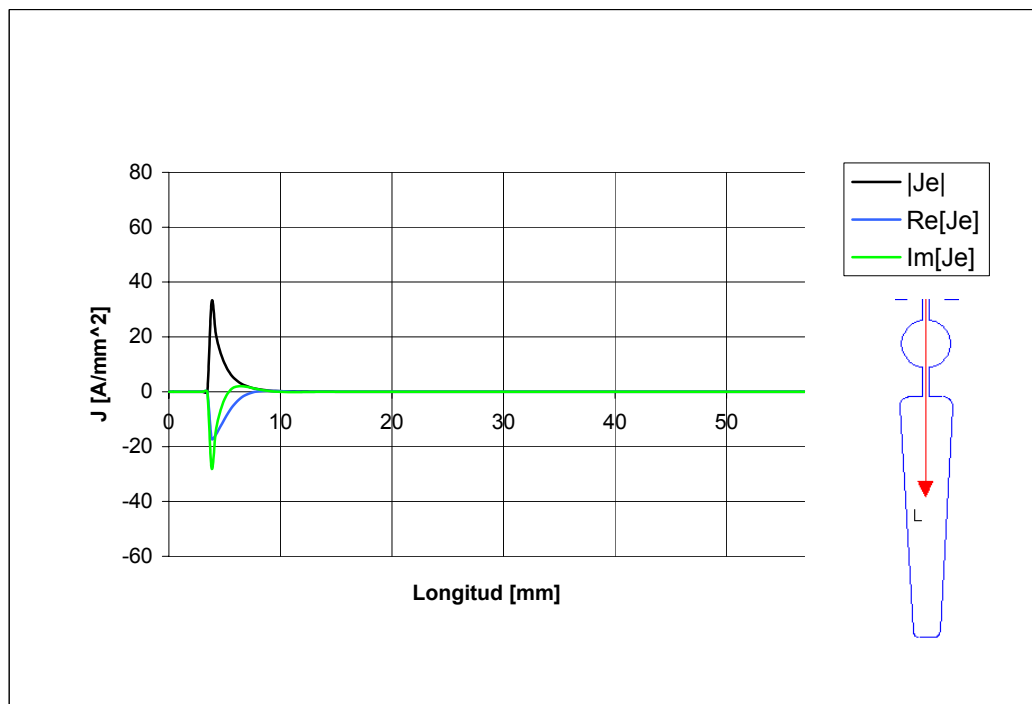


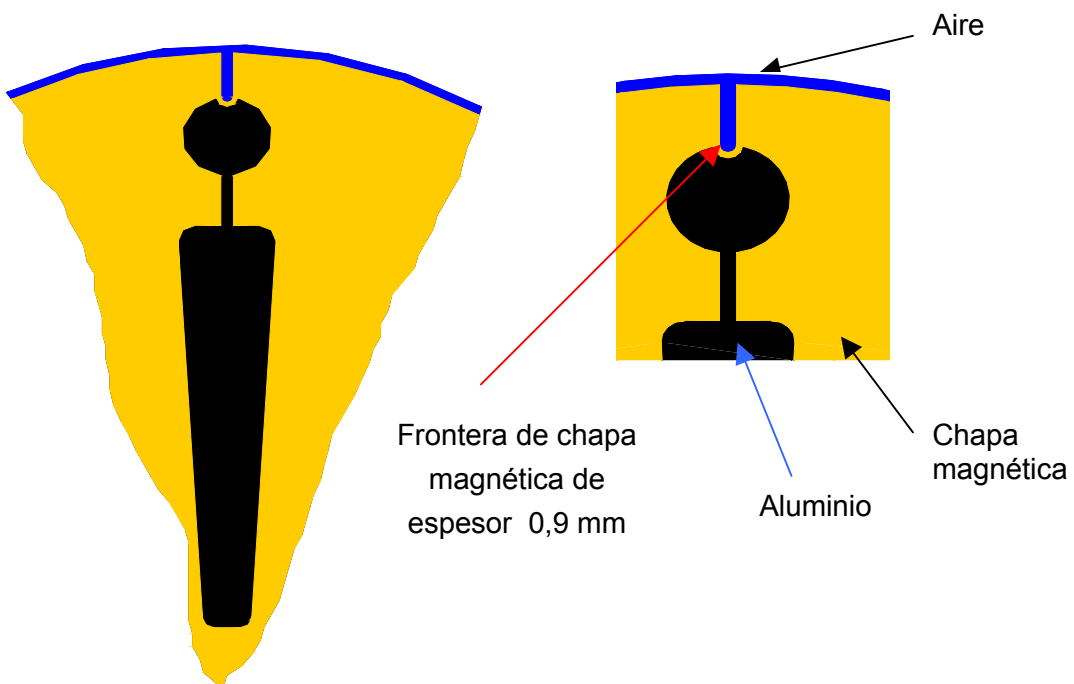
Figura 6.71 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para  $h_1/h_2=1$ .

La densidad de corriente se mantiene constante hasta  $h_1/h_2=0.5$ , a partir de este punto comienza a decrecer como se puede observar en los gráficos anteriores.

La variación de altura de la parte superior de la ranura de rotor disminuye las pérdidas por efecto Joule en el rotor, como se observa en el gráfico 6.37, pudiendo hasta reducirlas un 70%.

La solución ideal sería para  $h_1 = h_2$ , pero la altura de capa de aire está limitada por la corriente de rotor inducida por la fundamental, hay que encontrar la altura ideal donde las pérdidas sean lo menor posible, manteniéndose la corriente de rotor inducida por fundamental próxima al valor que poseía la ranura sin modificar.

Por procesos de fabricación ha de existir una frontera física entre aire y el material de ranura de rotor, esta frontera estará formada por la chapa magnética propia del rotor para facilitar la inyección de aluminio y la separación con el aire, la frontera ha de ser lo más pequeña posible para evitar la saturación de la chapa magnética en este punto. La geometría de final de la ranura de rotor presentaría una forma como la que se muestra en la siguiente figura:



**Figura 6.72** Modificación de la ranura de rotor doble jaula abierta del motor de altura de eje 315. Realizando los mismos análisis con las mismas condiciones que con la ranura de rotor abierta sin modificar se han llegado a los siguientes resultados:

Tabla 6.57 Intensidad eficaz rotor modificado y sin modificar.

	Intensidad eficaz ranura rotor modificada [A]	Intensidad eficaz ranura rotor sin modificar [A]
Fundamental	564,35	569,15
Armónico	58,87	85,17

La intensidad de la fundamental ha variado un 0,84%, mientras que la provocada por el armónico casi un 31%.

Tabla 6.58 Comparación pérdidas resistivas.

	Pérdidas resistivas rotor con ranura modificada [kW]	Pérdidas resistivas de rotor con ranura sin modificar [kW]
Fundamental	0,529.	0,527
Armónico	0,214	0,109
Totales	0,743	1,620

Modificando la ranura las pérdidas bajan un 54%.

El rediseño de la ranura de rotor ha comportado una disminución notable de sus pérdidas manteniendo el motor sus prestaciones.

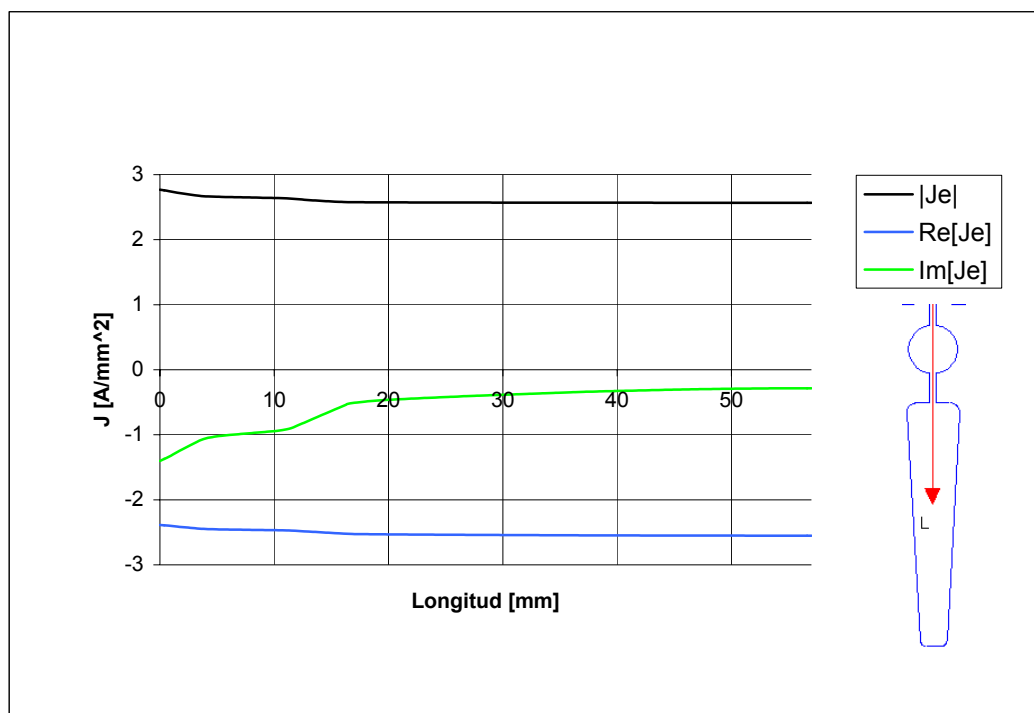


Figura 6.73 Densidad de corriente provocada por fundamental sin modificar la ranura de rotor.

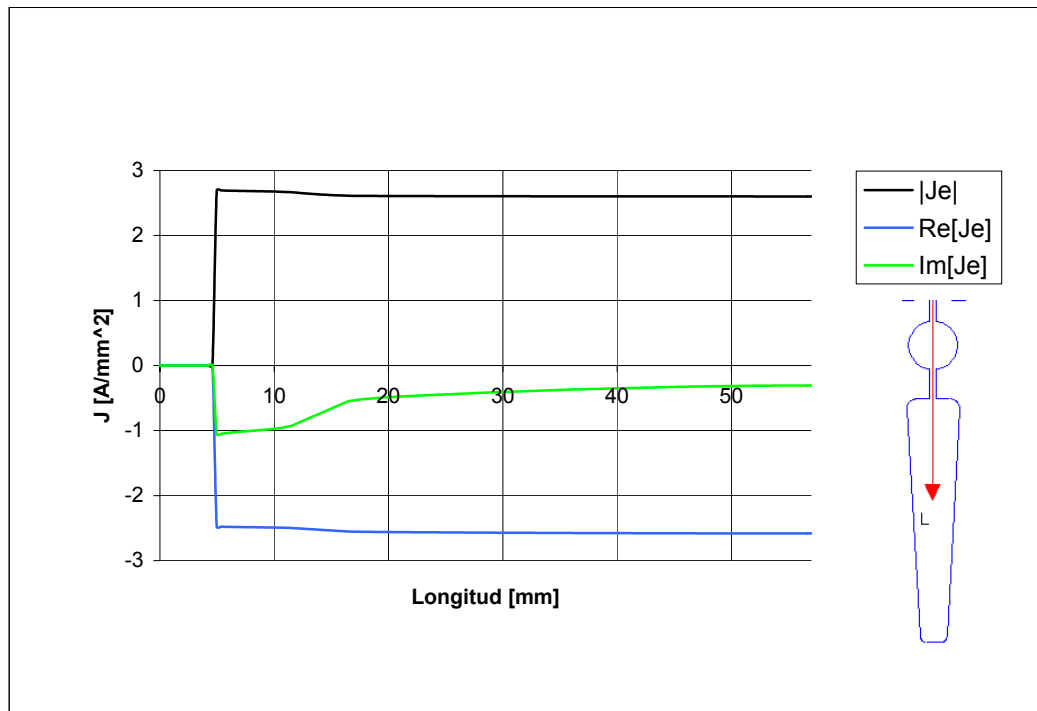


Figura 6.74 Densidad de corriente provocada por fundamental modificando la ranura de rotor.

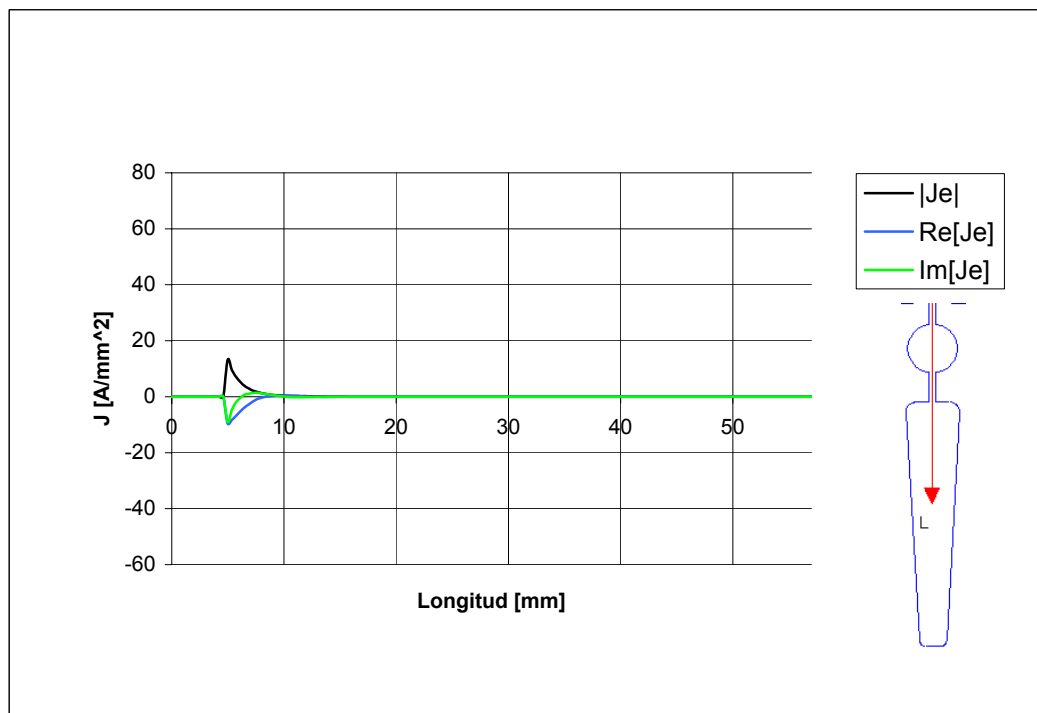


Figura 6.75 Densidad de corriente provocada por 1º armónico modificando la ranura de rotor.

Realizando el mismo proceso para la ranura abierta sencilla del motor de altura 315 se llegan a las mismas conclusiones, a continuación se muestran los resultados obtenidos:

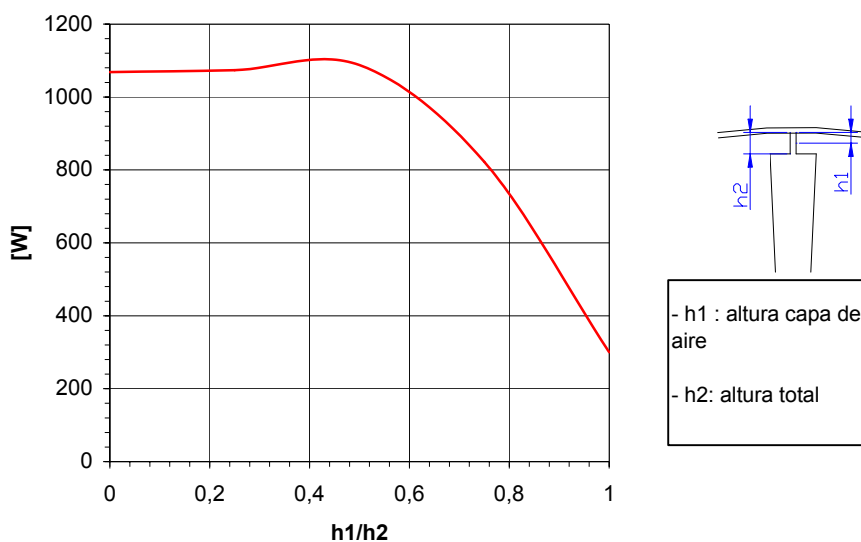


Figura 6.76 Pérdidas en función altura espina para ranura sencilla.

Tabla 6.59 Comparativa de intensidades en ranura sencilla modificada y sin modificar.

	Intensidad eficaz ranura de rotor sencilla modificada [A]	Intensidad eficaz ranura rotor sencilla sin modificar [A]
Fundamental	569	587
Armónico	52,99	63,07

Tabla 6.60 Comparativa pérdidas sencilla modificada y sin modificar.

	Pérdidas resistivas rotor con ranura sencilla modificada [kW]	Pérdidas resistivas rotor con ranura sencilla sin modificar [kW]
Fundamental	0,399	0,436
Armónico	0,122	1
Totales	0,521	1,436

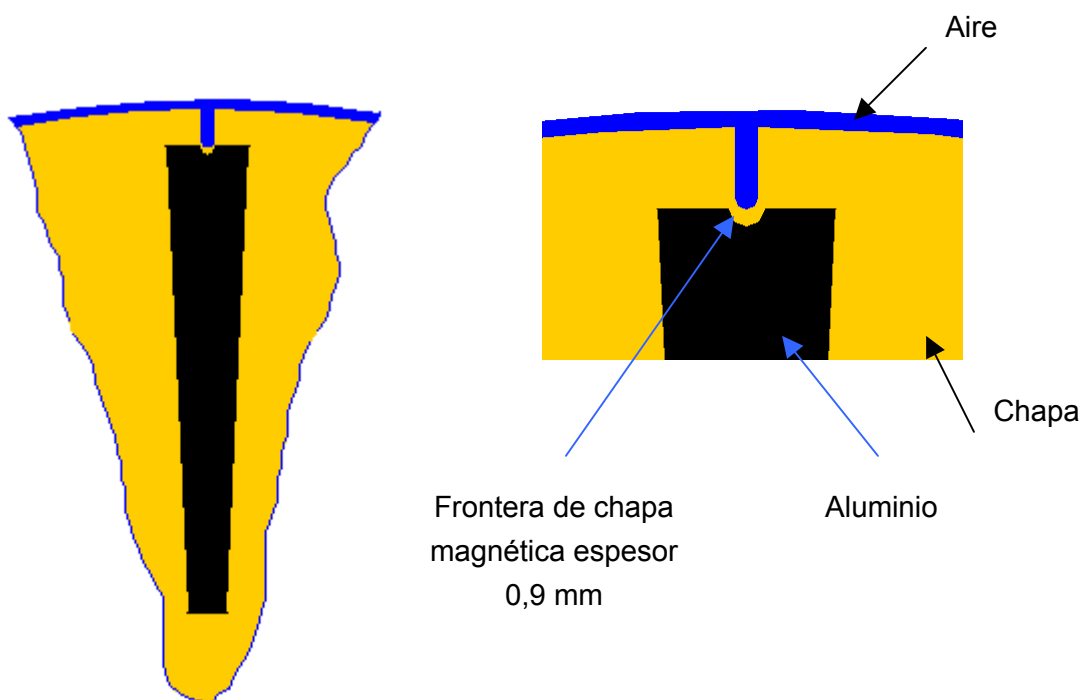


Figura 6.77 Modificación de la ranura de rotor sencilla abierta.

#### 6.1.4.3 Valoración de los parámetros de funcionamiento de las soluciones expuestas en régimen sinusoidal o red.

A continuación se valoran los parámetros de funcionamiento del motor 315 modificándolo según las soluciones expuestas anteriormente, y se comparan con los parámetros de funcionamiento del motor sin modificar. Los parámetros de funcionamiento se han valorado mediante un programa analítico para régimen sinusoidal a 50 Hz, siendo estos:

- $P_n$ , potencia nominal, [kW].
- $U_{\Delta}$ , tensión de alimentación del motor en triángulo [V].
- $I_n$ , corriente nominal [A].
- $\cos\varphi$ , factor de potencia.
- $n$ , velocidad de giro del motor [1/min].
- $f$ , frecuencial [Hz].
- $M_n$ , par nominal [Nm].
- $I_o / I_n$ , relación entre corriente de vacío y corriente nominal.
- $I_a / I_n$ , relación entre corriente de arranque y corriente nominal.
- $M_a / M_n$ , relación entre par de arranque y par nominal.
- $M_{\text{máx}} / M_n$ , relación entre par máximo y par nominal.

**Tabla 6.61 Comparativa parámetros asignados diferentes tipologías de ranuras.**

Parámetros	Tipo de ranura de rotor				
	Doble jaula abierta	Doble jaula especial	Sencilla abierta	Sencilla especial	Sencilla cerrada
$P_n$ [kW]	90	90	90	90	90
U D [V]	400	400	400	400	400
$I_n$ [A]	161,26	161,26	155,85	155,85	152,9
$\cos \varphi$	0,8519	0,8519	0,8849	0,8849	0,9028
$n$ [rpm]	990,9	990,9	991,3	991,3	991,5
$f$ [Hz]	50	50	50	50	50
$M_n$ [Nm]	867,39	867,39	867,04	867,04	866,87
$I_o / I_n$	0,254	0,254	0,259	0,259	0,261
$I_a / I_n$	6,724	6,724	7,763	7,763	8,347
$M_a / M_n$	2,588	2,588	1,924	1,924	1,638
$M_{m\acute{a}x} / M_n$	2,598	2,598	2,98	2,98	3,123
P. Joule rotor fundamental [kW]	0,527	0,529	0,436	0,399	0,581
P. Joule rotor 1º armónico [kW]	1,092	0,214	1	0,122	0,176

Observando los parámetros de funcionamiento del motor de doble jaula abierta respecto los parámetros motor con doble jaula especial, se aprecia que no varían. Esto quiere decir que el motor con rotor especial para convertidor, si estuviese alimentado directamente por la red, su funcionamiento sería idéntico que el rotor normal. La ventaja que tiene el motor con rotor especial es que su funcionamiento con convertidor sería mejor al normal ya que presenta menores pérdidas por efecto joule en el rotor.

Lo mismo sucede con el motor de ranura sencilla abierta respecto su equivalente especial para convertidor.

Comparando los parámetros de funcionamiento del motor de ranura sencilla abierta con el de motor de ranura sencilla cerrada, los parámetros de régimen nominal de funcionamiento son muy similares mientras que los parámetros de arranque son diferentes. El motor de ranura sencilla cerrada tiene un peor comportamiento en el arranque que el motor de ranura sencilla abierta, ya que además de presentar un par de arranque bajo, la corriente de arranque es mayor. Este motor sólo sería adecuado para alimentación con convertidor. Obsérvese que el motor con ranura de rotor especial tiene menores pérdidas que el motor con ranura cerrada alimentado con convertidor.



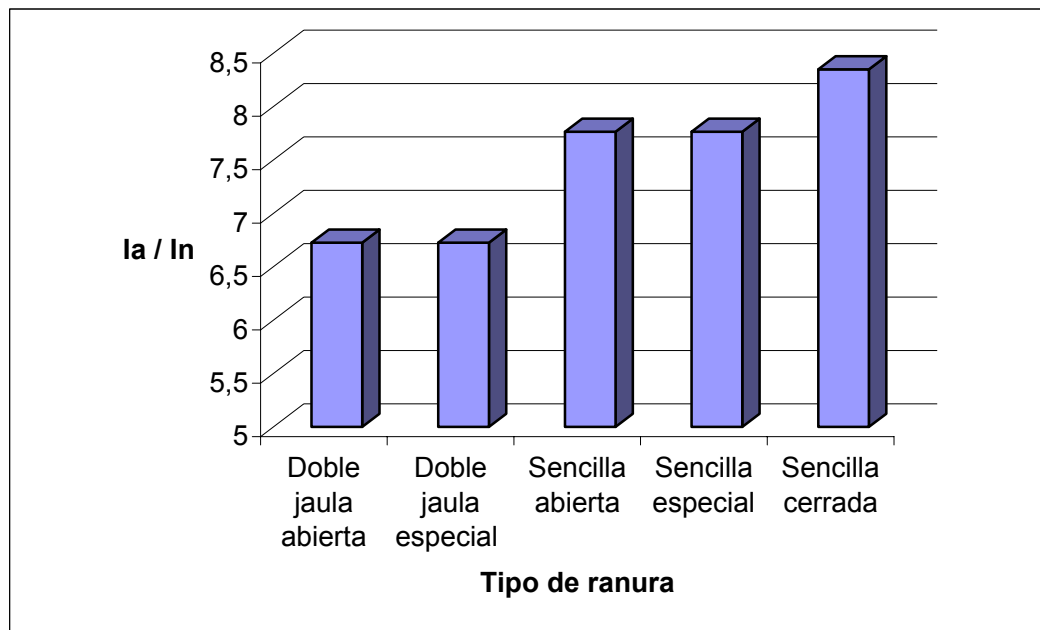


Figura 6.78  $I_a / I_n$  en régimen sinusoidal.

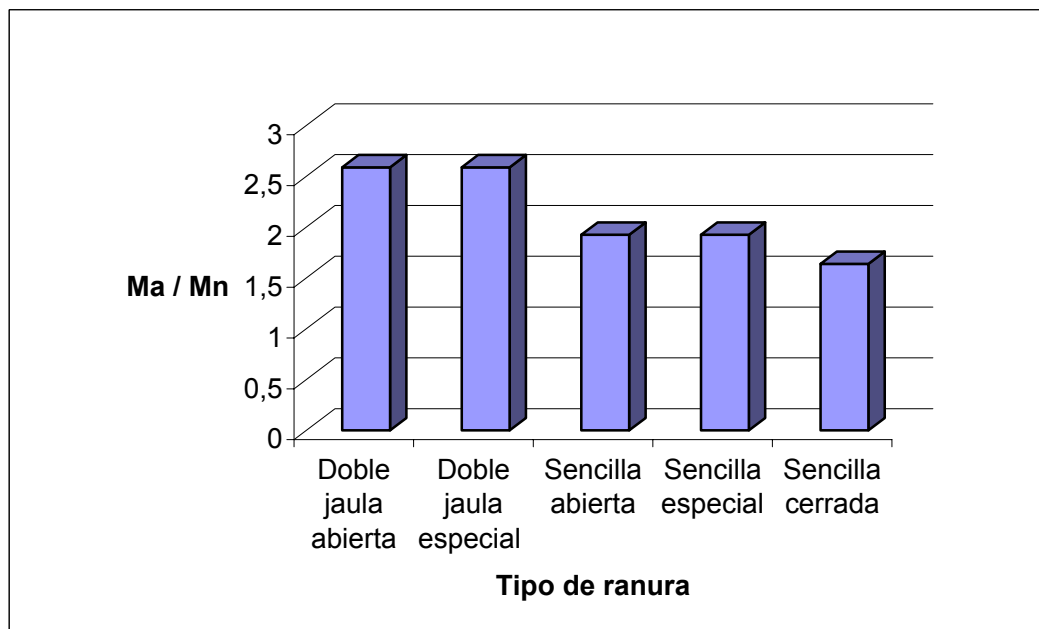
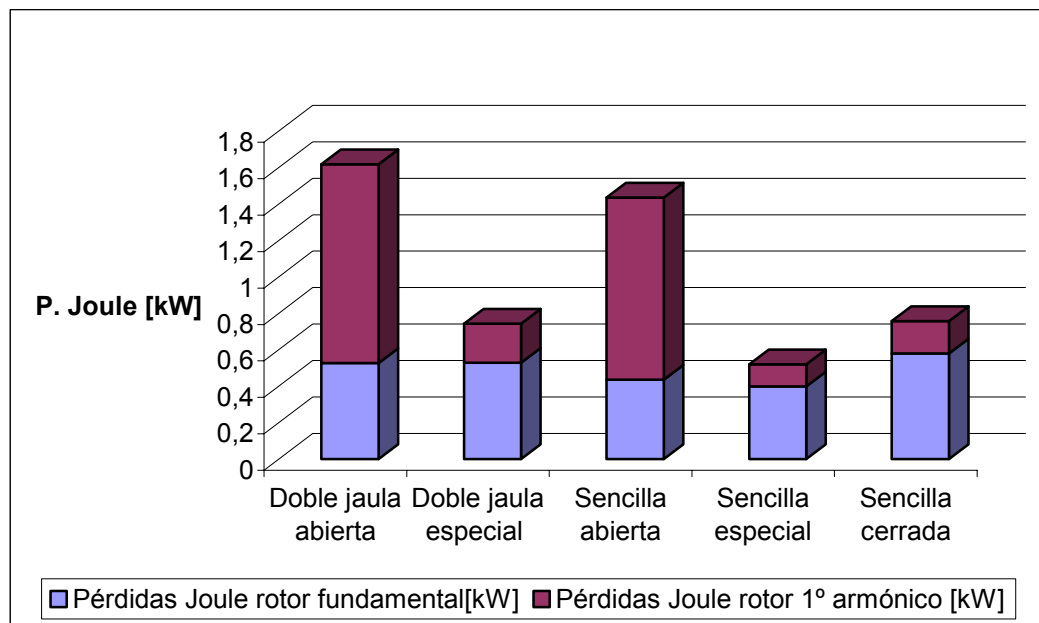


Figura 6.79  $M_a / M_n$  en régimen sinusoidal.



**Figura 6.80 Pérdidas por efecto Joule del rotor alimentado con convertidor.**

Las dos soluciones expuestas son adecuadas según la alimentación del motor. Si el motor se alimenta sólo con convertidor, la solución más adecuada es la conversión de ranura abierta a ranura cerrada, ya que la geometría de ranura cerrada es menos complicada que la ranura especial e implicará menos costes productivos. En cambio, si el motor se alimenta con convertidor y se quiere dar la posibilidad de alimentación sinusoidal, la solución más adecuada es el diseño de la ranura especial, por sus características de arranque.

## 6.2 Motor de 5,5kW 18000/min IEC 112 alta velocidad

### 6.2.1 Datos del motor 112

Los datos del motor de altura de eje 112 se muestran en las siguientes tablas:

Tabla 6.62 Datos asignados del motor.

DATOS GENERALES DEL MOTOR	
Conexión	Triángulo
Potencia nominal	0.916 kW
Velocidad nominal	2912 rpm
Tensión de fase	67 V
Intensidad de vacío de línea ( $I_0$ )	3,257 A
Intensidad de línea nominal ( $I_n$ )	10.51 A
$I_0/I_n$	0.310
$\cos\varphi$	0.9272
Frecuencia	50 Hz
Número de polos	2

Tabla 6.63 Datos de bobinado.

DATOS DEL BOBINADO	
Tipo de bobinado. Capas	1
Paso de bobinado	1:10:12
Espiras por bobina	18
Espiras por ranura	18
Bobinas por grupo	2
Grupos por fase	2
Conexión grupo	Serie
Material	Cobre

Tabla 6.64 Datos geométricos de la chapa magnética de estator.

<b>DATOS GEOMÉTRICOS DE LA CHAPA MAGNÉTICA DEL ESTATOR</b>	
Diámetro exterior estator	178 mm
Diámetro interior estator	96 mm
Número de ranuras	24

Tabla 6.65 Datos geométricos de la chapa magnética de rotor.

<b>DATOS GEOMÉTRICOS DE LA CHAPA MAGNÉTICA DEL ROTOR</b>	
Diámetro exterior rotor	95.2 mm
Diámetro interior rotor	36 mm
Tipo de ranura	Abierta
Número de ranuras	30
Material ranuras	Aluminio-1100

Tabla 6.66 Datos del núcleo.

<b>DATOS DEL NÚCLEO</b>	
Longitud del núcleo	140 mm
Peso de los dientes de estator	2.76 kg
Peso de la corona de estator	11.50 kg
Peso de los dientes de rotor	2.35 kg
Peso de la corona de rotor	1.96 kg

Para conocer las propiedades de chapa, cobre, aluminio y eje del motor consultar apartado 1.1.1.2.

### 6.2.2 Cálculo de la corriente de vacío

El cálculo de la corriente de vacío se obtiene mediante el programa analítico siendo esta igual:

Tabla 6.67 Corriente de vacío.

<b>Tensión de motor [V]</b>	<b>Corriente de vacío de línea [A]</b>
67	3,257

Para la introducción de esta corriente en el software de elementos finitos se ha de tener en cuenta la conexión del motor, el número de espiras, número de ranuras por fase, el número de bobinas por grupo y el valor máximo de esta corriente. El cálculo de corrientes se ha realizado mediante una hoja de cálculo, a continuación se muestran los resultados obtenidos.

**Tabla 6.68 Corriente total.**

Número de ranuras		Corriente total [A]
Ranuras +U	4	191,47 +j 0,00
Ranuras -U	4	-191,47 +j 0,00
Ranuras +V	4	-95,74 +j 165,82
Ranuras -V	4	95,74 +j -165,82
Ranuras +W	4	-95,74 +j -165,82
Ranuras -W	4	95,74 +j 165,82

Estas corrientes cambiarán según el número de ranuras, en este caso se han calculado las corrientes para el motor completo.

**Tabla 6.69 Corriente para t = 0 s.**

Corriente para t=0 s	
Ranuras +U	191,47
Ranuras -U	-191,47
Ranuras +V	-95,74
Ranuras -V	95,74
Ranuras +W	-95,74
Ranuras -W	95,74

## 6.2.3 Simulación mediante FEM

### 6.2.3.1 Análisis magnetostático

En este análisis se calcula la inducción con frecuencia igual a 0 del motor **112**. La simulación se ha realizado para el motor completo.

Las condiciones de frontera son las siguientes:

Diámetro exterior del estator. Condición de frontera Dirichlet con potencial magnético igual a 0 **Número de nodos:** 34206

Las corrientes por fase son las expuestas en el apartado anterior para t=0 s. Las inducciones calculadas se muestran a continuación:

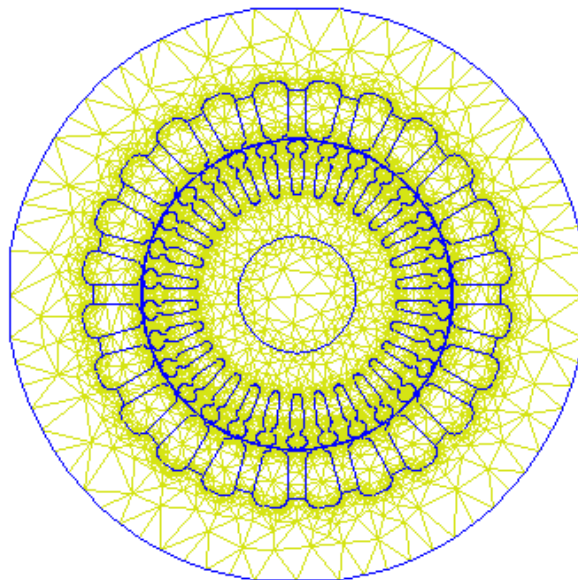
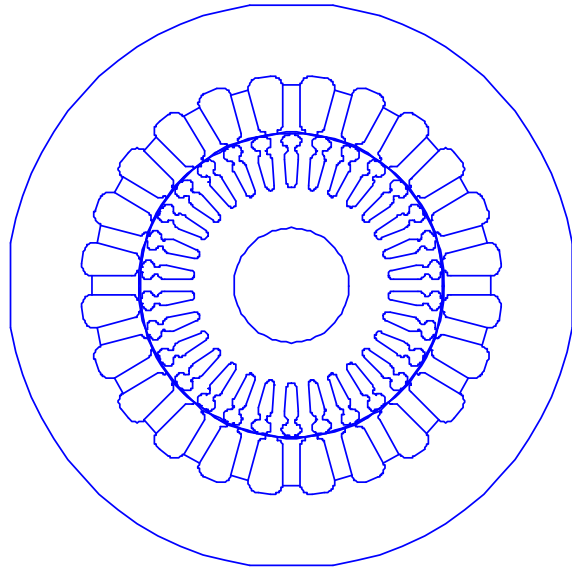


Figura 6.81 Motor 112 2 polos, arriba geometría, abajo detalle de la malla.

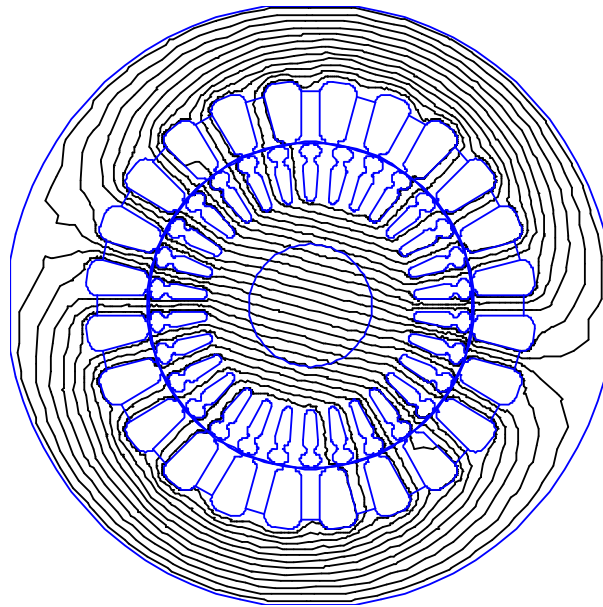


Figura 6.82 Líneas de la Inducción del campo magnético motor 112 2 polos.

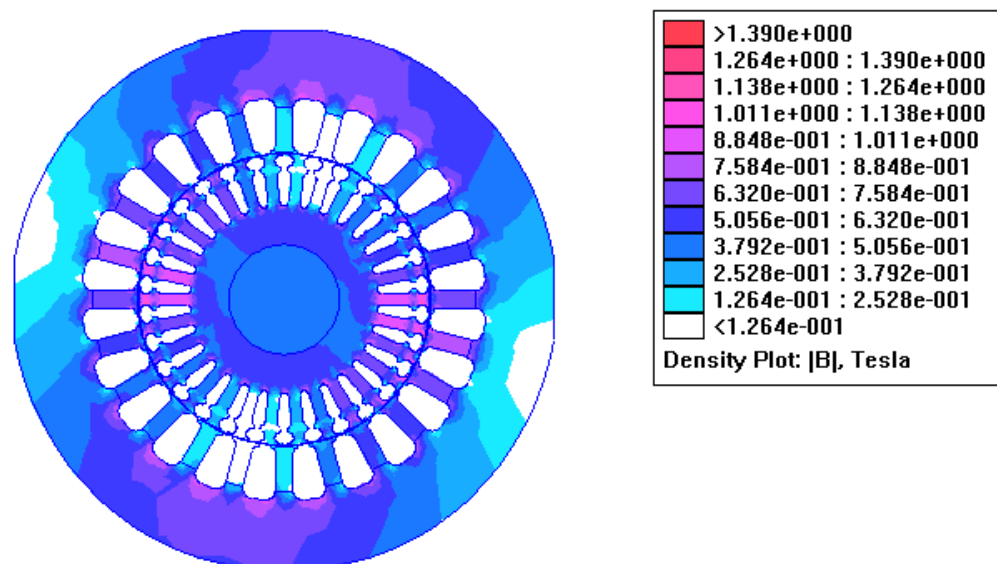


Figura 6.83 Densidad de la inducción del campo magnético motor 112 2 polos.

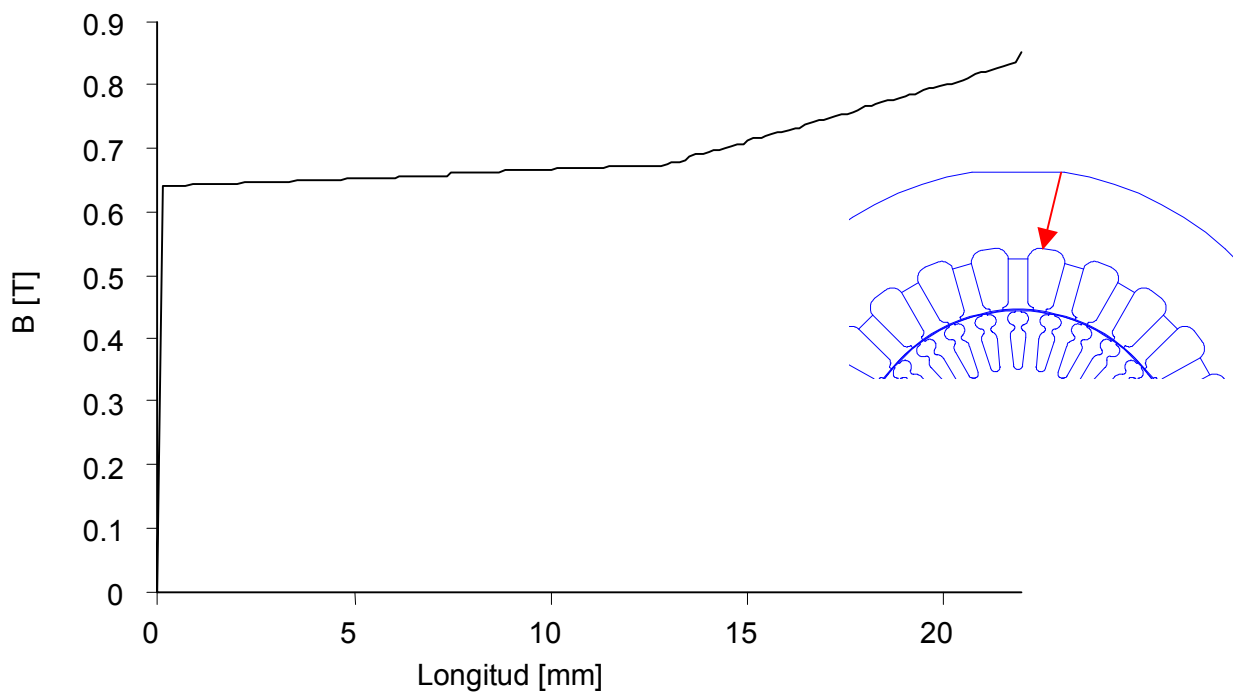


Figura 6.84 Inducción en la corona de estator.

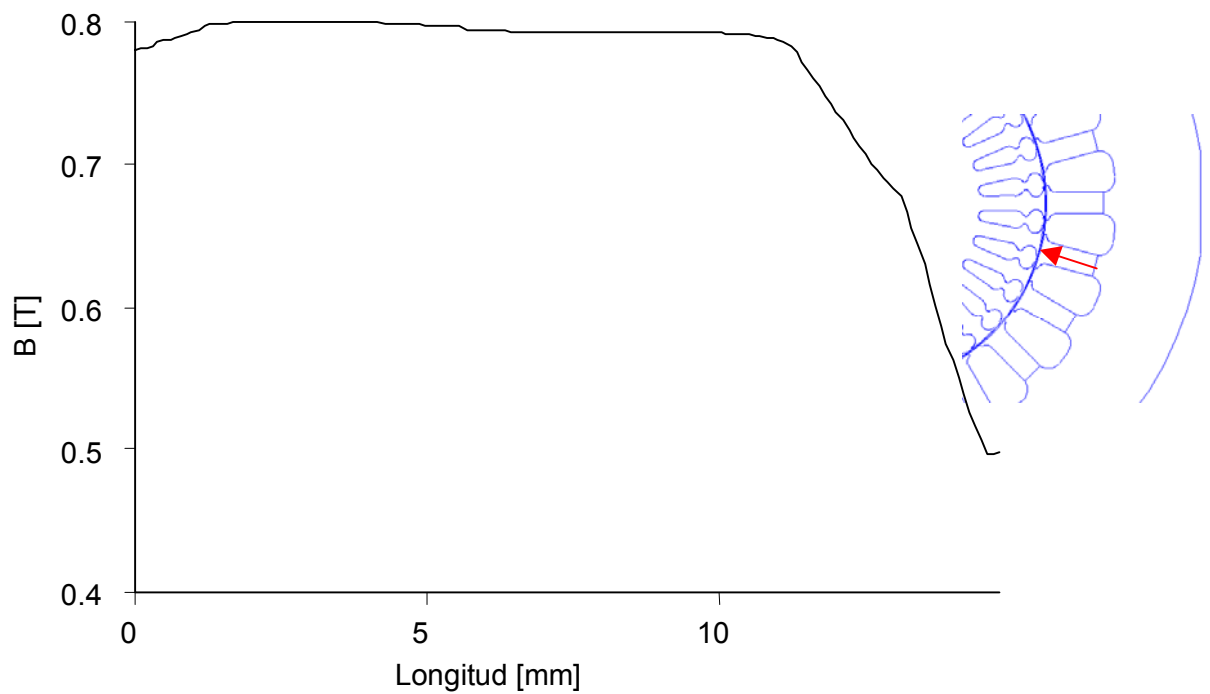


Figura 6.85 Inducción de los dientes de estator.



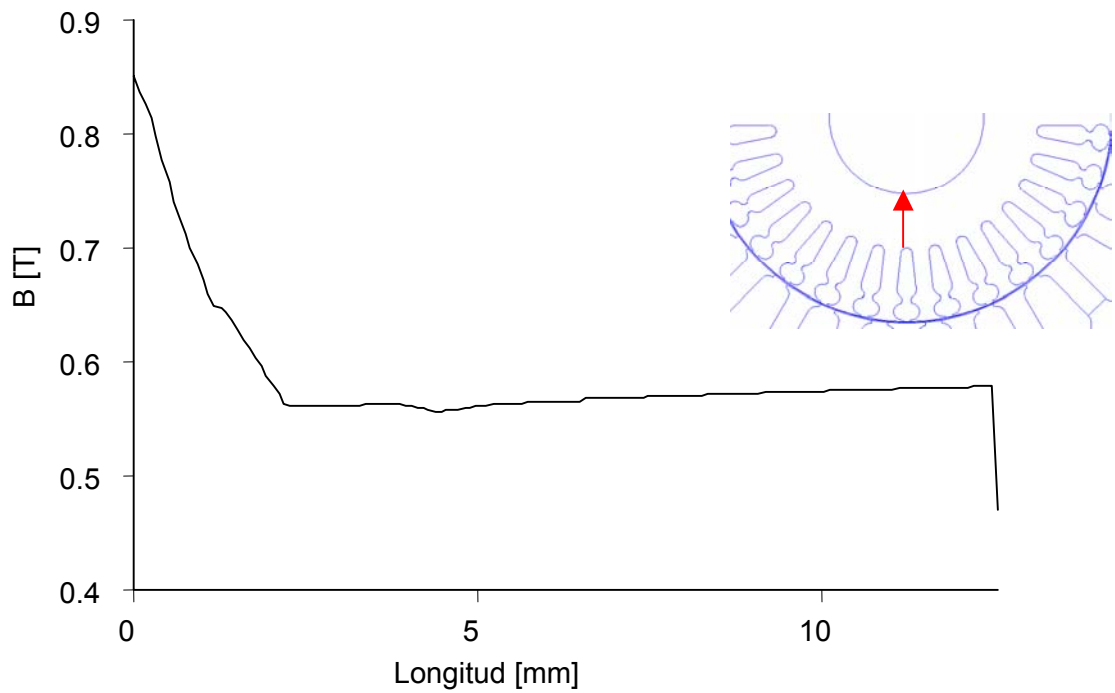


Figura 6.86 Inducción en la corona de rotor.

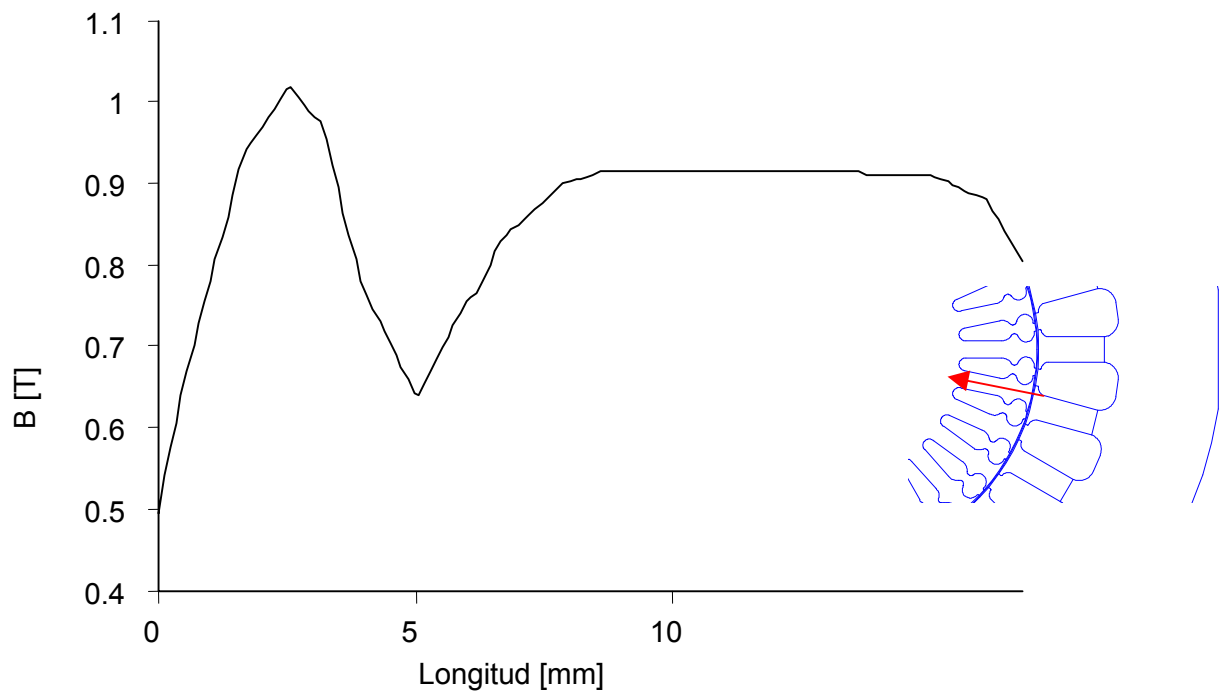


Figura 6.87 Inducción en los dientes del rotor.

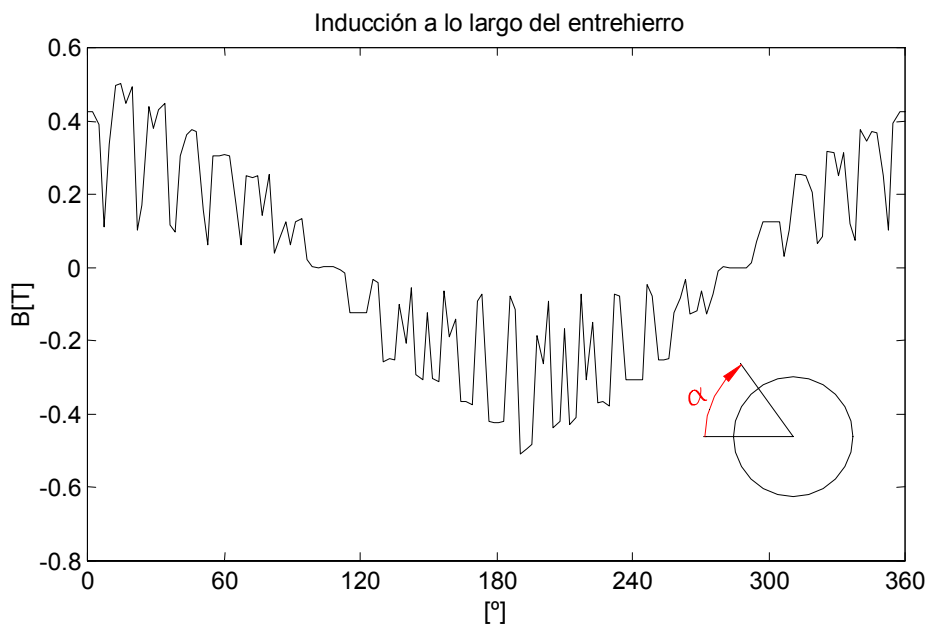


Figura 6.88 Inducción a lo largo del entrehierro.

Tabla 6.70 Comparación inducciones calculadas.

Parte motor	Inducción media FEM [T]	Inducción programa analítico [T]
Corona estator	0.690	0.688
Dientes estator	0.799	-
Entrehierro	0.313	0.307
Corona rotor	0.590	0.646
Dientes rotor	1.200	-

Se puede observar que los resultados obtenidos mediante elementos finitos son muy parecidos que los del programa analítico.

### 6.2.4 Inductancia magnetizante del motor 112

El cálculo de la inductancia magnetizante se ha realizado a partir de la definición de inductancia [7]. Se ha calculado la inductancia magnetizante para una bobina del grupo en serie de la fase U para posteriormente calcular la inductancia equivalente.

**Tabla 6.71 Cálculo inductancia magnetizante.**

Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante	
$w = \frac{1}{2} \int AJda$	2.926025J/m
Intensidad máxima por bobina	2,659 A
Inductancia por bobina	57.93 mH
Inductancia equivalente	115.87 mH
Reactancia magnetizante equivalente	36.40 $\Omega$
Reactancia magnetizante programa analítico	37.78 $\Omega$

Hay una diferencia aproximadamente de un 4% en el cálculo de la reactancia magnetizante mediante elementos finitos respecto al programa analítico, este error es debido al establecer que en el cálculo de la reactancia magnetizante se está considerando que la bobina ocupa totalmente la ranura, cosa que no es cierta.

### 6.2.5 Cálculo de las pérdidas en el hierro

Para el cálculo de las pérdidas en el hierro, se ha realizado el cálculo de las pérdidas provocadas por la fundamental mediante el programa de elementos finitos, y posteriormente, el cálculo de las pérdidas por inducción pulsantes analíticamente según las hipótesis realizadas, siendo los resultados los siguientes:

**Tabla 6.72 Pérdidas en el hierro.**

Cálculo de las pérdidas en el hierro	
Pérdidas provocadas por fundamental	16,28 W
Pérdidas provocadas por pulsación	21,22 W
Pérdidas totales	37,5 W

### 6.2.6 Alimentación con convertidor

Se han realizado en **AEG** ensayos de este motor alimentado con convertidor de frecuencia entre un rango de frecuencias de 50Hz a 300Hz a par constante, este ha servido para la obtención de un modelo térmico [9], [31] registrando la evolución de temperaturas de diferentes partes del motor. Los resultados de estos ensayos han sido facilitados para su interpretación con elementos finitos.

Se han calculado mediante elementos finitos las pérdidas de la onda fundamental, y analíticamente las pérdidas por pulsación a las diferentes frecuencias que se realizaron los ensayos. A continuación se expone como se han realizado estas simulaciones.

### 6.2.7 Cálculo de las pérdidas en el hierro

Las simulaciones para el cálculo de pérdidas en el hierro del motor se han realizado idénticamente que para el caso de 50Hz, pero teniendo en cuenta que la tensión de alimentación del motor aumenta proporcionalmente a la frecuencia, para mantener el flujo constante en el entrehierro. En la siguiente tabla se muestra los valores de tensión e corrientes de vacío para las diferentes frecuencias:

Tabla 6.73 Corriente en función de la frecuencia.

Frecuencia [Hz]	Tensión [V]	Corriente eficaz línea de vacío [A]
50	67	3,257
150	200	3,075
200	266	3,066
250	333	3,079
300	400	3,095

La corriente de vacío se mantiene constante para las diferentes frecuencias. La Figura 6.90 muestra la evolución de las temperaturas de diferentes partes del motor registradas.

Evolución intensidad vacío y tensión en función de la frecuencia

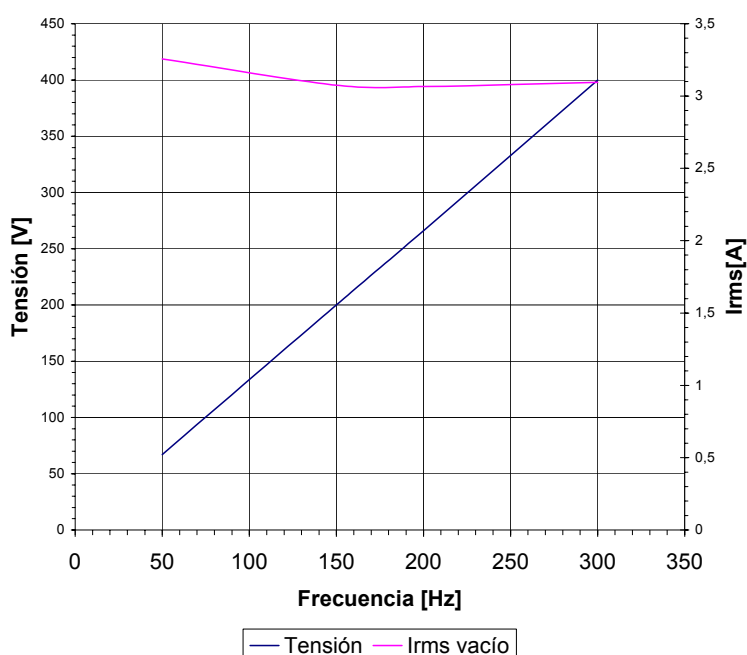
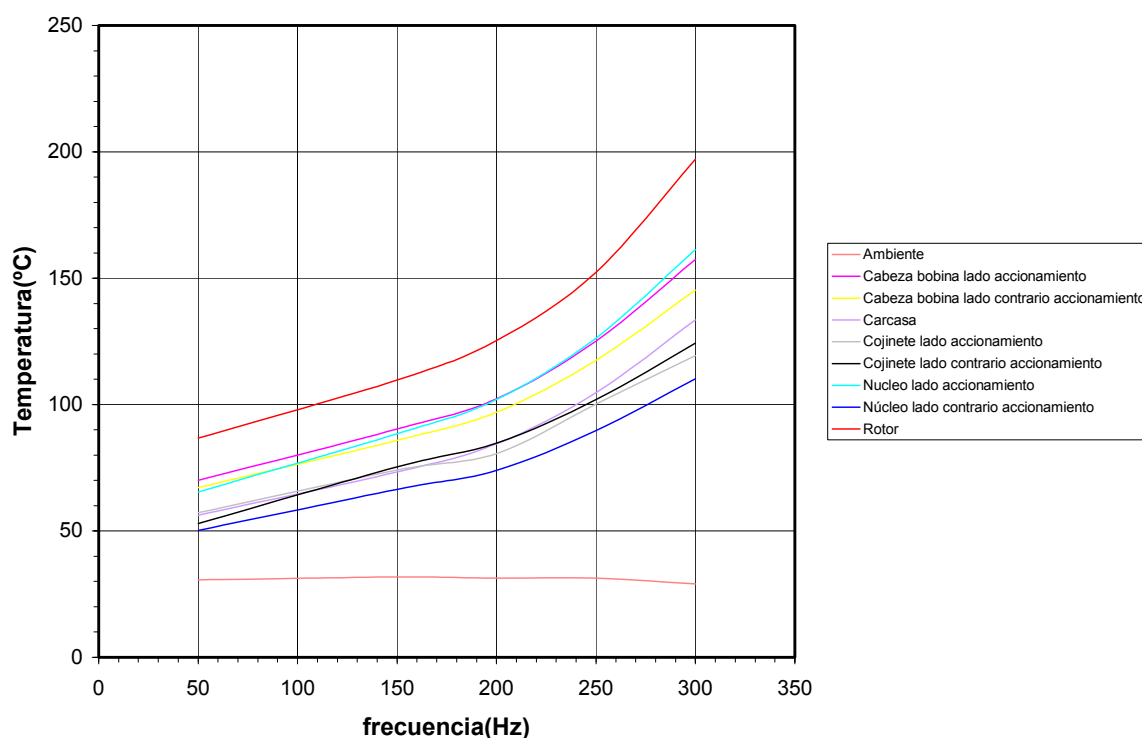


Figura 6.89 Evolución corriente de vacío en función frecuencia.



**Figura 6.90 Temperaturas en función de la frecuencia.**

Se puede observar que las temperaturas de las diferentes partes del motor aumentan a mayores frecuencias. Se constata que a partir de 200Hz las temperaturas aumentan de forma muy rápida. Este aumento de temperatura es provocado por el aumento de las pérdidas en el hierro, se podría pensar que la distribución de corriente en el rotor de los armónicos introducidos por el convertidor también influye, pero se comprobará en el apartado siguiente que en este motor el desplazamiento de corriente no afecta porque aporta unas pérdidas por efecto Joule despreciables respecto a las del hierro. Las pérdidas calculadas mediante elementos finitos y las pérdidas por pulsación calculadas analíticamente se muestran en la siguiente tabla:

**Tabla 6.74 Pérdidas en función de la frecuencia fundamental.**

Pérdidas en el núcleo del motor 112			
Frecuencia	Pérdidas por fundamental [W]	Pérdidas por pulsación [W]	Pérdidas totales [W]
50	17,52	21,22	38,74
150	62,59	86,14	148,73
200	93,01	129,83	222,84
250	129,74	181,01	310,75
300	172,00	239,68	411,68

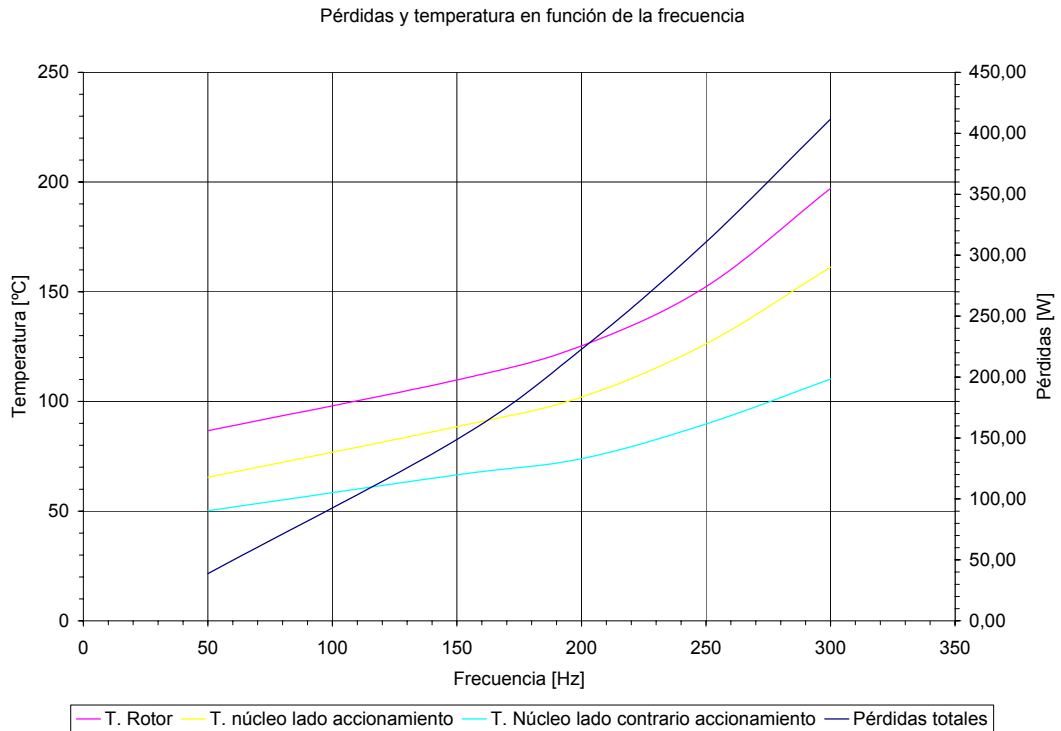


Figura 6.91 Arriba Pérdidas y temperatura en función de la frecuencia .

Representando gráficamente pérdidas totales en el núcleo del motor, temperatura del rotor y temperatura del núcleo se puede observar claramente la dependencia entre pérdidas y temperatura. Para la frecuencia de 200Hz tanto la temperatura como las pérdidas en el núcleo aumenta de una manera más rápida.

A continuación se muestran los resultados gráficos de las simulaciones para

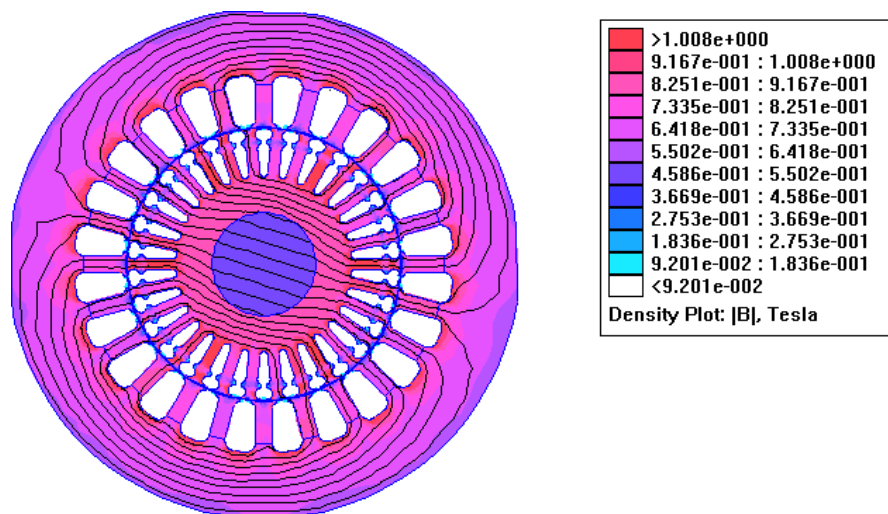


Figura 6.92 Abajo Inducción en el motor 112 para frecuencia 50 Hz.

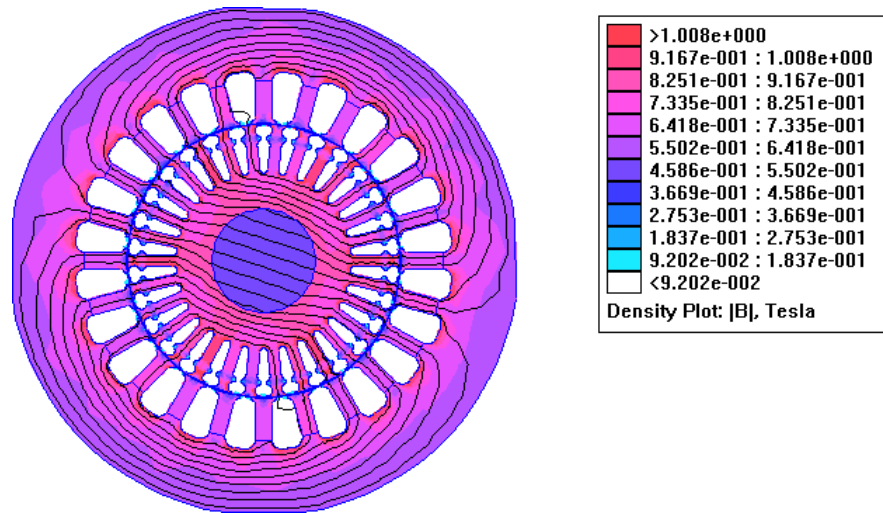


Figura 6.93 Inducción en el motor 112 para frecuencia 200 Hz.

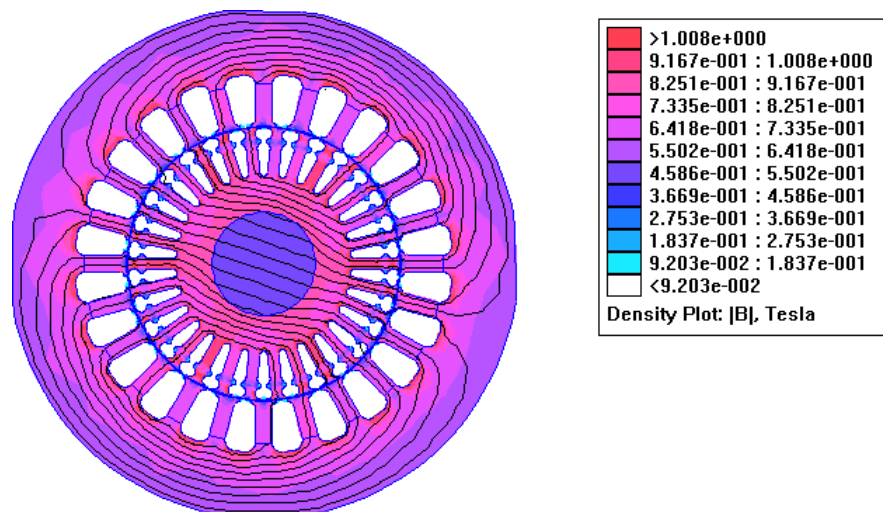


Figura 6.94 Inducción en el motor 112 para frecuencia 250 Hz.

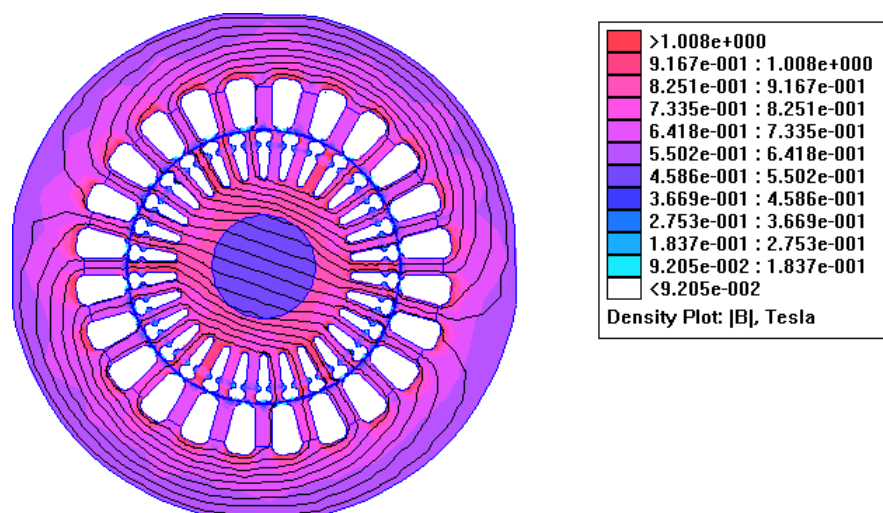


Figura 6.95 Inducción en el motor 112 para frecuencia 300 Hz.

Aunque la tensión y frecuencia de estator han variado las inducciones en vacío son iguales para todas las frecuencias analizadas.

### 6.2.8 Análisis de la distribución de corriente en el rotor para fundamental y primer armónico

En este apartado se han realizado los análisis de la corriente de rotor del motor de altura de eje 112 2 polos, alimentado con convertidor de frecuencia. Para ello se han necesitado los espectros en frecuencia de la corriente de estator medida en el Laboratorio de **AEG**, en los cuales se ha podido valorar el valor fundamental y primer armónico



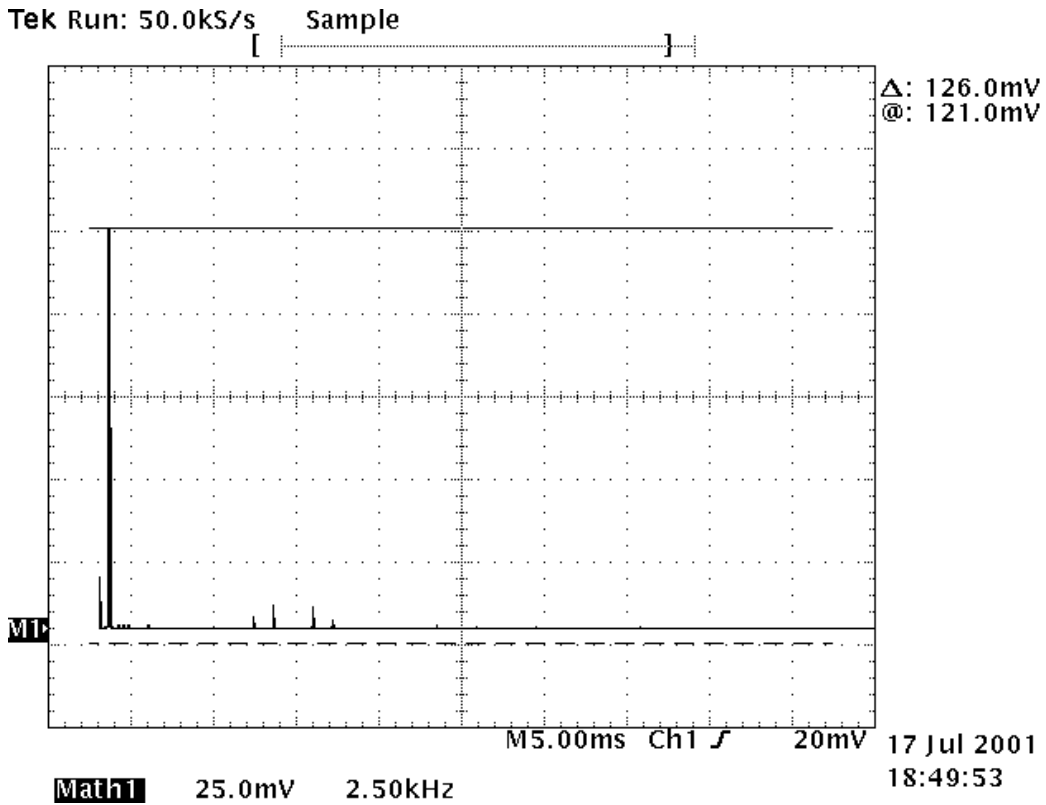


Figura 6.96 Espectro en frecuencia corriente absorbida.

A continuación se muestran los datos necesarios para la realización de las simulaciones.

Tabla 6.75 Amplitud de los armónicos en función frecuencia fundamental.

Frecuencia fundamental [Hz]	Frecuencia Armónico [Hz]	Intensidad eficaz fundamental [A]	Intensidad eficaz armónico [A]	n [rpm]	s [%]	Frecuencia FEM fundamental [Hz]	Frecuencia FEM armónico [Hz]
50	12000	11,68	0,288	2678	10,73	5,37	12000
150	12000	11,04	0,354	8691	3,43	5,15	12000
200	6000	11,24	0,236	11615	3,21	6,42	6000
250	6000	9,85	0,515	14610	2,60	6,50	5500
300	5500	11,1	0,72	17524	2,64	7,93	5500

Los resultados obtenidos mediante el software de elementos finitos se muestran en la siguiente tabla:

**Tabla 6.76 Pérdidas de los armónicos en función frecuencia fundamental.**

Frecuencia		Intensidad eficaz rotor [A]	Pérdidas resistivas rotor [W]	Pérdidas resistivas totales rotor [W]	$\frac{\text{Pérdidas armónico}}{\text{Pérdidas fundamental}}$ [%]
50	Fundamental	93,99	17,03	17,51	2,830
	Armónico	2,27	0,48		
150	Fundamental	79,1	12,07	12,80	6,026
	Armónico	4,28	0,73		
200	Fundamental	92,19	15,91	16,09	1,169
	Armónico	1,95	0,19		
250	Fundamental	79,43	12,20	13,03	6,755
	Armónico	4,27	0,82		
300	Fundamental	100,9	20,20	20,35	0,768
	Armónico	5,97	0,16		

Se muestran las densidades de corrientes en ranura de rotor tanto para armónico como para fundamental en las siguientes figuras para la frecuencia a 300Hz:

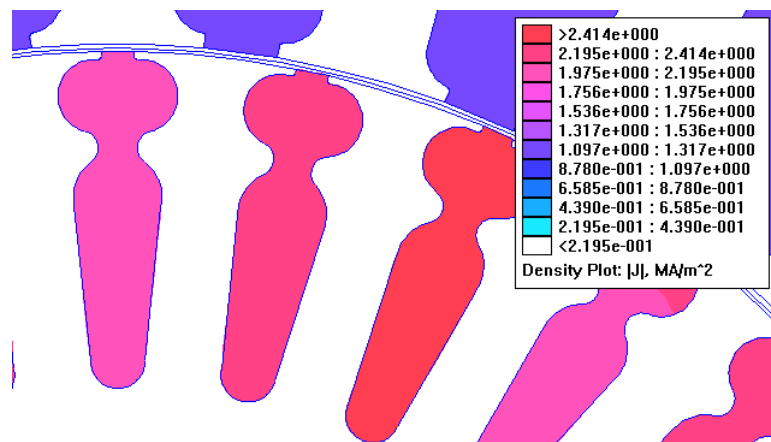


Figura 6.97 Densidad de corriente provocada por la fundamental para frecuencia de consigna 300Hz.

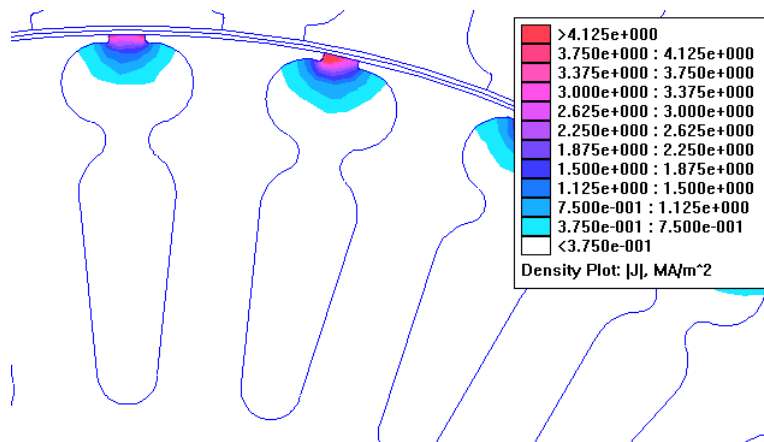


Figura 6.98 Densidad de corriente en rotor provocada por el 1º armónico para frecuencia de consigna 300Hz.

Se observa que la corriente para el armónico se concentra en la parte superior de la ranura de rotor, por el fenómeno de desplazamiento de corriente. Este fenómeno se repite para los armónicos del resto de frecuencias de consignas, siendo las figuras de densidades de corriente tanto para fundamental como para armónicos similares que la de 300 Hz.

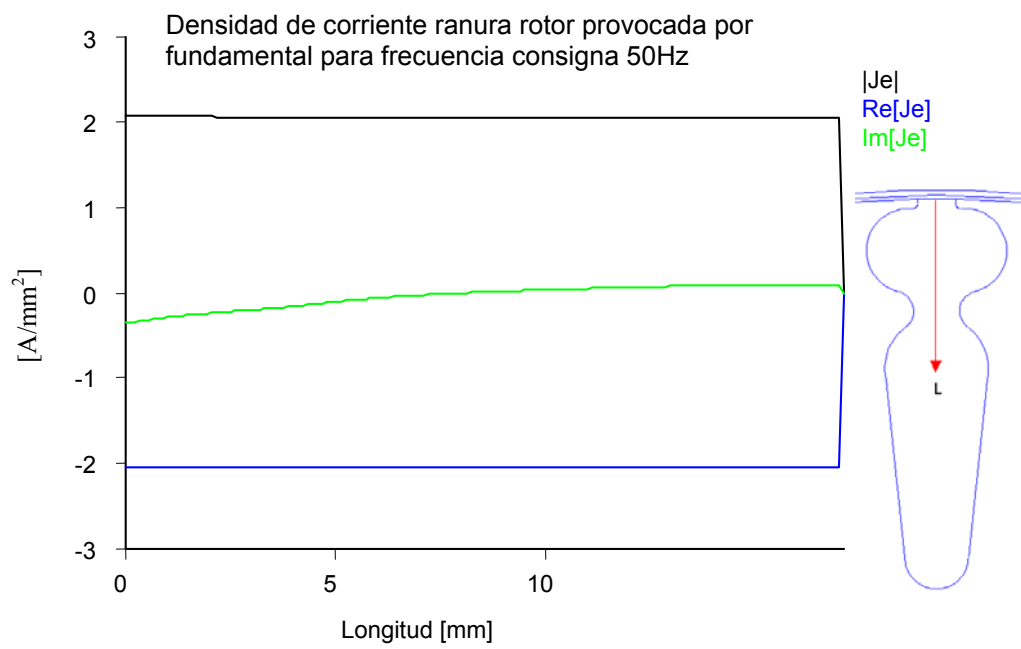


Figura 6.99 Densidad de corriente provocada por la fundamental para frecuencia consigna 50Hz.

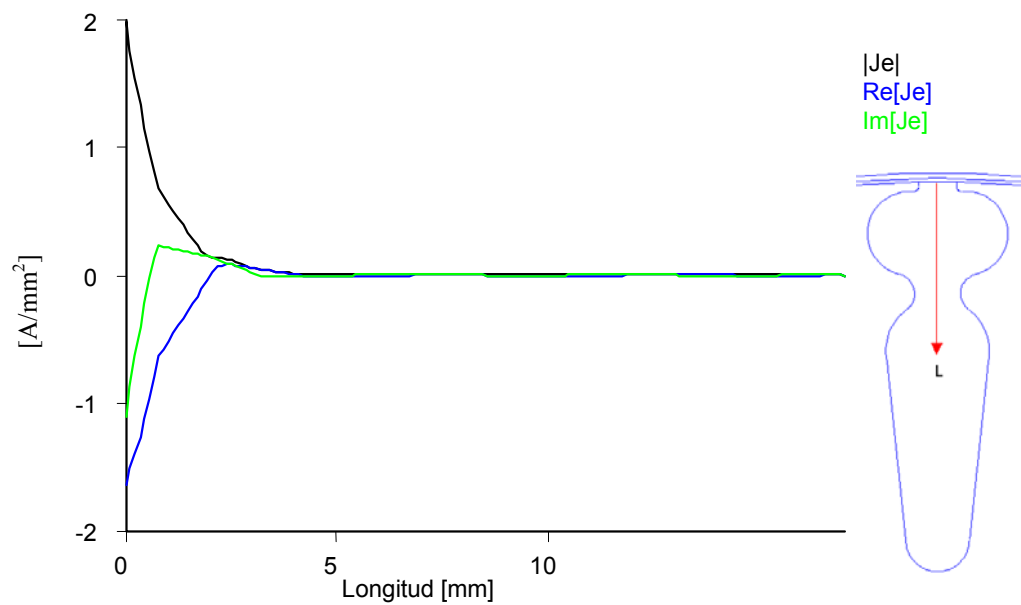


Figura 6.100 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico para frecuencia consigna 50 Hz.

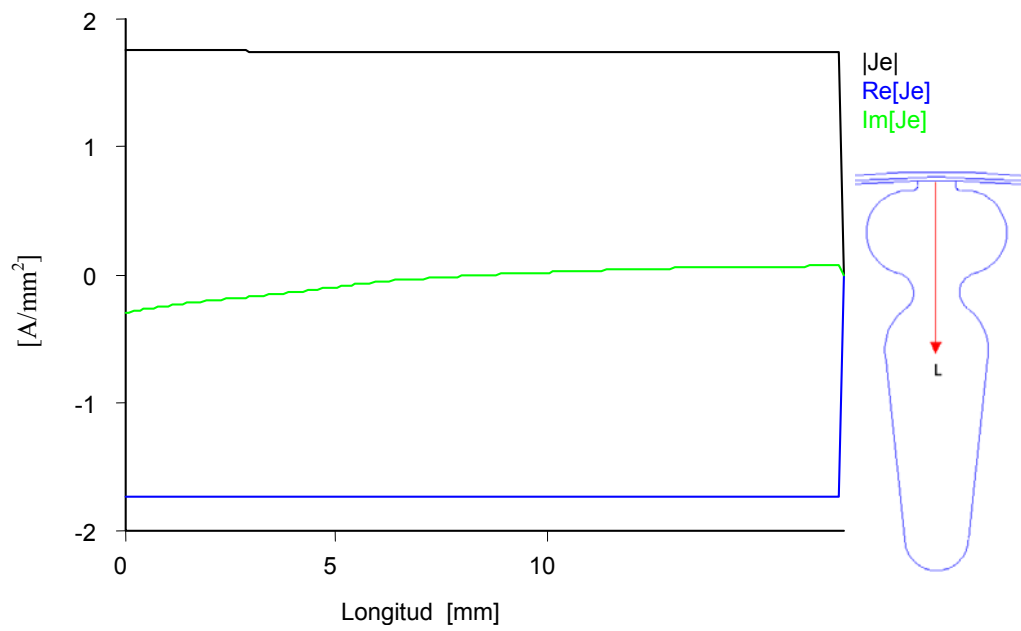


Figura 6.101 Densidad de corriente ranura rotor provocada por fundamental para frecuencia consigna 150Hz.

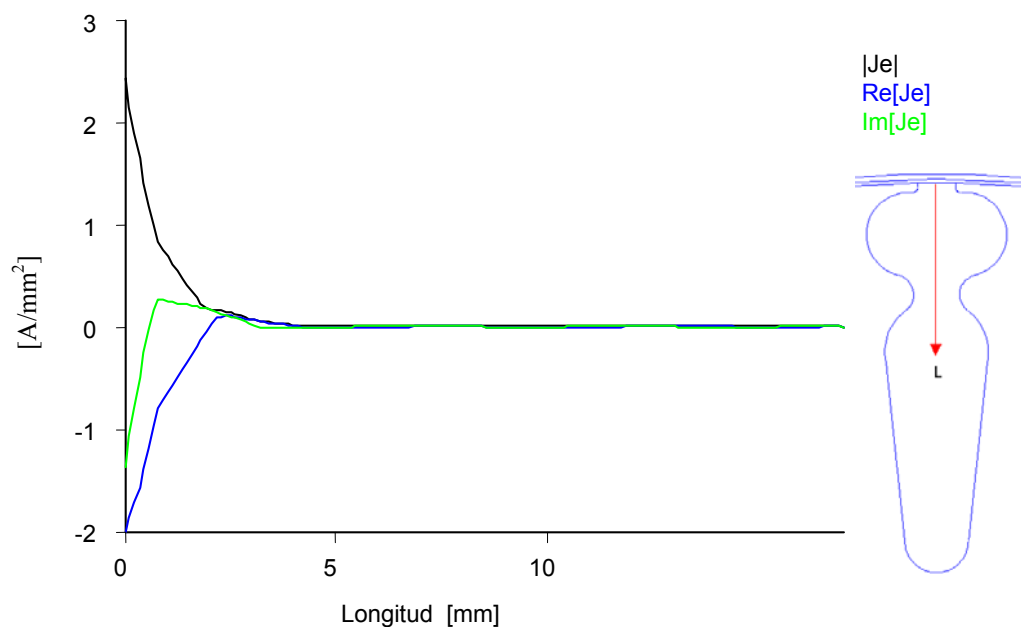


Figura 6.102 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico para frecuencia consigna 150 Hz.

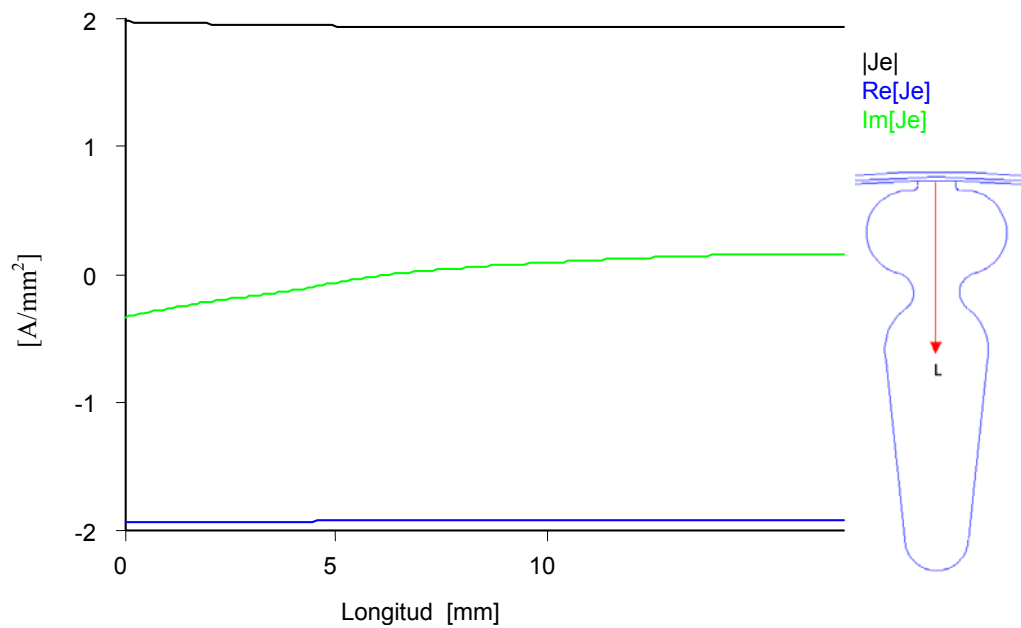


Figura 6.103 Densidad de corriente ranura rotor provocada por fundamental frecuencia consigna 200Hz.

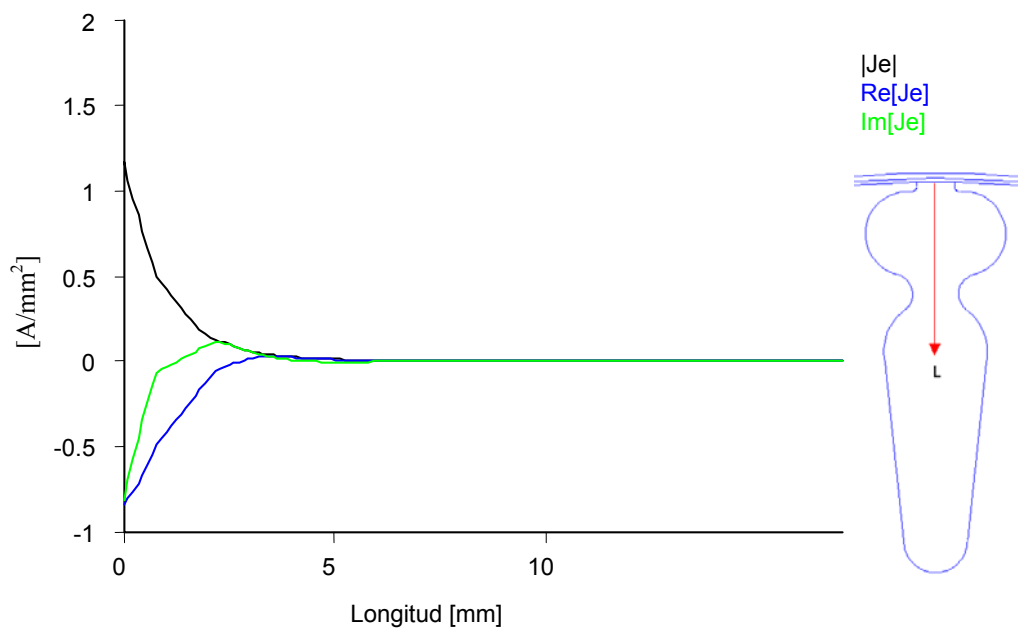


Figura 6.104 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico frecuencia consigna 200Hz.

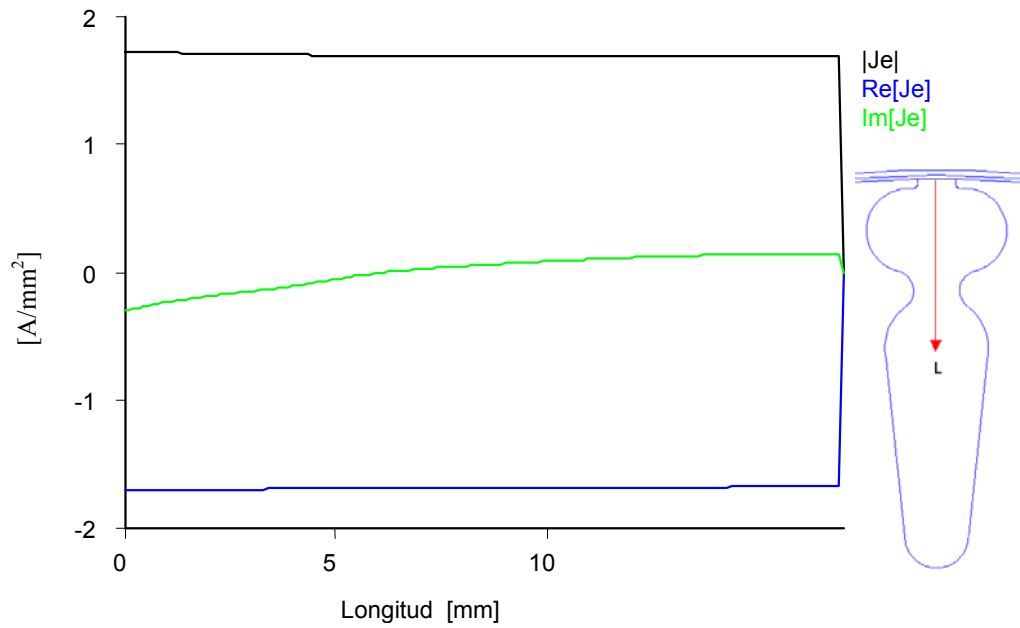


Figura 6.105 Densidad de corriente ranura rotor provocada por fundamental frecuencia consigna 250Hz.

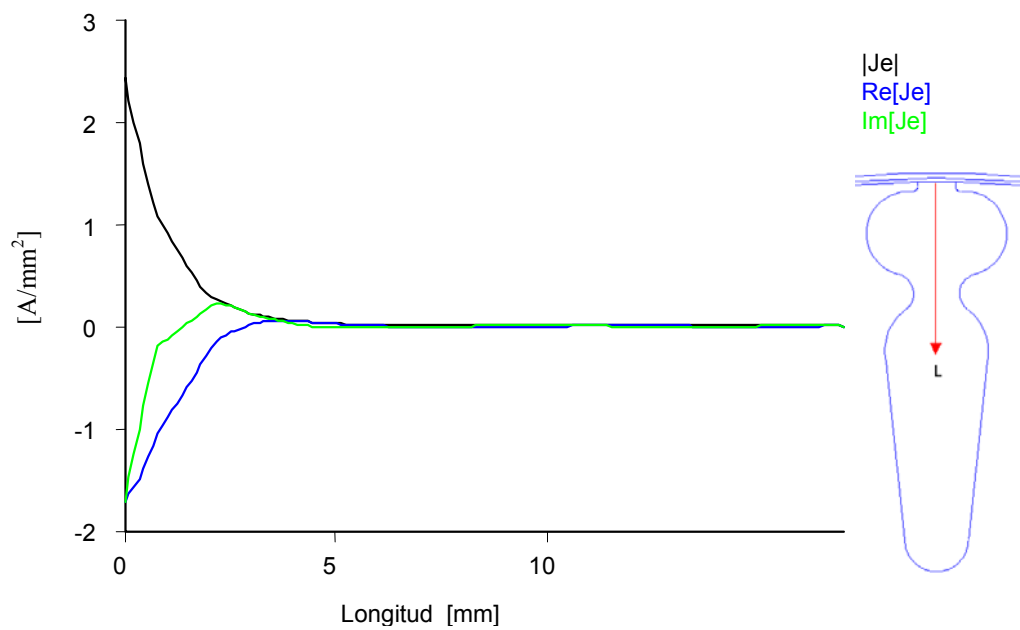


Figura 6.106 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico frecuencia consigna 250Hz.

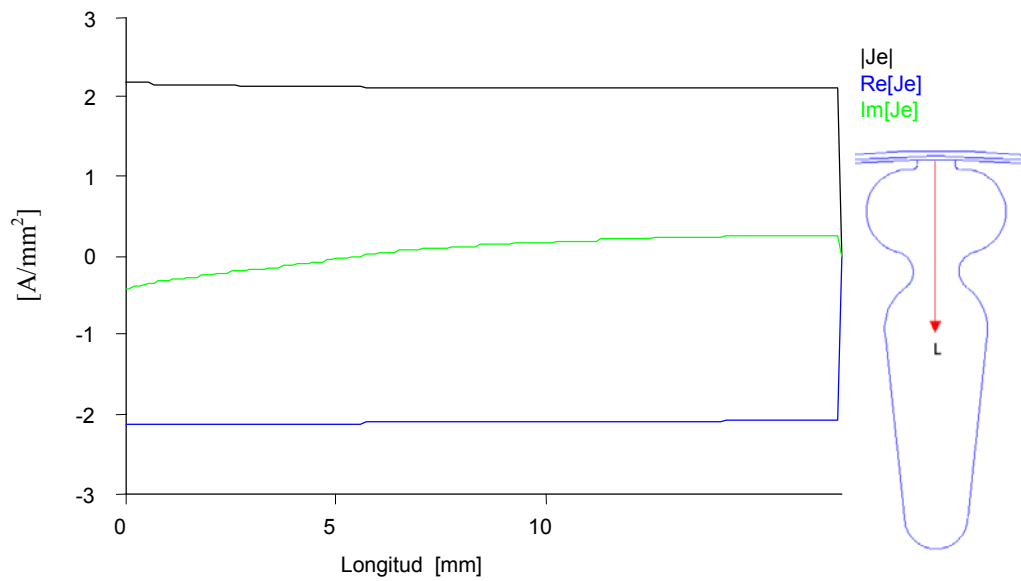


Figura 6.107 Densidad de corriente ranura rotor provocada por fundamental frecuencia consigna 300Hz.

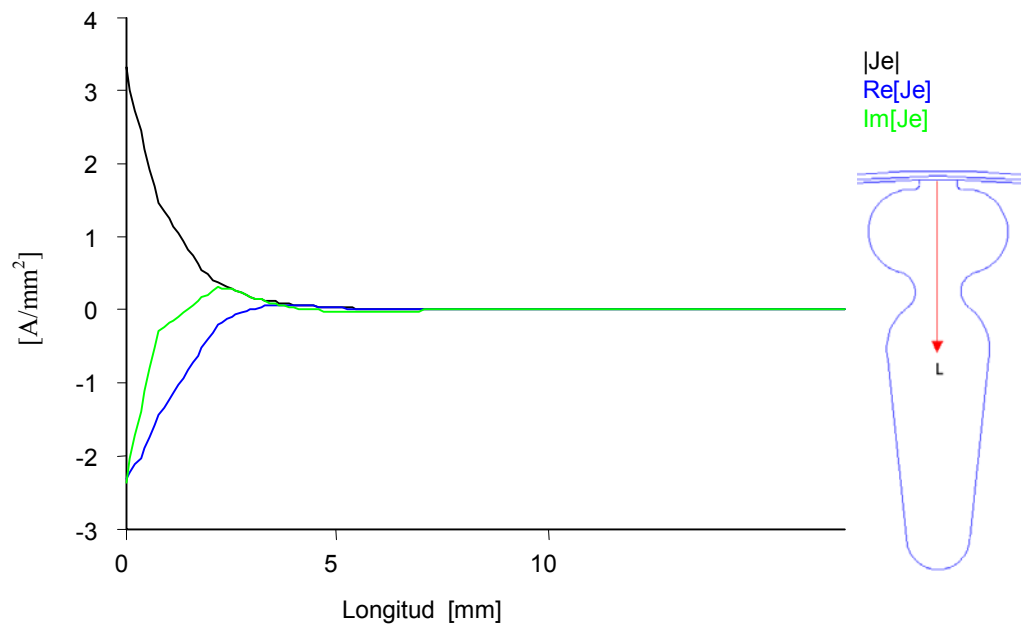


Figura 6.108 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico frecuencia consigna 300Hz.



El sobrecalentamiento del rotor no es debido al aumento de pérdidas en este, ya que las pérdidas resistivas del rotor provocadas por el primer armónico son muy pequeñas respecto a las pérdidas de la fundamental. El aumento de temperatura del rotor es debido a que el flujo de calor de rotor hacia estator empeora con el aumento de la frecuencia de alimentación, debido al incremento de las pérdidas en el hierro de estator, y aumentando así la temperatura del rotor.

### 6.3 Motor de 45kW tamaño IEC 225 4 polos

Utilizando la experiencia del análisis de los dos ejemplos anteriores se valorará un tercer motor de forma sistemática según indicado en el diagrama de flujo (figura 6.109). Posteriormente se construirá un prototipo con dos rotores con dos tipos de tipología de ranura. Este permitirá valorar la bondad del modelo y para utilizarlo en nuevos diseños.

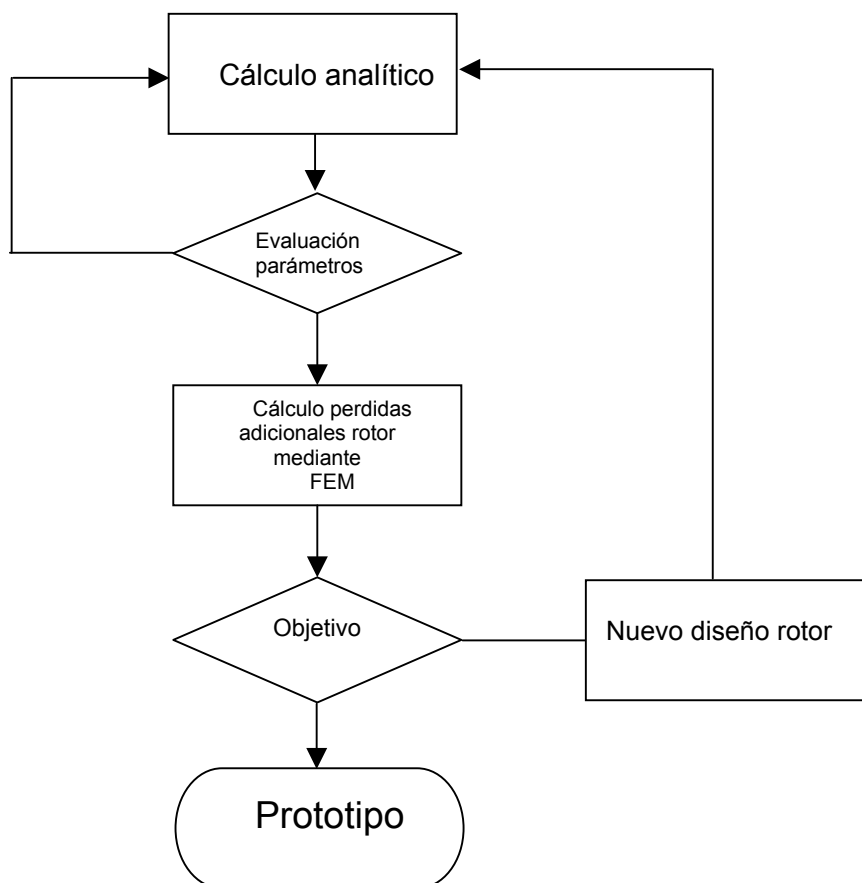


Figura 6.109 Diagrama de flujo proceso de cálculo.

### 6.3.1 Optimización de la ranura de rotor

Los cálculos de pérdidas armónicas se realizarán a 1,9kHz que es la frecuencia de la portadora del convertidor de frecuencia que se utilizará para realizar los ensayos de prototipo. El rango de utilización del motor esta entre 16 a 50Hz, así se considerarán fundamentalmente las pérdidas por el desplazamiento de la corriente en el rotor. Se simularán 5 tipologías:

Tabla 6.77 Tipologías estudiadas ranuras rotor motor IEC 225 4 polos.

TIPOLOGÍAS DE RANURA DEL ROTOR	
Modelo 1	Ranura doble cerrada
Modelo 2	Ranura simple cerrada
Modelo 3	Ranura simple abierta
Modelo 4	Ranura simple espineta larga abierta
Modelo 5	Ranura simple larga abierta más ancha

La amplitud de la corriente armónica considerada en el calculo es menor en un 10% de la corriente de la fundamental pero aún así tiene un efecto muy negativo debido a la alta densidad de corriente que origina ( figura 6.110).

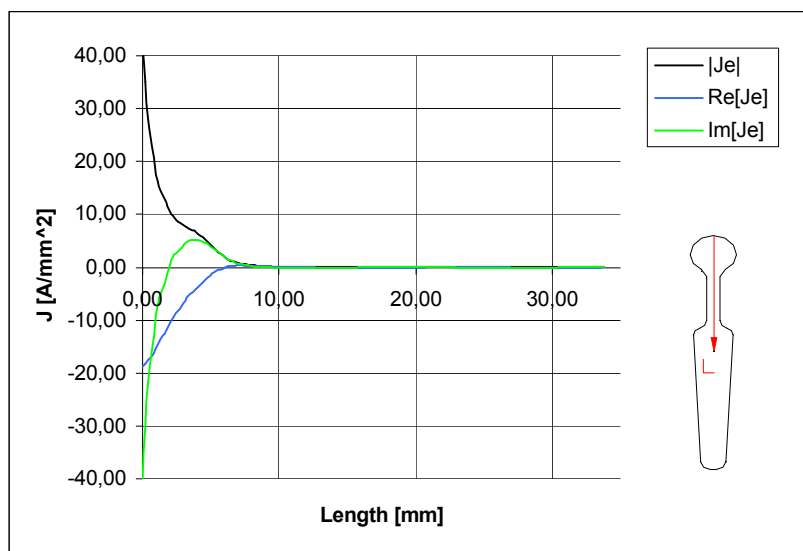


Figura 6.110 Modelo 1 Distribución corriente rotor jaula doble 1,9kHz.

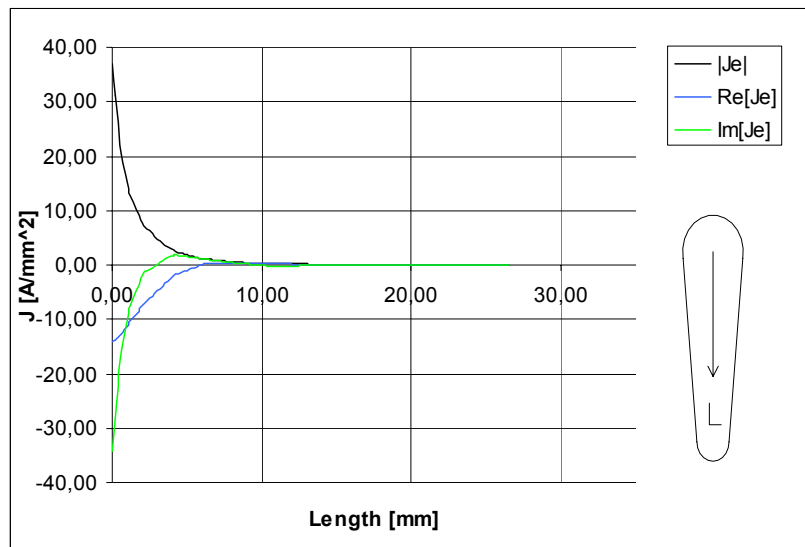


Figura 6.111 Modelo 2 Distribución corriente rotor jaula simple 1,9kHz.

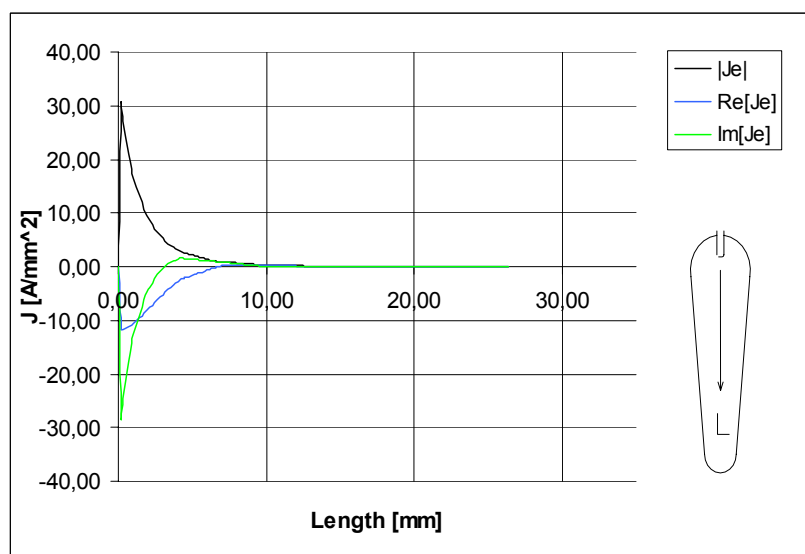


Figura 6.112 Modelo 3 Distribución corriente rotor jaula simple abierta 1,9kHz.

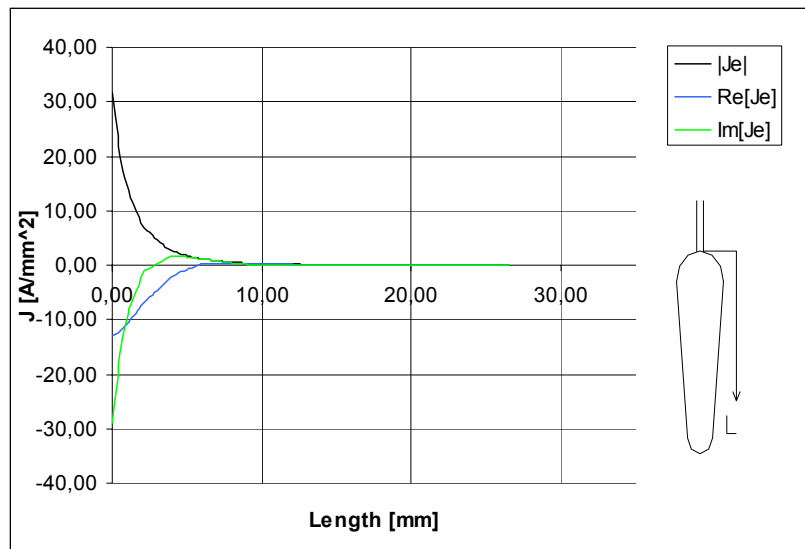


Figura 6.113 Modelo 4 Distribución corriente rotor jaula simple espigeta larga 1,9kHz.

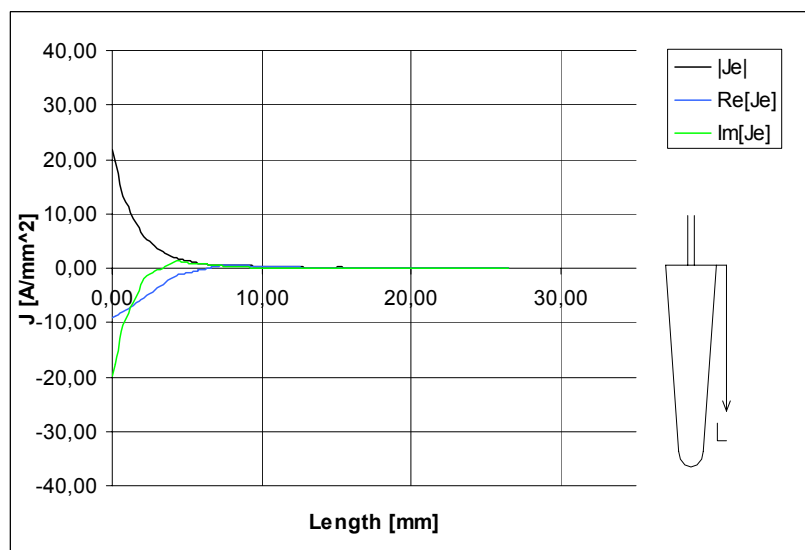


Figura 6.114 Modelo 5 Distribución corriente rotor jaula simple ancha y espigeta larga 1,9kHz.

Tabla 6.78 Comparación diferentes modelos.

Datos Ranura Rotor						
Tipologías		1	2	3	4	5
Superficie	[mm <sup>2</sup> ]	170,5	179,9	177,3	180,1	189,7
Pérdidas armónicas por metro	[W/m]	944,5	718,9	741	684	444
Total Pérdidas armónicas	[W]	321,13	244,426	251,94	232,56	150,96
Pérdidas de fundamental	[W]	882,1	710,5	710,5	710,5	710,5
Índice %PA /PF	[%]	36,4	34,4	35,5	32,7	21,2
%PA /PA Model1	[%]	100	76	78	72	47

La tabla 6.78 resume las pérdidas considerando los diferentes cinco modelos analizados. Si el motor se diseña solamente para la aplicación con convertidor de frecuencia deben elegirse los modelos 2 y 5. En el caso que se requiera la aplicación “bypass”, ó sea que también deba funcionar con red, se propone el modelo 5. La corriente de arranque se mantiene por debajo de 10 veces la asignada y tiene un redimiendo ventajoso.

## **7 Construcción de prototipos y ensayo**

Se han construido dos prototipos, un primer motor de tamaño pequeño IEC 90 y un motor de tamaño mediano IEC 225.

Mediante el motor tamaño IEC 90 se ha establecido el procedimiento de ensayo y evaluación en el laboratorio de máquinas del Departament d'Enginyeria Elèctrica (DEE) de la UPC en Terrassa. El método desarrollado se le ha denominado "Ensayo de motores eléctricos de inducción mediante el método del análisis armónico" (MAA). Su elaboración incluyendo la calibración de la bancada de prueba y la familiarización del resto de elementos de medida ha requerido una gran inversión en tiempo. Siguiendo las pautas de la sistemática del ensayo que se presentan a continuación, permitirán la implantación de este método de ensayo en un laboratorio de fábrica de una forma sencilla.

Los ensayos del motor tamaño IEC 225, se realizaron en la AEG Electric Motors, S. A. Los avances que se obtuvieron se presentaron en las pasadas jornadas de ahorro energético en los accionamientos eléctricos EEMODS celebradas en la ciudad Treviso en Italia en el año 2002.

### **7.1 Ensayo de motores eléctricos de inducción alimentados por convertidor de frecuencia mediante el análisis armónico MAA.**

#### **7.1.1 Introducción**

En el cálculo de los motores con rotores de ranuras con profundidad inferior a 10 mm, se obtiene que el efecto del desplazamiento de la corriente en las ranuras del rotor no tiene un valor elevado. Pero al igual que en los de tamaño mayor, también se produce un aumento de la temperatura general de la máquina.

Las pérdidas armónicas y la suma de pérdidas en el hierro-cobre dependientes de la carga no determinable en el ensayo de vacío, ocasionan un aumento de temperatura del motor que se traduce en un aumento de la resistividad del rotor y del deslizamiento. En consecuencia, para que la máquina pueda mantener el desarrollo de la misma potencia mecánica, se absorberá más corriente, que se traducirá en un aumento progresivo de su temperatura. Cuando la máquina alcance la estabilización térmica, el deslizamiento será constante y se podrán determinar las pérdidas resultantes originadas.

En el cálculo de los motores alimentados con convertidor de frecuencia, el aumento de las pérdidas armónicas se calcula mediante simulaciones con FEM y la suma de pérdidas hierro-cobre dependientes de la carga, se determinarán mediante el ensayo MAA que se presenta en apartados precedentes.

El modelo utilizado para poder comparar el motor alimentado con convertidor de frecuencia con la alimentación sinusoidal, toma la premisa de que la amplitud de la tensión de alimentación sinusoidal sea igual al valor de la fundamental de la tensión cuando se alimenta con convertidor.

### 7.1.2 Equipo utilizado

El equipo utilizado consta de los siguientes elementos:

- Analizador de potencia PZ4000 Yokogawa
- Convertidor Frecuencia Altivar 66 Telemecanique
- Motor tamaño IEC 90 4 polos 1,3kW
- 4 Multímetros
- Rectificador de alterna a continua monofásico
- 2 Carros de resistencias variables
- Termómetro, sonda PT100 en el bobinado
- Sonda de temperatura, Termopar tipo K montado en Rotor y carcasa
- Puente medidor de resistencias digital

Bancada de ensayo del despacho del laboratorio, compuesta por (

Figura 7.3):

- Bornes de conexión y alimentación
- Amplificador de la señal de par. HBM
- Máquina de continua 2kW
- Galga extensiométrica, sensor de par

- Tacodinamo. Hübner

### 7.1.3 Esquema de montaje

La señal de salida del convertidor se conecta directamente a través del analizador de potencia trifásico PZ4000 al motor. Este analizador permite la visualización y el análisis de la tensión y la corriente con una gran precisión, permitiendo la transferencia de datos al ordenador. De esta forma, la medida de la tensión se realiza de una forma segura para el usuario, evitando el riesgo de utilizar un osciloscopio no aislado.

La medida de la resistencia y la curva de enfriamiento se realizan de la misma forma que se indica en las normas para motores con alimentación sinusoidal [10].

Los ensayos de calentamiento y carga se realizan con el siguiente esquema de montaje de la figura 7.1.

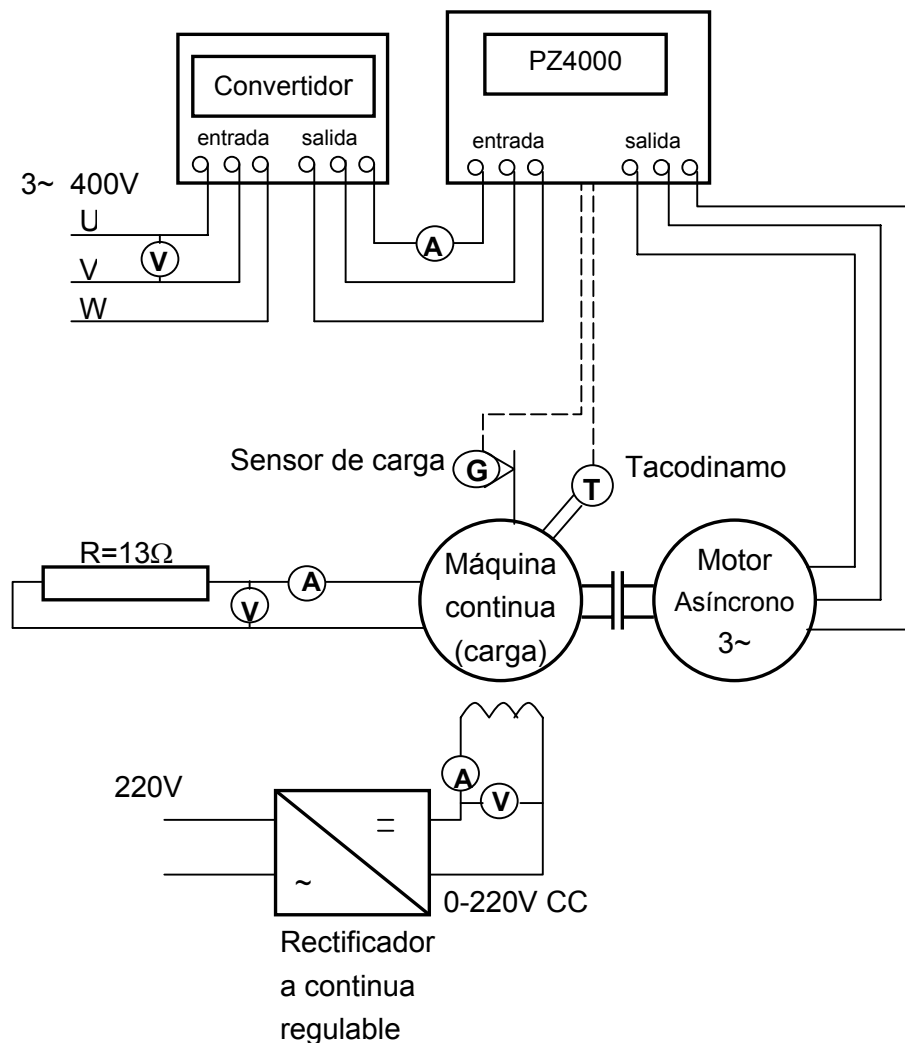


Figura 7.1 Montaje para el ensayo de calentamiento y carga con alimentación por convertidor.



La carga también se aplica igual que para el ensayo de la determinación del rendimiento según la normativa con alimentación sinusoidal [11]. La desconexión de la alimentación del motor se realiza mediante la función de paro del convertidor y abriendo el interruptor instalado adicionalmente en la salida del mismo. Así se asegura que al instrumento de medición de resistencia no se le aplica tensión del motor a sus bornes.

En el ensayo de corrección dinamométrica se utilizan dos esquemas de montaje, el de motor acoplado a la máquina de continua y el de motor desacoplada. El primer ensayo es idéntico al ensayo calentamiento, pero desconectando la excitación, la máquina de alterna sólo arrastra la máquina de continua (Figura 7.2, Figura 7.3). El segundo ensayo se realiza igual que el ensayo de vacío con convertidor.

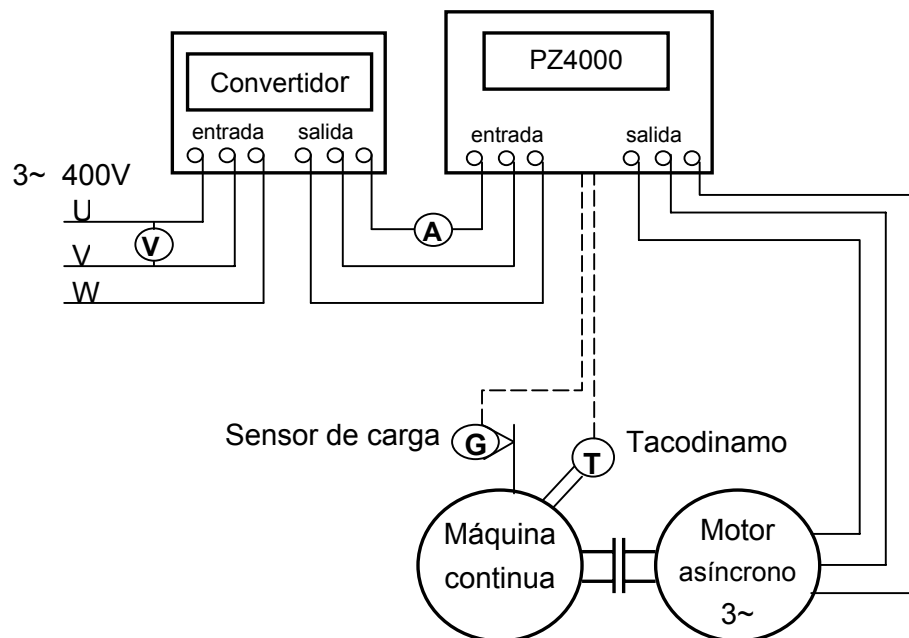


Figura 7.2 Montaje para la corrección dinamométrica con la máquina de continua acoplada.



Figura 7.3 Detalle de la bancada en el laboratorio de la ETSEIT.

El ensayo de vacío se realiza usando el propio convertidor como una fuente de tensión variable y el esquema de la Figura 7.4, que es igual al utilizado en las curvas de vacío, en que se determinan las pérdidas mecánicas.

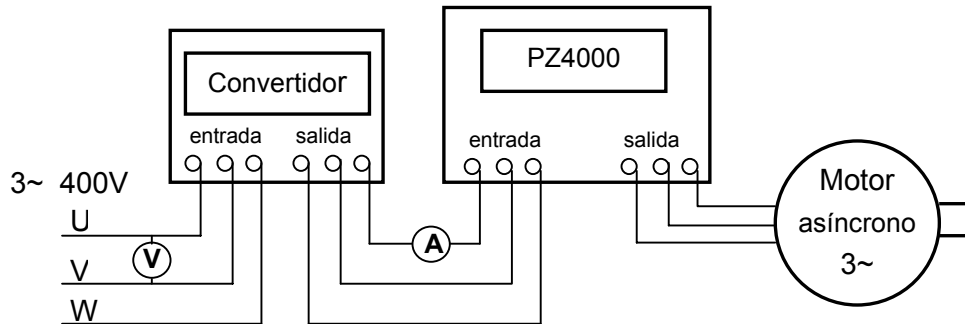


Figura 7.4 Montaje para el ensayo de vacío con alimentación por convertidor.

El ensayo de vacío o en el de corrección dinamométrica con alimentación sinusoidal, se utilizan los mismos esquemas de montaje que en el ensayo con convertidor. La variación radica en que la red se conecta directamente al analizador de potencia.



Figura 7.5 Detalle de la instrumentación utilizada.

## 7.1.4 Desarrollo del ensayo MAA

### 7.1.4.1 Medida de resistencias en frío

El primer paso es medir las resistencias del estator en frío (Tabla 7.1) y comprobar que la temperatura del motor y la del ambiente no disten en más de 3 °C. Además hay que tomar el valor de la temperatura ambiente, de la carcasa y la del bobinado del estator, para determinar posteriormente los incrementos de temperatura.

Tabla 7.1 Valores medida resistencia frío donde se indica la temperatura de referencia.

Resistencia entre terminales U-V	Temperatura
[Ohm]	[°C]
14,16	19,6

### 7.1.4.2 Ensayo de calentamiento previo y control carga

Se ajusta la carga nominal de cálculo y se hace funcionar el motor durante 1 hora. En este período de tiempo se mantiene la potencia mecánica constante. Su valor se obtiene como lectura directa del producto del par por la velocidad medida. Se toman tres lecturas con 15 min de intervalo, registrando los parámetros eléctricos y mecánicos de interés. La última lectura se efecta a los 60 min.

Posteriormente y sin parar se realizará una primera curva de carga, registrando los valores al 25%, 50%, 75%, 100% y al 125% de la potencia signada, para determinar las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga. Se procederá continuación con el ensayo de vacío y la corrección dinamométrica para poder realizar un ajuste de carga (Tabla 7.9).

El motor se ha equipado de tres sensores de temperatura: una resistencia PT100 en la cabeza de la bobina, un termopar tipo K en la carcasa y un termopar tipo K en el anillo de cortocircuito del rotor. La resistencia PT100 en el devanado permite registrar la temperatura durante el calentamiento y especialmente es de interés la medición durante la curva de carga. El termopar que esta montado en el anillo de cortocircuito gira durante el ensayo solidario con el rotor (Figura 7.6). Cuando se desconecta el motor y deja de girar, se corta la brida de nylon que lo fija al eje y se conecta este termopar al instrumento de medida, que registrará exactamente el valor de la temperatura de la jaula de aluminio del rotor. Esta disposición es más precisa que la que introduce una sonda a través de un agujero practicado en el escudo (Figura 7.7), donde la temperatura medida depende mucho del punto de contacto del sensor con la superficie del anillo de cortocircuito.

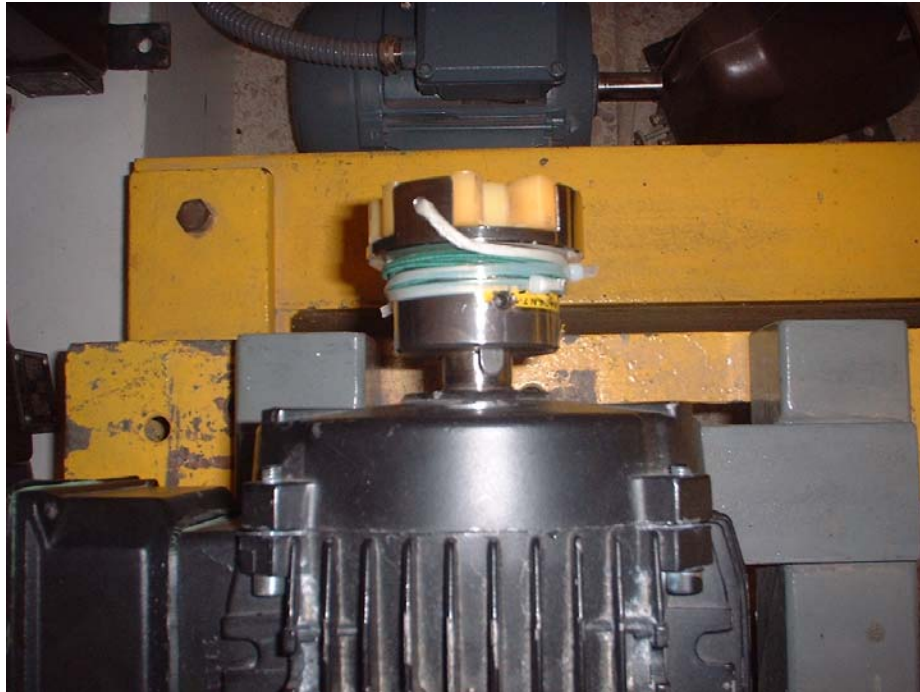


Figura 7.6 Detalle del termopar del rotor saliendo por el medio acoplamiento.

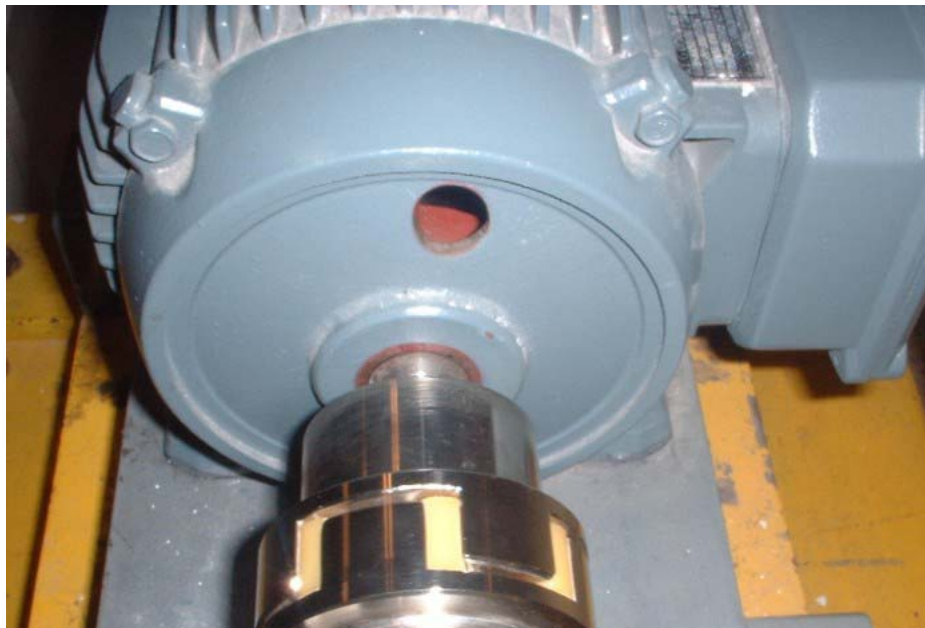


Figura 7.7 Detalle del orificio del escudo para la medida de la temperatura del rotor.

#### 7.1.4.3 Corrección dinamométrica [12]

Después de realizar el ensayo de calentamiento previo, se realiza el ensayo de corrección dinamométrica (Tabla 7.2). Con este ensayo se pretende eliminar los errores de medida del par. Debido a las perturbaciones electromagnéticas generadas por el convertidor utilizado, no se ha podido realizar la lectura directa de par mediante la bancada que se dispone en el departamento (Figura 7.9). Si se



realiza la lectura directa de par, no se introducen las pérdidas de los cojinetes del freno de corriente continua utilizado y el error a corregir será menor. En el ensayo realizado se ha utilizado la medida del par en brazo del freno de corriente continua (Figura 7.8).

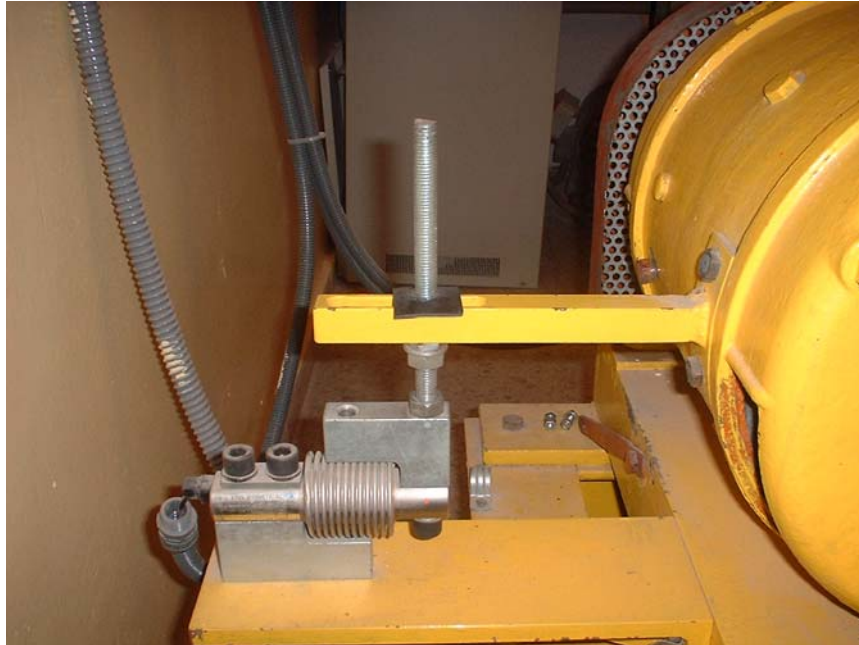


Figura 7.8 Detalle del sensor de par en la carcasa del freno.



Figura 7.9 Detalle del sensor de lectura directa de par.

Este ensayo de corrección dinamométrica se realiza con alimentación sinusoidal. En el caso de realizarlo con alimentación con convertidor de frecuencia se utilizan los datos de la componente fundamental obtenidos del analizador de potencia.

Tabla 7.2.- Datos de la corrección dinamométrica.

Datos de la corrección dinamométrica			Alimentación sinusoidal
Motor arrastrando freno sin carga	Pdo	[W]	150
	I	[A]	1,5
	n	[min-1]	1495,0
	Tdo	[Nm]	0,43
	Rdo	[Ω]	15,96
Motor funcionando en vacío	Po	[W]	102,0
	Io	[A]	1,4
	Ro	[Ω]	15,96
	VFe	[W]	48,1
Coeficiente. corrección dinamométrica ( $k_d$ ) [Nm]			0,24

#### 7.1.4.4 Ensayo de vacío

**Caso A:** Convertidor con tensión de salida fija.

Del ensayo de vacío se obtienen las pérdidas en el hierro de la fundamental  $V_{Fe,1}$ , las pérdidas mecánicas  $V_r$  y las pérdidas armónicas no dependientes de la carga  $V_{Arm}$ . El convertidor Altivar 66 utilizado, no permite variar la tensión de salida.

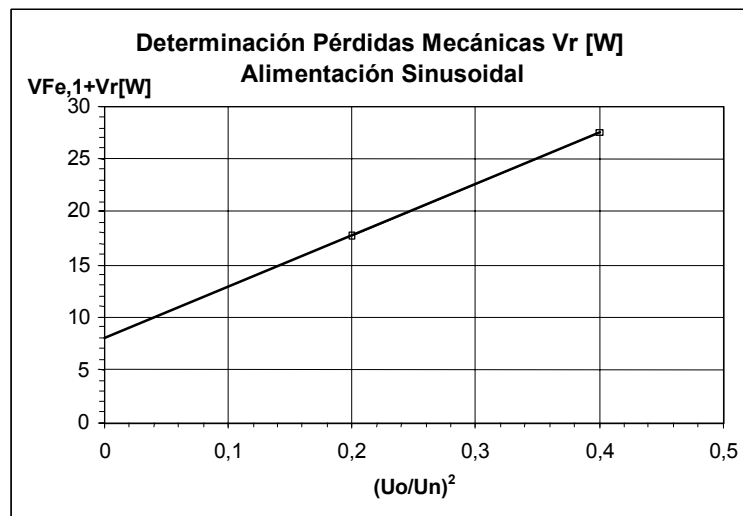


Figura 7.10.- Tres primeros puntos curva vacío, extrapolación a 0.

La determinación de las pérdidas  $V_{Fe,1}$  y  $V_r$  se obtendrán mediante un regulador de inducción, que permite alimentar el motor con una tensión sinusoidal trifásica variable. En la tabla 7.3 y figura 7.10 se muestran los resultados.

Tabla 7.3.- Pérdidas en el hierro alimentación sinusoidal.

Pérdidas en el hierro	
$U_o$ [V]	$V_{Fe,1}$ [W]
472,3	2,10
437,9	1,80
400,1	1,54
356,9	1,29
310,8	1,09
252,6	0,85
179,3	0,59

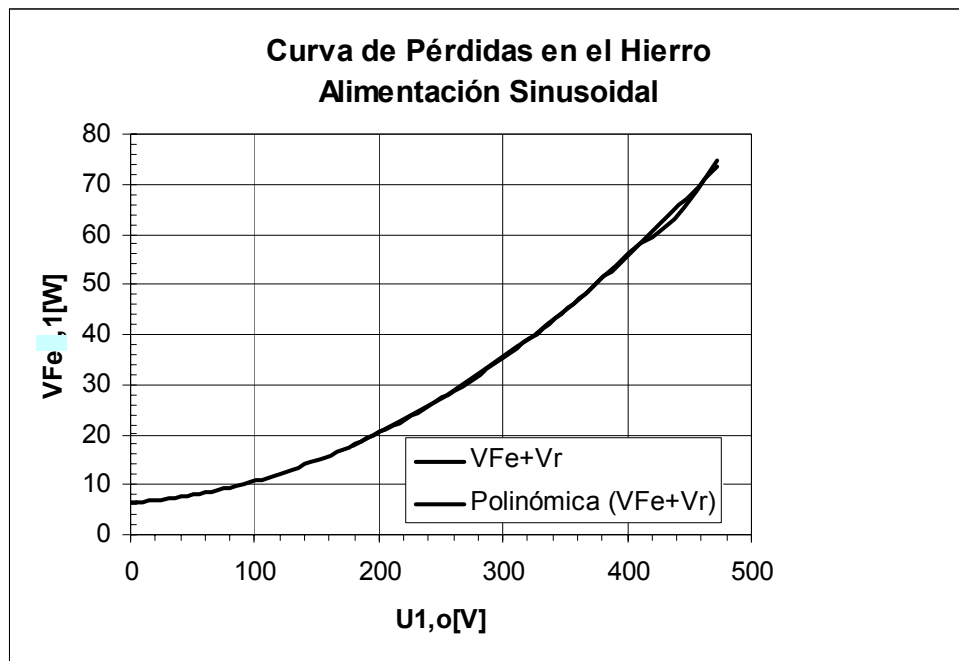


Figura 7.11.- Curva de pérdidas en el hierro.

Para obtener las pérdidas armónicas  $V_{Arm}$ , no dependientes de la carga, se realiza el ensayo alimentando el motor en vacío con señal sinusoidal y con convertidor, teniendo en cuenta que la amplitud de la señal de tensión fundamental del motor alimentado con convertidor coincida con la sinusoidal. El valor de las pérdidas armónicas  $V_{Arm}$ , se determinará por la substracción entre la  $P_o$  del ensayo sinusoidal y la potencia en vacío del ensayo con convertidor. Con un analizador de potencia que permita la descomposición armónica, la lectura se puede hacer directamente.

Tabla 7.4.- Ensayo vacío con alimentación sinusoidal.

	Unidades	Fase R	Fase S	Fase T	Valor medio
<b>U</b>	<b>[V]</b>	222,16	219,55	220,24	220,65
<b>I</b>	<b>[A]</b>	1,47	1,44	1,47	1,46
<b>P</b>	<b>[W]</b>	38,00	35,00	29,00	102,00
<b>S</b>	<b>[VA]</b>	327,00	316,00	324,00	967,00
<b>Q</b>	<b>[VAr]</b>	324,00	314,00	322,00	961,00
<b>PF</b>		0,12	0,11	0,09	0,11

Tabla 7.5.- Ensayo vacío con alimentación con convertidor de frecuencia. Instrumento en modo normal.

	Unidades	Fase R	Fase S	Fase T	Valor medio
<b>U</b>	<b>[V]</b>	253,60	254,30	255,63	254,51
<b>I</b>	<b>[A]</b>	1,45	1,44	1,46	1,45
<b>P</b>	<b>[W]</b>	34,00	36,00	36,00	107,00
<b>S</b>	<b>[VA]</b>	367,00	366,00	373,00	1.105,00
<b>Q</b>	<b>[VAr]</b>	365,00	364,00	371,00	1.100,00
<b>PF</b>		0,09	0,10	0,10	0,10

La tensión mostrada en la Tabla 7.5, es la tensión calculada como verdadero valor eficaz [13]. Es muy importante divulgar este concepto, el usuario alimenta el convertidor por ejemplo a 220V, pero a la salida del convertidor la tensión es de 254,5V. Sólo la componente de tensión que corresponda al armónico fundamental es la parte que crea la onda de campo que generará el par electromagnético.

El instrumento PZ4000 de Yokogawa, puede trabajar en el modo denominado armónicos, que permite visualizar en pantalla hasta el armónico 500 de la fundamental que se haya asignado. Mediante este sistema, regulando la tensión de entrada al convertidor se ajustará la amplitud de la señal de tensión de la fundamental. El inconveniente que presenta este modo de trabajo, es que el valor total que calcula no tiene en cuenta las frecuencias intermedias que existen entre los múltiplos de armónico. En consecuencia, como se indica en la Tabla 7.6 ,el valor de tensión mostrado, como verdadero valor eficaz para todo el rango de frecuencias analizado, es inferior que el valor mostrado en la Tabla 7.5, ya que sólo se ha considerado las amplitudes de los primeros 500 armónicos de 50Hz.



**Tabla 7.6.- Ensayo vacío con alimentación con convertidor de frecuencia selección instrumento modo armónico.**

	Unidades	Fase R	Fase S	Fase T	Valor medio
<b>U</b>	<b>[V]</b>	223,54	221,49	221,67	<b>222,23</b>
<b>I</b>	<b>[A]</b>	1,43	1,44	1,43	1,43
<b>P</b>	<b>[W]</b>	34,00	32,00	32,00	99,00
<b>S</b>	<b>[VA]</b>	317,00	315,00	314,00	945,00
<b>Q</b>	<b>[VAr]</b>	315,00	313,00	312,00	940,00
<b>PF</b>		0,11	0,10	0,10	0,10

Pero este problema no sólo ocurre con la tensión. Hay que prestar especial atención a la potencia absorbida que para este caso indica solamente 99W en vez de los 107 W que se muestran en modo normal.

**Caso B:** Convertidor con tensión de salida regulable

Si el convertidor de frecuencia permite variar la tensión de salida desde unos 50V hasta la tensión nominal, permite realizar el ensayo de vacío para determinar las pérdidas mecánicas de una forma directa. La potencia fundamental se obtiene en modo armónico y la potencia armónica se obtiene en modo normal, restando de la total la correspondiente a la fundamental.

La determinación de las pérdidas mecánicas se obtiene de la Tabla 7.7 y la Figura 7.12.

**Tabla 7.7.- Pérdidas constantes en el ensayo de vacío con MAA.**

<b>Pérdidas constantes</b>								
$U_o$	$I_o$	$P_{o1}$	$P_{ofund}$	$U_{fo}$	$I_{fo}$	R	$V_{Cu0,1,f}$	$V_{Fe,1}+V_r$
[V]	[A]	[W]	[W]	[V]	[A]	[Ohm]	[W]	[W]
451,3	1,723	131,6	108,4	400,8	1,7	5,140	43,5	64,9
421,9	1,443	105,9	84,0	361,9	1,4	5,104	30,4	53,6
380,6	1,178	82,4	61,9	313,3	1,2	5,058	20,1	41,8
357,0	0,921	67,9	42,8	255,1	0,9	5,004	12,0	30,8
281,8	0,628	44,0	24,3	179,3	0,6	4,933	5,6	18,7
281,8	0,568	41,9	21,1	161,1	0,6	4,916	4,5	16,6
193,0	0,303	21,7	11,2	80,0	0,3	4,840	1,2	10,0

Con la extrapolación a cero de las pérdidas constantes ( $V_{Fe,1}+ V_r$ ) de las tres tensiones más bajas se obtienen las pérdidas mecánicas (Figura 7.12)

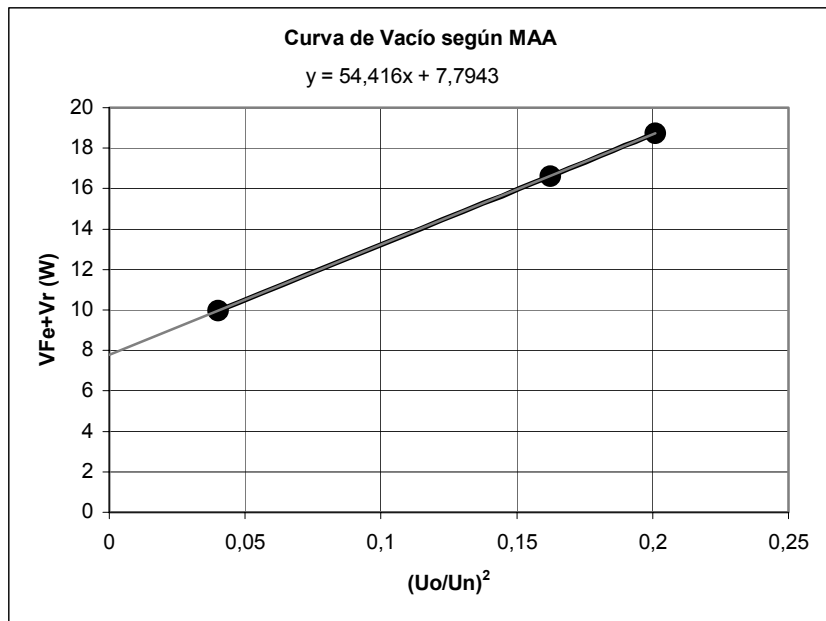


Figura 7.12.- Curva de pérdidas constantes del ensayo de vacío según el MAA.

Las pérdidas mecánicas obtenidas son de 7,79W. Las pérdidas armónicas medidas por el analizador son de 23,2W.

Las pérdidas en el hierro se obtienen sustrayendo las mecánicas de las constantes, en la Tabla 7.8.

Tabla 7.8.- Pérdidas en el hierro según MAA.

Pérdidas en el hierro	
$U_o$ [V]	$V_{Fe,1}$ [W]
400,8	57,07
361,9	45,78
313,3	34,00
255,1	22,98
179,3	10,95
161,1	8,81
80,0	2,18

Los valores se han obtenido del cálculo de las pérdidas en el hierro de la Figura 7.13.

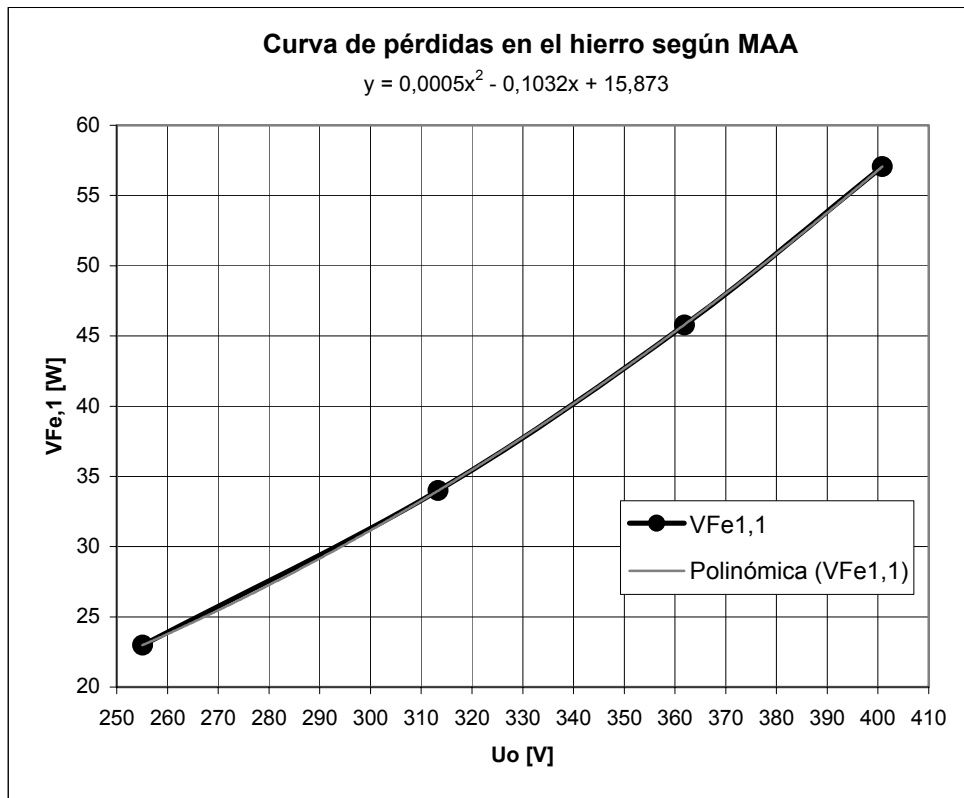


Figura 7.13.- Curva de pérdidas en el hierro según MAA.

#### 7.1.4.5 Ajuste de carga

En la separación de pérdidas realizada como indicado en el apartado 7.1.4.2 se resumen en la Tabla 7.9. La potencia resultante es muy cercana a 1,30kW previstos. Se continua el calentamiento del motor hasta la estabilización. En esta fase, caso de presentarse divergencia con la potencia esperada, se aumentará la potencia absorbida en la proporción de la diferencia a la P2 obtenida de la separación de pérdidas y la requerida. Si se hubiesen considerado que las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  fuesen el 0,5% de la potencia absorbida, la potencia mecánica obtenida en la separación de pérdidas tendría un valor mucho mayor a los 1,3kW obtenidos en la Tabla 7.9.

Tabla 7.9.- Separación de pérdidas según MAA.

Pos	Descripción		1	2	3	4	5	6
1	Temperatura Ambiente	[°C]	19,9	19,9	19,9	19,9	19,9	19,9
2	Temperatura Devanado	[°C]	97,9	97,9	97,9	97,9	97,9	97,9
3	Frecuencia	[Hz]	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0
4	Velocidad	[1/min]	1486,9	1467,3	1404,8	1345,5	1320,0	1282,5
5	Tensión	[V]	400,0	400,0	400,0	400,0	400,0	400,0
6	Corriente	[A]	1,37	1,48	2,27	3,11	3,42	3,88
7	P1	[W]	227	437	1176	1793	2009	2321
8	VFe,1	[W]	48,1	48,1	48,1	48,1	48,1	48,1
9	VCu1,1	[W]	52,4	61,2	143,3	267,9	325,4	418,5
10	VCu2,1	[W]	1,1	7,1	62,5	152,1	196,3	268,9
11	Varmonicas	[W]	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0
12	Vr	[W]	8,2	8,2	8,2	8,2	8,2	8,2
13	Par	[Nm]	1,2	2,3	6,4	9,5	10,5	11,9
14	Corr. Dinamométrica	[Nm]	-0,24	-0,24	-0,24	-0,24	-0,24	-0,24
15	Par corregido	[Nm]	0,9	2,1	6,2	9,3	10,2	11,6
16	P2 Directa	[Nm]	141,4	320,8	907,1	1309,7	1414,0	1559,0
17	V*Fe+Cu/P1	[%]	0,079	0,216	0,699	1,042	1,127	1,256
18	V*Fe+Cu	[W]	0,2	0,9	8,2	18,7	22,6	29,2
19	Suma Pérdidas	[W]	115,0	130,6	275,3	500,0	605,6	777,8
20	P2	[W]	112,0	306,4	900,7	1293,0	1403,4	1543,2
21	Rendimiento	%	49,36	70,12	76,59	72,11	69,86	66,49

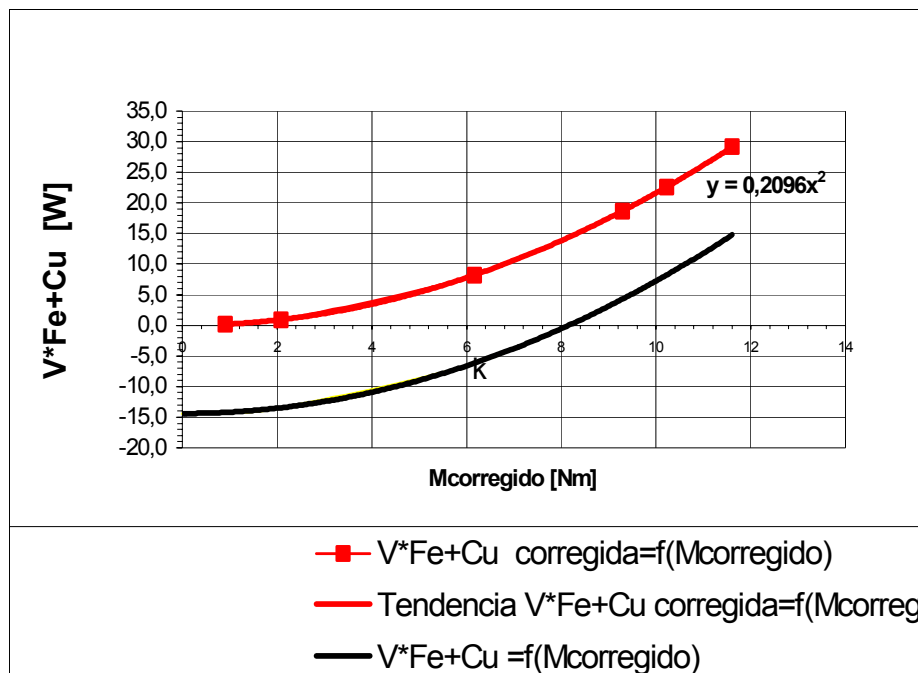


Figura 7.14.- Linealización de las pérdidas  $V^*_{Fe+Cu}$  dependientes de la carga IEC 90 previo.

Las pérdidas en el  $V^*_{Fe+Cu}$  dependientes de la carga se determinan substrayendo a la potencia absorbida P1 el conjunto de pérdidas calculables directamente por ensayo y la potencia mecánica medida directamente como par por velocidad. Esta operación se realizará para cada punto de carga indicado en la Tabla 7.9. Con el valor obtenido se realiza una linealización de los puntos según a una función parabólica con coeficiente constante de paso por cero (Figura 7.14). Al resultado

de la ecuación se le eliminará el término constante, de forma que quede una función parabólica de paso por cero. El valor de estas pérdidas se presentarán en función del par medido ya corregido.

#### 7.1.4.6 Curva de enfriamiento

Una vez el motor ha llegado al equilibrio térmico, y se considera tal cuando el incremento de temperatura es inferior a 1 K en 1 hora, se procede a desconectar el motor y sin pérdida de tiempo, y con el rotor parado se procede sin dilaciones a tomar la lectura de la resistencia del bobinado y la temperatura de rotor. Para detectar fallos, se realizan las lecturas cada diez segundos, hasta 120 s en el devanado y 5 min para el rotor, posteriormente se traza la correspondiente curva de enfriamiento, curva que será extrapolada hasta cero segundos.

El resultado del cálculo del incremento de temperatura y de la extrapolación a cero segundos de la curva de enfriamiento del rotor y del estator se presenta a continuación (Tabla 7.10 ). El cálculo del incremento de temperatura servirá para definir la clase térmica del motor [10]. La medida de la temperatura de la sonda PT100 en la cabeza de bobina, muestra un valor superior, esto es debido a que el valor obtenido por el método de resistencia da un valor medio de la temperaturas. La temperatura medida en la cabeza de bobina, puede presentar hasta 15K en más respecto la media valorada por la variación de resistencia. La colocación de la sonda PT100 en la cabeza de la bobina ha permitido poder realizar la medida de la temperatura del devanado durante la lectura de la curva de carga, como se ha indicado en el apartado 7.1.4.2. La resistencia medida de la PT100 se pasa a grados °C.

Tabla 7.10.- Calentamientos y temperaturas método resistencia bobinado.

Incrementos Temperatura		Sinusoidal	Convertidor
Temperatura carcasa (tG)	[K]	50,8	60,4
Incremento Temperatura 30s ( $\Delta T_{30s}$ )	[K]	70,0	84,0
Incremento Temperatura 0s ( $\Delta T_{0s}$ )	[K]	72,2	86,2
Temperatura rotor extrapolada a 0 s	[K]	96,5	120

#### 7.1.4.7 Reestabilización del motor

Al desconectar el motor para determinar los incrementos de temperatura, 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 enfriamiento, deberá esperarse aproximadamente otros 30 min antes que el motor recupere un estado cercano al equilibrio térmico que tenía antes de la determinación de los incrementos de temperatura. Los mejores indicadores para considerar que el motor vuelve a estar

cercano a la estabilización, son las temperaturas mostradas por del sensor PT100 colocado en la bobina y la velocidad de giro.

### 7.1.4.8 Rendimiento del motor

Se determina siguiendo el mismo proceso que en la determinación del rendimiento en el apartado 7.1.4.5.

Tabla 7.11.- Rendimiento y separación de pérdidas de la curva de carga del motor según MAA.

Pos	Descripción		1	2	3	4	5	6
1	Temperatura Ambiente	[°C]	19,9	19,9	19,9	19,9	19,9	19,9
2	Temperatura Devanado	[°C]	99,9	99,9	99,9	99,9	99,9	99,9
3	Frecuencia	[Hz]	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0
4	Velocidad	[1/min]	1486,0	1461,0	1395,0	1338,0	1313,0	1296,0
5	Tensión	[V]	400,0	400,0	400,0	400,0	400,0	400,0
6	Corriente	[A]	1,28	1,45	2,30	3,17	3,53	3,71
7	P1	[W]	201	460	1180	1816	2073	2191
8	VFe,1	[W]	48,1	48,1	48,1	48,1	48,1	48,1
9	VCu1,1	[W]	45,8	58,7	147,6	280,9	348,1	384,5
10	VCu2,1	[W]	1,0	9,2	68,9	160,6	209,0	239,1
11	Varmonicas	[W]	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0
12	Vr	[W]	8,2	8,2	8,2	8,2	8,2	8,2
13	Par	[Nm]	0,8	2,3	6,3	9,4	10,6	11,1
14	Corr. Dinamométrica	[Nm]	-0,24	-0,24	-0,24	-0,24	-0,24	-0,24
15	Par corregido	[Nm]	0,5	2,1	6,1	9,2	10,3	10,9
16	P2 Directa	[Nm]	85,1	321,3	885,0	1284,9	1422,7	1474,7
17	V*Fe+Cu/P1	[%]	0,031	0,201	0,652	0,971	1,083	1,130
18	V*Fe+Cu	[W]	0,1	0,9	7,7	17,6	22,4	24,8
19	Suma Pérdidas	[W]	108,2	130,1	285,5	520,4	640,9	709,7
20	P2	[W]	92,8	329,9	894,5	1295,6	1432,1	1481,3
21	Rendimiento	%	46,19	71,72	75,80	71,34	69,08	67,61

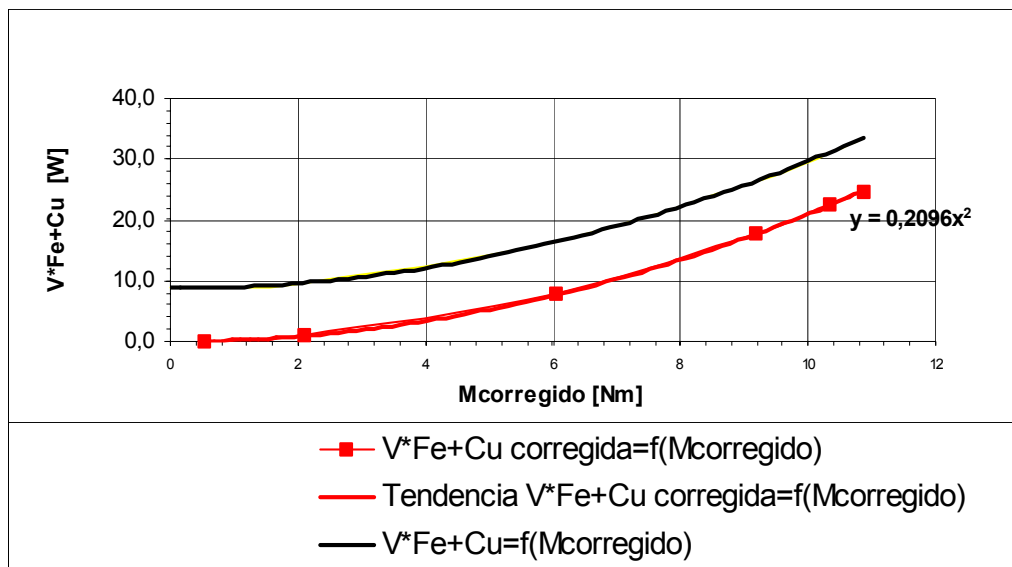


Figura 7.15.- Linealización de las pérdidas  $V^*_{Fe+Cu}$  dependientes de la carga Motor IEC 90.

La Figura 7.16 corresponde a la representación gráfica de la curva de carga del ensayo MAA. Se observa que el valor máximo del rendimiento concuerda con el punto nominal de 1,3 kW.

## 7.2 Cálculo y ensayo motor tamaño IEC 90

En la Tabla 7.12 se presenta los cálculos y los ensayos comparativos para el motor IEC 90 con alimentación sinusoidal y con alimentado con convertidor.

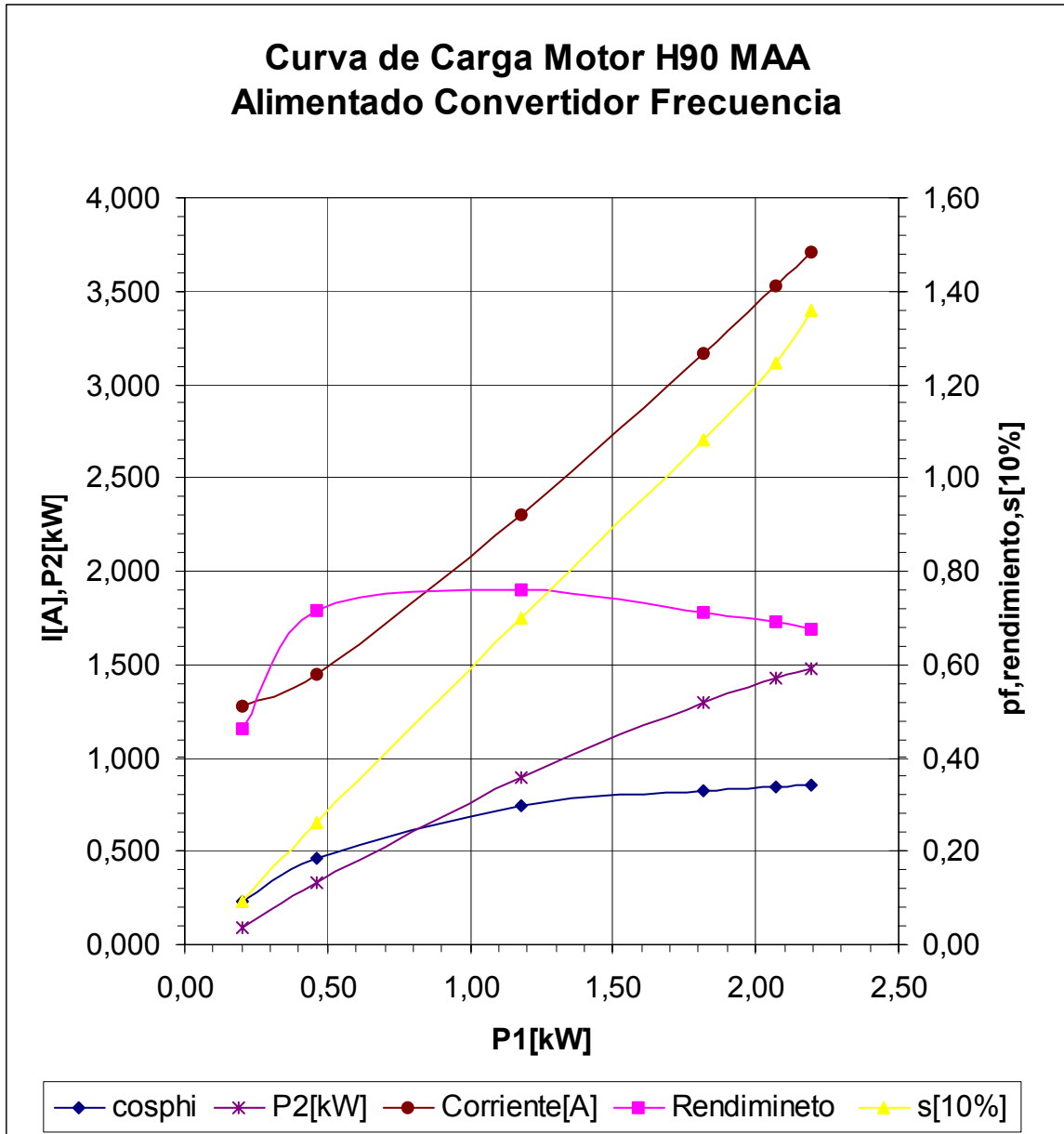


Figura 7.16.- Curva de carga MAA del motor IEC 90.

En la **columna número 1** se ha calculado el motor mediante el programa analítico con unas pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$ , dependientes de la carga no determinables en vacío de valor 0,5% de la potencia mecánica en el eje del motor. El valor de las pérdidas en el hierro de la fundamental tienen un valor inferior al que se obtendrán en el ensayo. La temperatura del rotor se ha estimado en 95°C igual que la del estator. Debido a estas divergencias respecto del motor ensayado, los valores obtenidos de pérdidas equivalentes no pueden utilizarse para calcular las nuevas temperaturas mediante el circuito térmico equivalente[9]. Los valores de las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga y las pérdidas en el hierro de la fundamental son demasiado bajas.

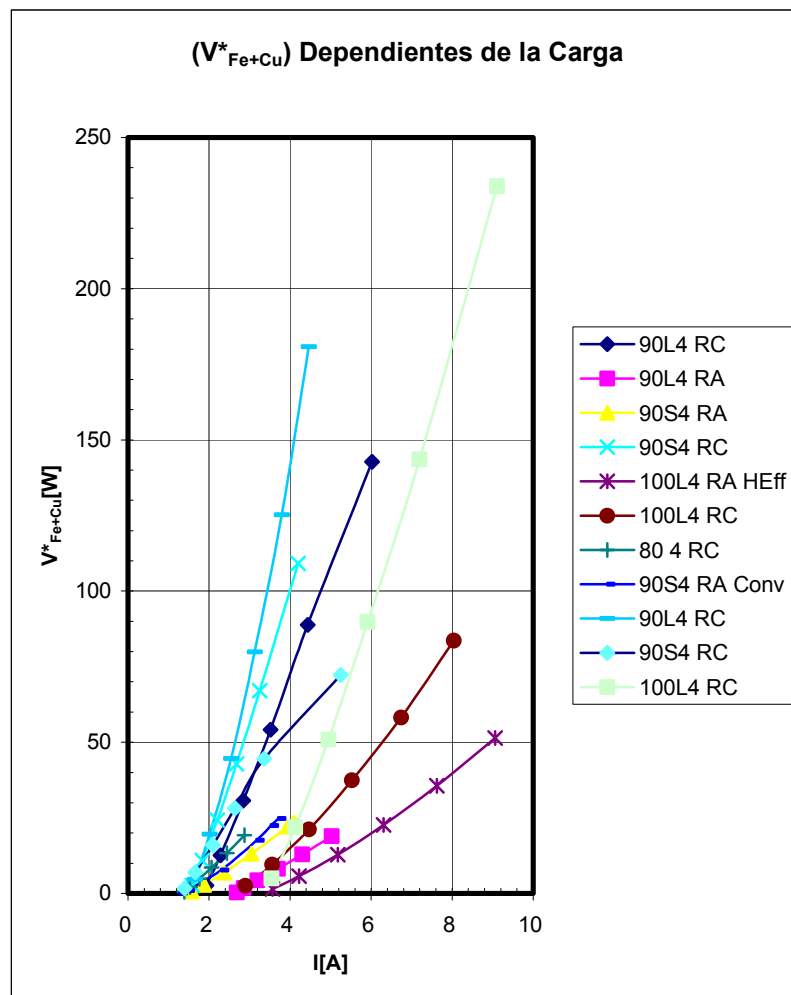


Figura 7.17.- Dependencia de las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  del tamaño motor y tipología ranura rotor en función de la corriente.



Tabla 7.12.- Resumen cálculos y ensayo motor IEC 90.

		1	2	3	4	5
<b>Datos Nominales</b>						
Tipo Motor		H90	H90	H90	H90	H90
Tensión	[V]	400,00	400,00	400,00	400,00	400,00
Tensión Fundamental		400,00	400,00	400,00	400,00	400,00
Conexión		Y	Y	Y	Y	Y
Frecuencia	[Hz]	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00
Corriente	[A]	3,08	3,06	3,08	3,15	3,19
Corriente Fundamental					3,15	3,19
Corriente Armonico modulada					0,32	0,32
Potencia	[W]	1783,00	1300,00	1724,00	1310,00	1816,00
Potencia Fundamental						
cosphi	--	0,847	0,838	0,823	0,840	
Velocidad	r.p.m.	1359,00	1354,00	1342,00	1317,00	1314,00
Torque	[N.m]	9,45	9,25	9,27	9,53	9,40
Schwich freq.	[kHz]	Sinusoidal	Sinusoidal	Sinusoidal	3000,00	3000,00
Resistencia	[Ohm]/20°C	7,1140	7,1140	7,1140	7,1140	7,1140
	[Ohm]/Caliente	9,2064	9,2064	8,5703	9,2064	8,9609
		CÁLCULO	CÁLCULO	ENSAYO	CÁLCULO	ENSAYO
Fecha		27.30.05	10.4.05	26.02.05	28.03.05	27.02.05
<b>Modelo Ranura Rotor</b>						
Superficie	[mm <sup>2</sup> ]	34,46	34,46	34,46	34,46	34,46
Longitud rotor	[mm]	90,00	90,00	90,00	90,00	90,00
<b>Vacio</b>						
Potencia Vacío	[W]	110,00		112,00		
Corriente Vacío	[W]	1,48		1,48		
cosphi Vacío	[W]	0,108		0,116		
<b>Carga</b>						
P1	[W]	1783,00	1777,50	1724,00	1783,00	1816,00
VCu1,1	[W]	255,00	258,00	243,43	274,05	273,56
VFe,1	[W]	34,00	44,00	48,10	44,00	48,10
VCu1,arm	[W]				2,74	2,74
VFe,arm	[W]				0,00	0,00
VCu2,arm	[W]				10,00	0,00
Varmónicas	[W]				12,74	2,74
%P2 o P1		0,50	1,38	1,04	1,04	1,04
V*Fe+Cu	[W]	7,00	18,00	18,00	18,00	18,00
VR	[W]	6,00	6,00	8,18	6,00	8,18
VCu2,1 Anillos	[W]					
VCu2,1 Ranuras	[W]					
VCu2,1	[W]	140,00	142,00	150,89	178,72	185,30
Total losses	[W]	440,00	468,00	468,59	520,77	535,87
P2	[W]	1340,00	1309,50	1255,41	1262,23	1280,13
P2 Directa	[W]	1344,77	1311,47	1302,65	1314,24	1293,22
Motor Efficiency	[%]	75,15	73,67	72,82	70,79	70,49
<b>Temperaturas</b>						
Devanado Estator 0'	[K]		72,20	72,20	79,65	86,20
Devanado Estator 30'	[K]					
Rotor	[K]		96,50	96,50	119,80	120,00
Carcasa	[K]		50,80	50,80	64,93	60,40
Cojinete DE	[K]					
Pérdidas Equivalente Estator	[K]	328,00	336,80		371,54	
Pérdidas Equivalente Rotor	[K]	201,25	209,10		259,58	
Pérdidas Equivalente Cojinete	[K]	204,60	211,20		269,93	
<b>Arranque</b>						
Potencia Arranque	[W]	6123,00				
Corriente Arranque	[A]	11,38				
Corriente Arranque/Nominal		3,74				
Par de Arranque	[Nm]	15,60				
Par Arranque/Nominal		1,65				
<b>Desidades de Corriente</b>						
Densidad Estator	[A/mm <sup>2</sup> ]	4,77				
Densidad Ranuras Rotor	[A/mm <sup>2</sup> ]	2,82				
Densidad Anillos CC	[A/mm <sup>2</sup> ]	1,32				

En la **columna número 2** se ha introducido el valor de las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga obtenidas del método MAA, para el caso de no utilizar convertidor. El valor ha aumentado a más que el doble pasando de 7 W a 18 W y en porcentaje pasa a tener más peso que las pérdidas mecánicas (Figura 7.20, Figura 7.21). También las pérdidas en el hierro han aumentado a 44 W, con valor ajustado a los ensayos. La consecuencia más directa es la disminución del rendimiento que se obtiene del cálculo. En la **columna número 1** el redimiendo del motor presentaba un valor de 75,15% pasando al 73,67% en la **columna núm. 2**.

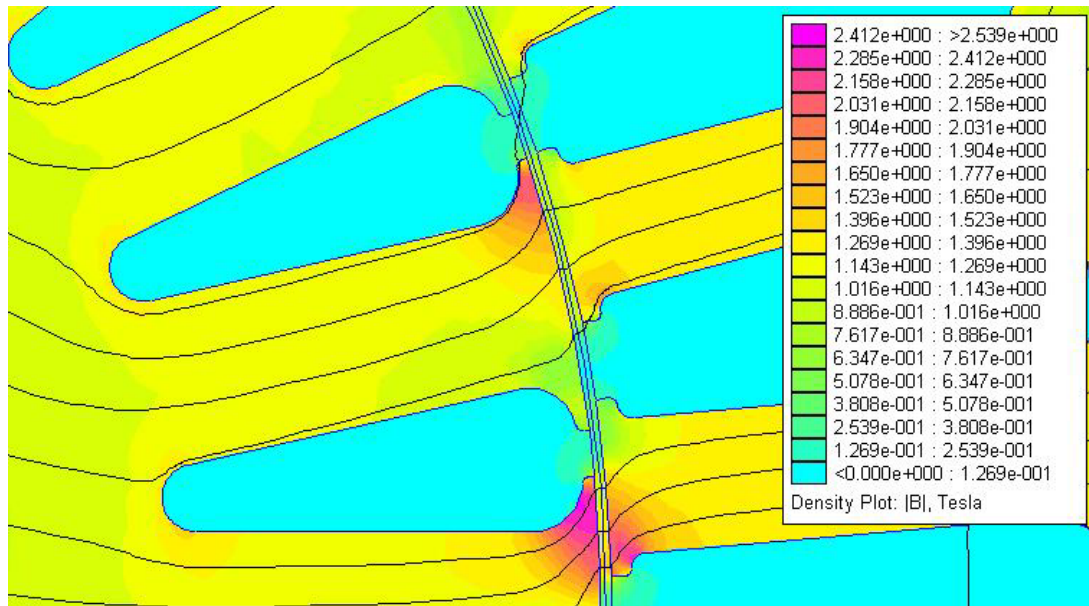


Figura 7.18.- Inducción en carga rotor ranura abierta.

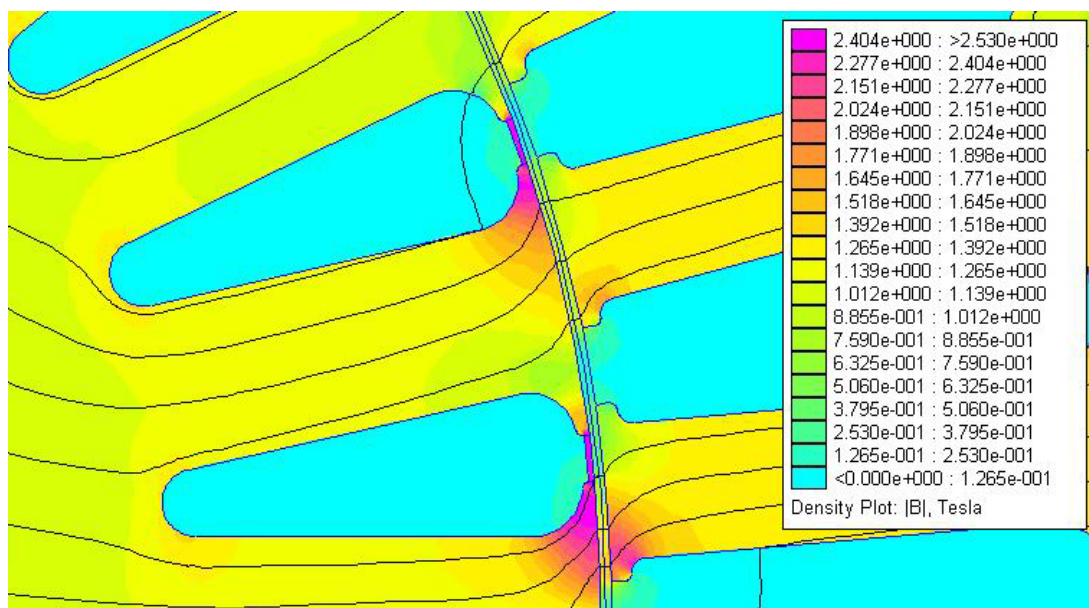


Figura 7.19.- Inducción en carga rotor ranura cerrada.

El programa analítico desarrolla un proceso iterativo, de forma que si la potencia mecánica obtenida es inferior a la requerida debido al aumento de pérdidas, este incrementa el valor de la potencia absorbida de partida para que el resultado de P2 sea el previsto.

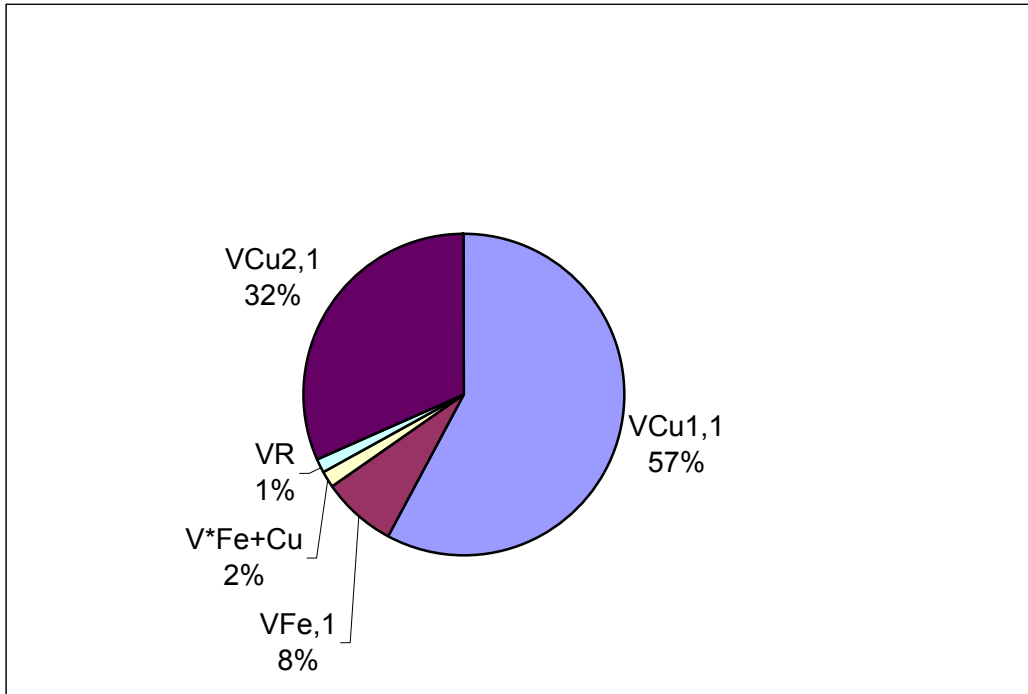


Figura 7.20.- Distribución pérdidas  $V^*_{Fe+Cu}$  coeficiente fijo, 0,5% P1.

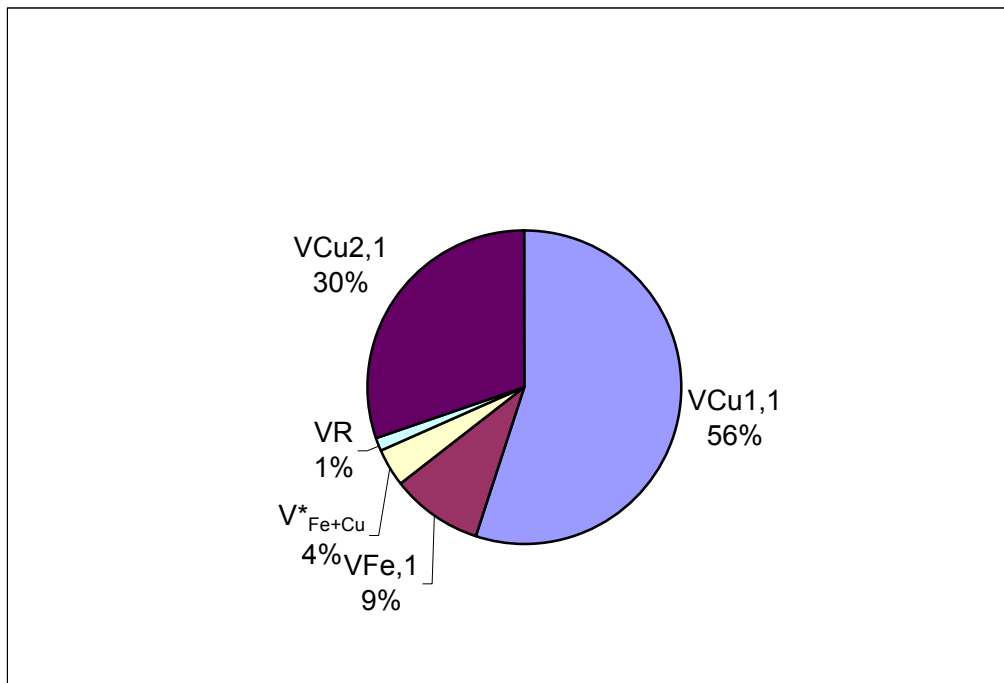


Figura 7.21.- Distribución pérdidas MAA  $V^*_{Fe+Cu}$  coeficiente ensayado.

En la **columna número 3** se muestra el resultado del ensayo del motor calculado con alimentación sinusoidal. Aunque la potencia que se esperaba en el eje tenía que ser de 1300W el valor obtenido de restar a la potencia eléctrica el conjunto de las pérdidas es de 1260 W, inferior al esperado. La potencia como lectura directa del par por la velocidad presenta una diferencia de 40 W aproximadamente respecto a la calculada. La medida directa de la potencia por el producto de par velocidad tiene errores que quedan eliminados mediante la linealización de las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga. En la Figura 7.17, se muestra la dependencia que presentan estas pérdidas en función del tipo de motor. Por ejemplo las diferencias de valores que existen entre rotores de ranura abierta o cerrada (Figura 7.18, Figura 7.19). Como se ha explicado en el método MAA, cuando se realiza el ajuste de carga y se consideran estas pérdidas ensayadas, se tuvo que subir la carga del motor, para que el resultado al final del calentamiento se acercase más a 1,3kW esperados.

En la **columna número 4**, se realiza el cálculo para alimentación con convertidor de frecuencia, para poder prever la temperatura de las diferentes partes importantes del motor: Incremento temperatura bobinado, incremento de temperatura carcasa y incremento de temperatura del rodamiento. En este nuevo cálculo se ha incluido las diferentes pérdidas armónicas no dependientes de la carga que se hayan podido calcular. Entre estas hay  $V_{Cuarm}$  (Pérdidas armónicas por efecto Joule en el bobinado del estator),  $V_{Fe,arm}$  (Pérdidas armónicas en el hierro),  $V_{Cu2,arm}$  (Pérdidas armónicas en el rotor). Al aumentar estas pérdidas debido al convertidor, la temperatura de la máquina aumentará. Para que el cálculo se asemeje a la realidad, el rotor ha de presentar una temperatura de cálculo semejante al valor de la realidad, ya que de lo contrario el valor de las revoluciones del rotor no sería el correcto y así tampoco las pérdidas en el rotor calculadas con el deslizamiento.

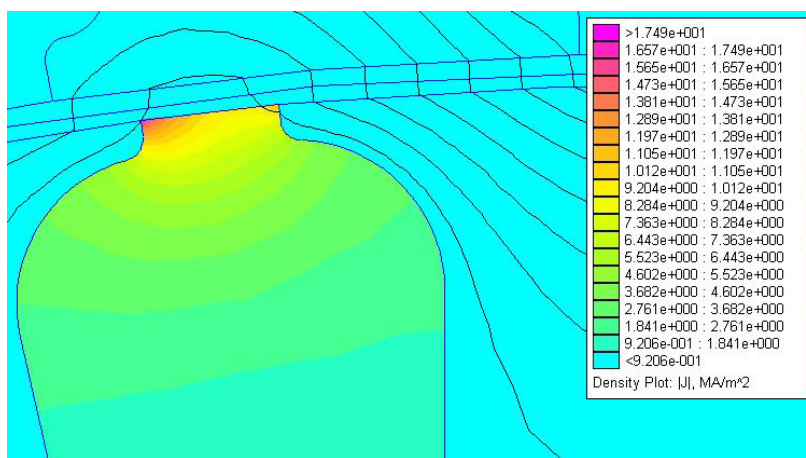


Figura 7.22.- Distribución corriente 1º Armónico 3000Hz.

Los valores de pérdidas armónicas de cálculo se obtienen del resultado de la simulación mediante elementos finitos (Figura 7.22). Las pérdidas equivalente para el cálculo del circuito térmico incluye también estas pérdidas que se suman con el correspondiente término de la onda fundamental. Por ejemplo donde se indica  $V_{Cu1}$  para el cálculo armónico se introduce la suma de  $V_{Cu1}+V_{Cu1arm}$ , análogamente se procede con  $V_{Fe}$  y con  $V_{cu2}$ .

Debido a la mayor temperatura inicial en el motor, este aumenta su deslizamiento, que para poder desarrollar la misma potencia mecánica como en el caso de alimentación sinusoidal hay que aumentar el par desarrollado, en consecuencia aumentará la corriente absorbida, con el consecuente aumento de todas las pérdidas que conlleva. El rotor pasa de tener un valor de 96,5 [K] de incremento a 119,8 [K] en el caso de alimentación por convertidor de frecuencia.

En la **columna número 5**, se presenta el resultado del ensayo del motor alimentado con convertidor de frecuencia con el resultado la separación de pérdidas y las temperaturas medidas.

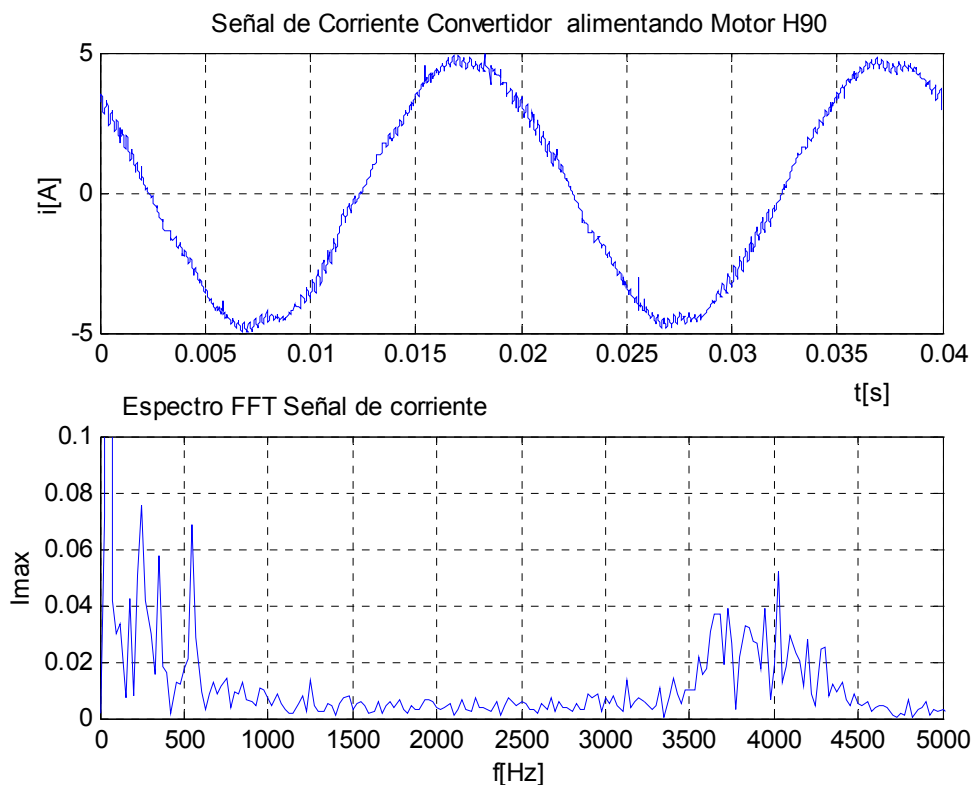


Figura 7.23.- Señal corriente temporal y desarrollo en Fourier detalle del 1º Armónico.

Tabla 7.13 Niveles de transformación Wavelets.

	Límite Superior	Límite inferior	Frecuencia Central	Puntos	Energía	Valor Eficaz
	[Hz]	[Hz]	[Hz]			[A]
nivel 1	50.000	25.000	33.333	2.034	3	0,03
nivel 2	25.000	12.500	16.667	1.051	2	0,02
nivel 3	12.500	6.250	8.333	560	6	0,03
nivel 4	6.250	3.125	4.167	314	65	0,11
nivel 5	3.125	1.563	2.083	191	10	0,03
nivel 6	1.563	781	1.042	130	83	0,04
nivel 7	781	391	521	99	99	0,07
nivel 8	391	195	260	84	102	0,10
nivel 9	195	98	130	76	462	0,18
nivel 10	98	49	65	72	50.130	1,98
nivel 11	49	24	33	70	45.817	1,85
nivel 12	24	12	16	69	26.068	0,69
nivel 13	12	6	8	69	60.360	1,01

Los valores previstos presentan una buena aproximación a los ensayados, pero no coinciden al 100% ya que no se ha realizado un ajuste particular de los coeficientes del modelo térmico. De la separación de pérdidas se puede apreciar que el aumento de la temperatura no es directamente proporcional al aumento de las pérdidas armónicas, sino que es consecuencia de que este pequeño aumento térmico, lleve al motor a otro estadio térmico provocando el aumento del deslizamiento. Esto conllevará aumento de corriente y consecuentemente un aumento considerable de las pérdidas  $V^*_{Fe+Cu}$  dependientes de la carga (Figura 7.26).

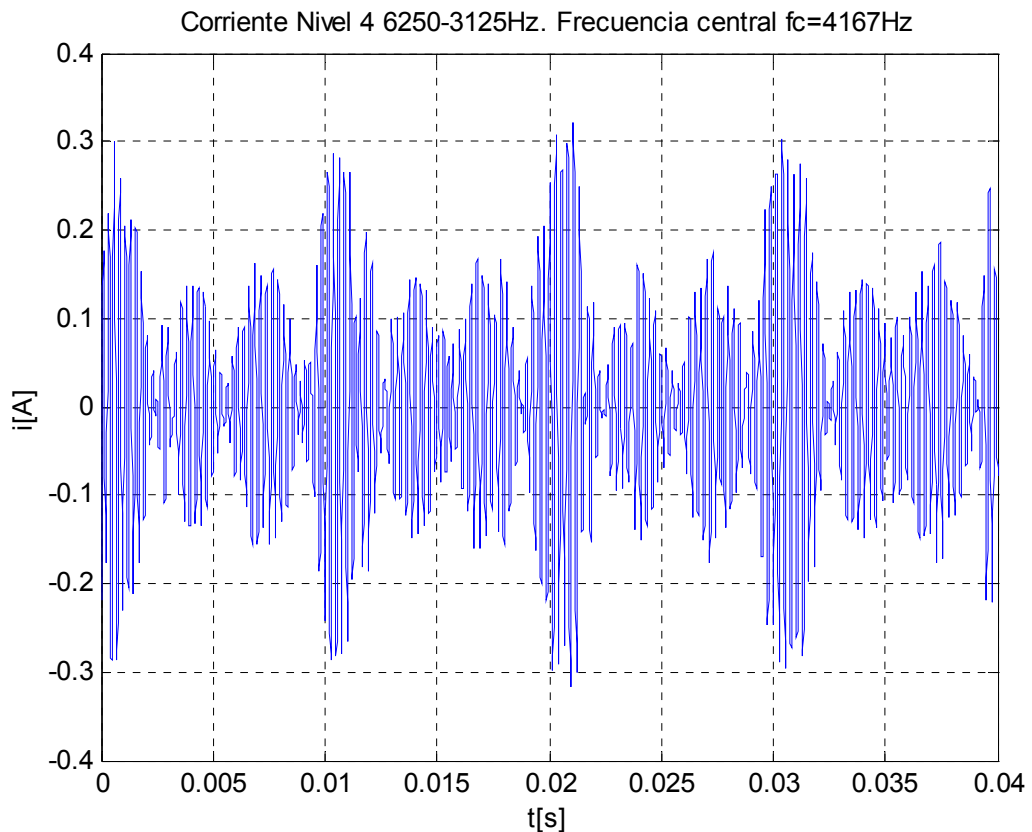


Figura 7.24.- Transformada inversa de Wavelets nivel 4.

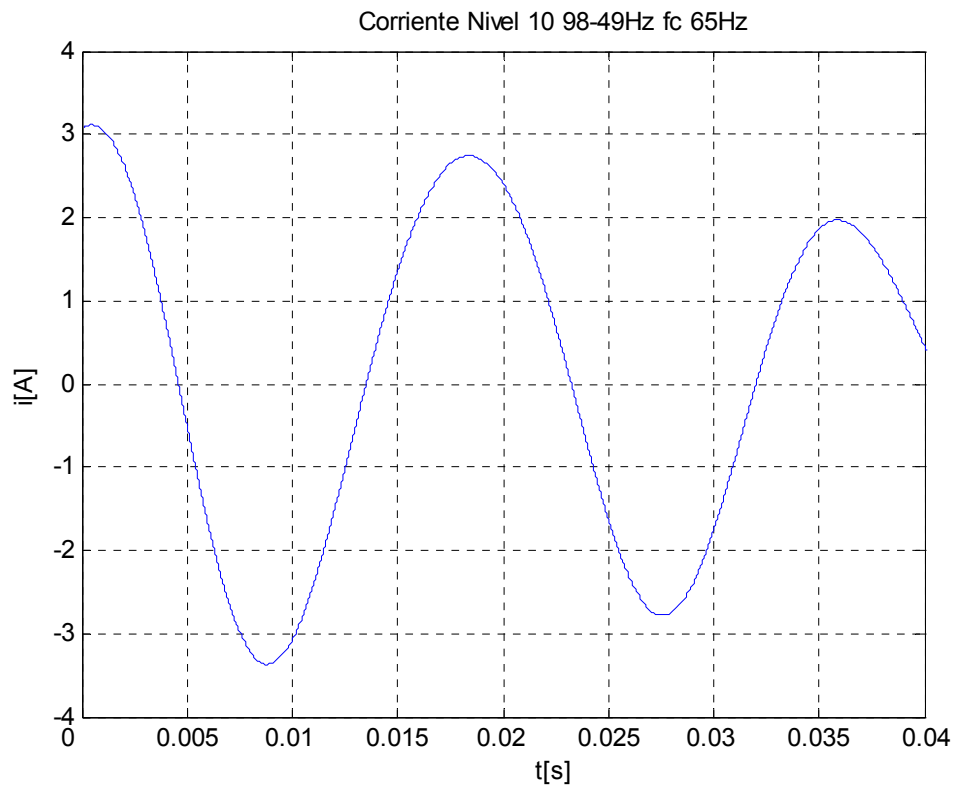


Figura 7.25.- Transformada inversa de Wavelets nivel 10.

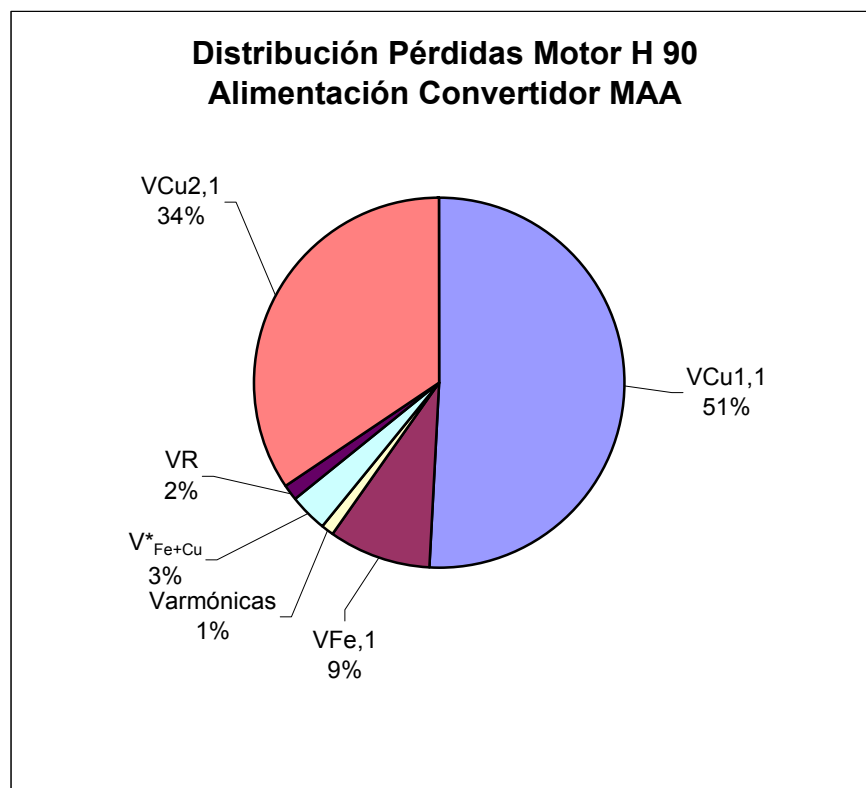


Figura 7.26.- Contribución pérdidas según MAA Motor IEC90 convertidor.



También cabe destacar que los valores medidos de potencia y corriente con el analizador de potencia presentan errores de lectura cuando evaluamos la amplitud los armónicos. En la Figura 7.24 se presenta que para las bandas analizadas según transformada de Wavelets los valores de corriente en el tiempo no presentan un valor sinusoidal de amplitud constante sino que aparecen picos de valor hasta 4 o cinco veces mayor que el valor medio. También se adjunta la tabla de frecuencias y energías donde se detecta los valores frecuenciales de mayor peso (). Esto implica que habrá que tomar amplitudes mayores de los armónicos que las que nos ofrece Fourier. En la Figura 7.26 se muestra el porcentaje de contribución de cada una de las componentes de pérdidas al total. La transformada inversa de Wavelets (Figura 7.25) para la señal de la fundamental o modulada de 50Hz, presenta una amplitud en el tiempo que no es constante. El problema radica en que se si tenemos interés en obtener correctamente los armónicos con transformada de Wavelets, mayores frecuencias, el tiempo de muestreo utilizado, no será óptimo para reproducir la fundamental. Para el nivel 10 y 11 hay muy pocos puntos y también en ambos niveles la frecuencia central no coincide con 50Hz.

### 7.3 Cálculo y ensayo motor tamaño IEC 225

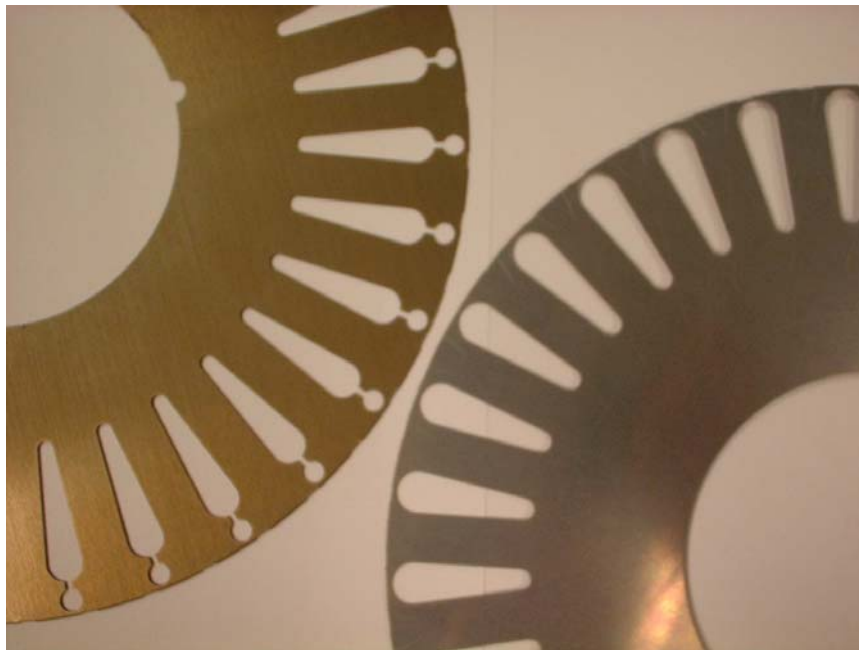


Figura 7.27.- Detalle de las chapas de las 2 tipologías del rotor construidas. Izquierda doble jaula(DC), derecha jaula simple (SC).





Figura 7.28.- Ensayo en laboratorio AEG motor tamaño IEC 225 4 polos.

### 7.3.1 Tipología de ranura 1, rotor con ranura de doble jaula (DC).

En la **columna número 1**, se presenta el cálculo del motor mediante el programa analítico con alimentación sinusoidal. Considerando que las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga son el 0,5% de la potencia cedida en el eje, el valor obtenido de estas pérdidas representan el 6,05% del total. Si se aplica este porcentaje al cálculo de las pérdidas en el ensayo, el valor de la P2 obtenida, (la potencia mecánica en el eje) tiene un valor muy diferente entre la potencia mecánica calculada y la medida por el método directo (determinada por el producto del par motor por la velocidad). Esta diferencia no se puede atribuir solamente al error de lectura del par ya que la medida de la velocidad es muy precisa. Entonces, ¿A que es debido que se obtenga tanta diferencia entre la potencia medida y la potencia calculada por separación de pérdidas? Además cabe destacar que cuanto más se aparte del punto nominal de trabajo, esta diferencia presenta un valor mayor. El valor se atribuirá a las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga no determinables en el ensayo de vacío.

En la **columna número 2**, el valor de las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  pasa a ser del 4,16% de la potencia cedida en el eje. Esto significa un valor del 33,7% del total de las pérdidas, pasando a ser la componente de pérdidas de mayor peso de todo el conjunto, con un porcentaje mayor que las mismas pérdidas por efecto Joule en el estator, por magnetización y por efecto Joule en el rotor (Figura 7.29). Aunque

## Capitulo 7 Construcción Prototipo y ensayo

**Tabla 7.14.- Resumen cálculos y ensayo motor IEC 225 con rotor DC tipología 1.**

		1	2	3	4	5	6
<b>Datos Nominales</b>							
Tipo Motor		H225	H225	H225	H225	H225	H225
Tensión	[V]	400,00	400,00	400,50	400,00	383,00	415,00
Tensión Fundamental		400,00	400,00	400,50	400,00	383,00	383,60
Conexión		D	D	D	D	D	D
Frecuencia	[Hz]	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00
Corriente	[A]	80,86	79,57	81,57	82,89	83,04	86,14
Corriente Fundamental		80,86	79,57	81,57	82,89	83,04	85,50
Corriente Armonico modulada						8,00	8,60
Potencia	[W]	45090	43000	43574	45380	43000,00	49156,00
Potencia Fundamental							49048,00
cosphi	--	0,871	0,88	0,862	0,881	0,880	0,860
Velocidad	r.p.m.	1470,50	1467,00	1472,20	1468,60	1463,40	1465,60
Torque	[N.m]	293,50	282,51	285,30	295,73	282,19	285,20
Schwich freq.	[kHz]	Sinusoidal	Sinusoidal	Sinusoidal	Sinusoidal	1900,00	1900,00
Resistencia	[Ohm]/20°C	0,1401	0,14	0,1401	0,1401	0,1401	0,1401
	[Ohm]/Caliente	0,1813	0,1978	0,1813	0,1813	0,1978	0,2086
		CÁLCULO	CÁLCULO	ENSAYO	CÁLCULO	CÁLCULO	ENSAYO
Fecha		24.03.05	03.04.05	05.07.02	01.04.05	03.04.05	05.09.02
<b>Modelo Ranura Rotor</b>							
Superficie	[mm <sup>2</sup> ]	169,69	169,69	170,50	169,69	170,50	170,50
Longitud rotor	[mm]	340,00	340,00	340,00	340,00	340,00	340,00
<b>Vacío</b>							
Potencia Vacío	[W]	1647,00	1737,00	1347,00	1713,00	1769,00	
Corriente Vacío	[W]	25,80	25,72	24,13	25,74	23,07	
cosphi Vacío	[W]	0,092	0,10	0,087	0,096	0,116	
<b>Carga</b>							
P1	[W]	48706,00	48602,07	48690,00	50590,00	48772,64	49156,00
VCu1,1	[W]	1185,00	1252,27	1206,35	1245,00	1363,88	1525,00
VFe,1	[W]	1072,00	1020,00	982,80	1025,00	939,00	939,00
VCu1,arm	[W]					12,66	15,43
VFe,arm	[W]					0,00	0,00
VCu2,arm	[W]					168,50	177,00
Varmónicas	[W]					181,16	192,43
%P2 o P1			4,16	3,71	4,16	4,160	3,800
V*Fe+Cu	[W]	225,00	1788,80	1806,40	1715,00	1788,80	1867,93
VR	[W]	325,00	255,00	258,80	256,00	258,80	258,00
VCu2,1 Anillos	[W]						
VCu2,1 Ranuras	[W]						
VCu2,1	[W]	914,00	976,00	861,82	978,00	1091,00	1070,80
Total losses	[W]	3714,00	5292,07	5116,16	5219,00	5622,64	5853,16
P2	[W]	45000,00	43310,00	43573,84	45380,00	43150,00	43302,84
P2 Directa	[W]	45192,85	43397,09	43981,01	45477,39	43241,55	43768,49
Motor Efficiency	[%]	92,39	89,11	89,49	89,70	88,47	88,09
<b>Temperaturas</b>							
Devanado Estator 0'	[K]			93,23			119,60
Devanado Estator 30'	[K]		89,88	89,88		98,11	114,60
Rotor	[K]		135,00	135,00		155,17	158,00
Carcasa	[K]			42,60			52,20
Cojinete DE	[K]		93,13	79,80		108,85	91,30
Pérdidas Equivalente Estator	[W]		2152,67		2148,70	2349,84	
Pérdidas Equivalente Rotor	[W]		1928,65		1912,00	2216,76	
Pérdidas Equivalente Cojinete	[W]		1634,45		1637,00	1910,41	
<b>Arranque</b>							
Potencia Arranque	[W]	138032,00	163298,00	139100,00	162056,00		
Corriente Arranque	[A]	498,70	444,70	596,62	458,40		
Corriente Arranque/Nominal		6,17	5,59	7,01	5,53		
Par de Arranque	[Nm]	532,80	430,00	581,60	451,57		
Par Arranque/Nominal		1,80	1,53	1,99	1,53		
<b>Desidades de Corriente</b>							
Densidad Estator	[A/mm <sup>2</sup> ]	4,77	4,70	4,82	4,89		
Densidad Ranuras Rotor	[A/mm <sup>2</sup> ]	2,82	2,79	2,76	2,91		
Densidad Anillos CC	[A/mm <sup>2</sup> ]	1,32	1,31	1,30	1,37		

pertenece a en una columna de cálculo, el porcentaje de las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  se tomará del ensayo MAA, ya que para un motor con esta tipología de rotor y estator todavía no existe una base de datos empírica. En el cálculo de las pérdidas por efecto Joule en el estator y en el rotor hay que tener en cuenta la temperatura esperada, de alejarse demasiado de esta temperatura, las pérdidas equivalentes para el modelo térmico no serán correctas (Figura 7.46). Comparando entre las **columnas número 1 y 2** se observa como el rendimiento disminuye prácticamente en dos puntos y además la potencia resultante calculada en el eje no es de 45kW, sino que se queda en 43kW.

En la **columna número 3** se presenta el ensayo sinusoidal con la correspondiente separación de pérdidas y registro de temperaturas significativas: bobinado, rotor, carcasa y rodamiento del lado del accionamiento. Análogamente a la columna 2, la potencia resultante en el eje se queda alrededor de los 43kW, valor muy similar al obtenido mediante la lectura directa de la potencia mecánica como producto del par por la velocidad. Las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga se han determinado por el método MAA, considerando que la alimentación es sinusoidal, cuyo valor porcentual representa 3,71% de la potencia absorbida. Este valor es unas 7 veces superior al considerado hasta la actualidad [19].

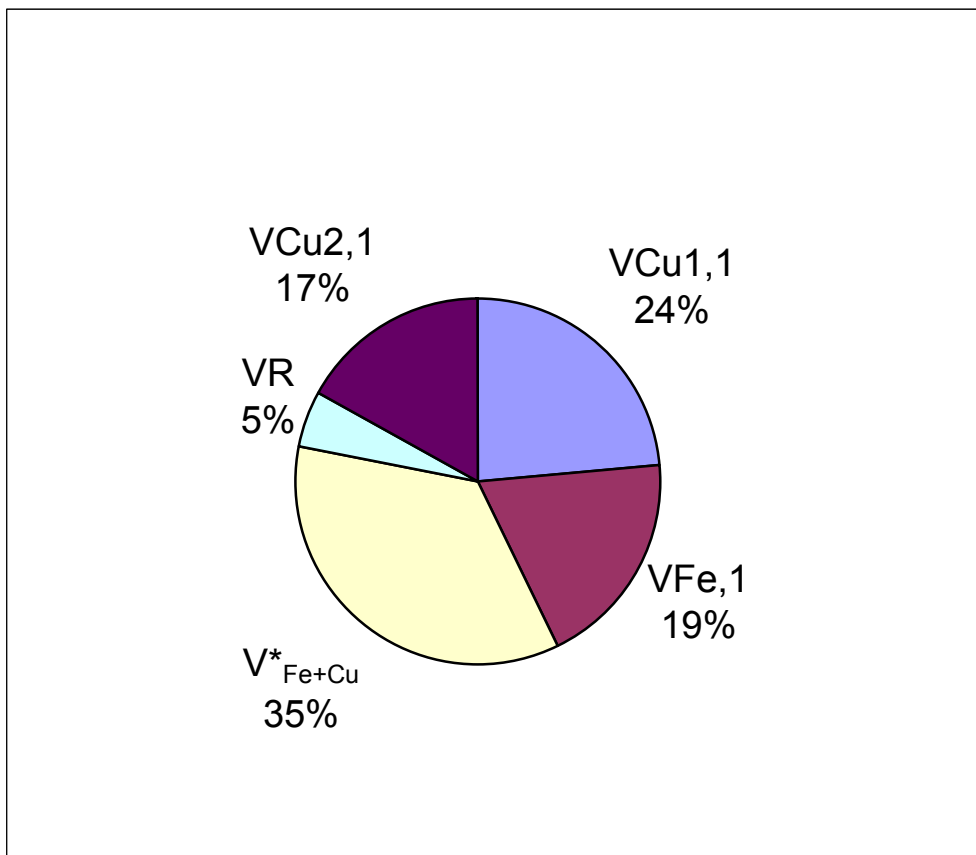


Figura 7.29.- Contribución pérdidas según MAA Motor IEC 225 4p DC Sinusoidal.

En la **columna número 4** se ha repetido el cálculo mediante el programa analítico con alimentación sinusoidal y 45kW de potencia mecánica. También en este caso se ha considerado el porcentaje real de las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga ascienden a 4,16% de la potencia cedida en el eje. En el desarrollo del programa analítico estas pérdidas no se pueden obtener como valor porcentual de la potencia absorbida (como es usual en la normativa) ya que estas pérdidas son una componente del sumatorio para obtener la potencia absorbida. Para obtener la potencia de 45kW cedida en el eje, la potencia eléctrica absorbida pasa del valor 48,6kW de la columna 3 a 50kW del presente cálculo. Resultado que implica una disminución del redimiendo que se había previsto.

En la **columna número 5** se realiza el cálculo para el motor en funcionamiento con convertidor de frecuencia con el rotor de la tipología 1 (Figura 7.30). Además de las pérdidas originadas por la señal fundamental, hay que añadir el cálculo de las pérdidas armónicas no dependientes de la carga. Se consideran las siguientes pérdidas: Pérdidas armónicas en el cobre del estator calculadas con la resistencia de continua para una temperatura determinada, las pérdidas en el hierro debido a los armónicos de campo y las pérdidas armónicas en el rotor originadas por el desplazamiento de la corriente en las ranuras mediante FEM (Figura 7.31). La suma de los tres valores se introduce en el programa analítico para que éste recalcule la potencia absorbida mediante iteración para cada punto de carga. Al igual que en el caso del motor tamaño IEC 90, el cálculo de las pérdidas equivalentes se realizará sumando las pérdidas armónicas respectivamente con cada componente de la fundamental. Cabe destacar que el cálculo no se ha realizado a 400V ya que la fundamental de la tensión del motor ensayado con el convertidor, alcanzaba solamente 383V. El resultado de las temperaturas calculadas indican si el motor puede funcionar dentro de los valores de la clase térmica asignada o se tendrá que aplicar una desclasificación. La temperatura obtenida del cálculo para el rotor es de 155 [K] de sobre-temperatura. Para el funcionamiento del rotor este valor, aunque elevado, no resulta un problema para su clase de aislamiento. El rotor está únicamente formado por chapas empiladas, de las cuales sus ranuras están inyectadas de aluminio formando la jaula de cortocircuito y puede soportar temperaturas de hasta 250°C sin problemas. Pero si que es preocupante el calor que el rotor pueda transmitir a través del eje a los rodamientos. El incremento de temperatura esperado es de 109 [K]. Para evaluar el buen funcionamiento de los mismos a este incremento de temperatura hay que sumarle la temperatura ambiente. Por ejemplo, con un ambiente de 30 °C el valor de temperatura absoluta de los rodamientos alcanzaría el valor de los 140 °C, siendo éste un valor excesivo para las grasas usuales de base lítica que presentarían un envejecimiento prematuro. El incremento de temperatura calculada para el bobinado es de 98 [K], este valor está por encima de los 80 [K] de la clase

asignada a este motor, lo que implica desclasificarlo a clase térmica F. Además de presentar en general una mayor temperatura, la potencia mecánica resultante calculada, como en los casos anteriores es inferior a la potencia asignada.

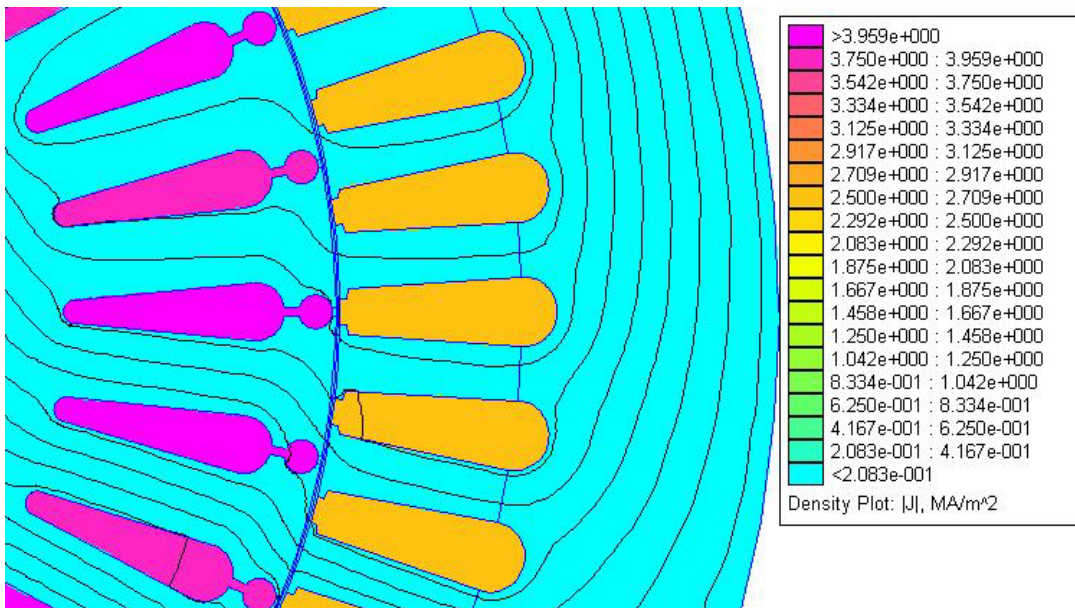


Figura 7.30.- Distribución corriente en rotor y estator fundamental IEC 225 4p DC.

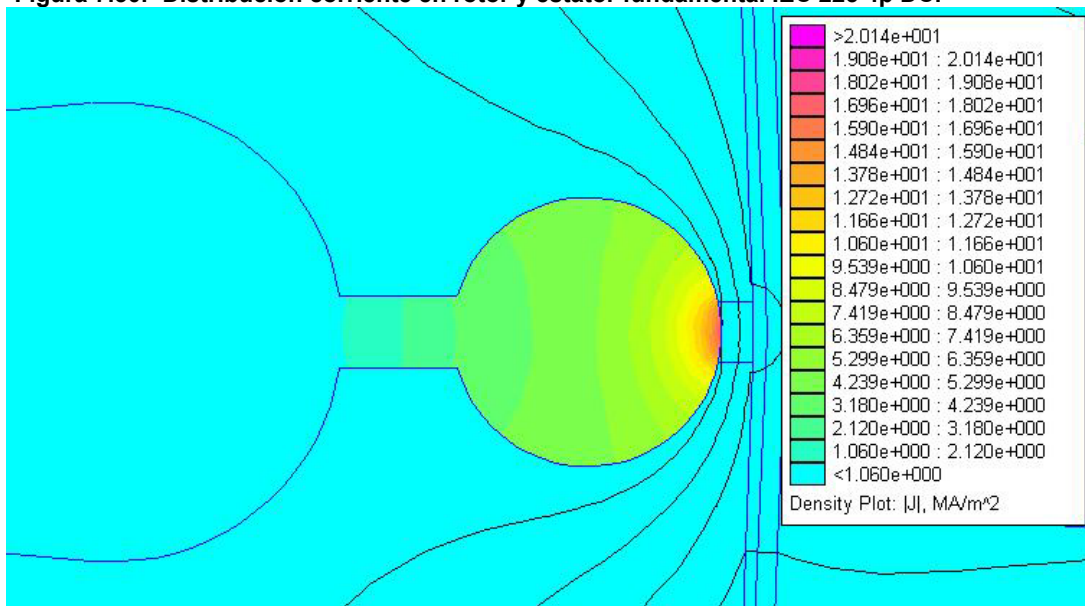


Figura 7.31.- Distribución corriente Armónico 1900Hz Motor IEC 225 4p DC.

En la **columna número 6** se realiza la separación de pérdidas mediante el método MAA para el motor alimentado por convertidor de frecuencia. El resultado del porcentaje de los diferentes valores de las pérdidas es muy semejante al obtenido en la fase de cálculo. Si para realizar la separación de pérdidas se toma la potencia de las pérdidas armónicas directamente del analizador de potencia, se introduce el error al trabajar con transformada de Fourier.

En el nivel 3 de la Tabla 7.15 de la Transformada inversa de Wavelets, la corriente alcanza un valor eficaz de 11,78 A, en cambio en el espectro obtenido del analizador de potencia para el mismo rango de frecuencias, presenta tan sólo un valor de 6,33 A (Figura 7.32).

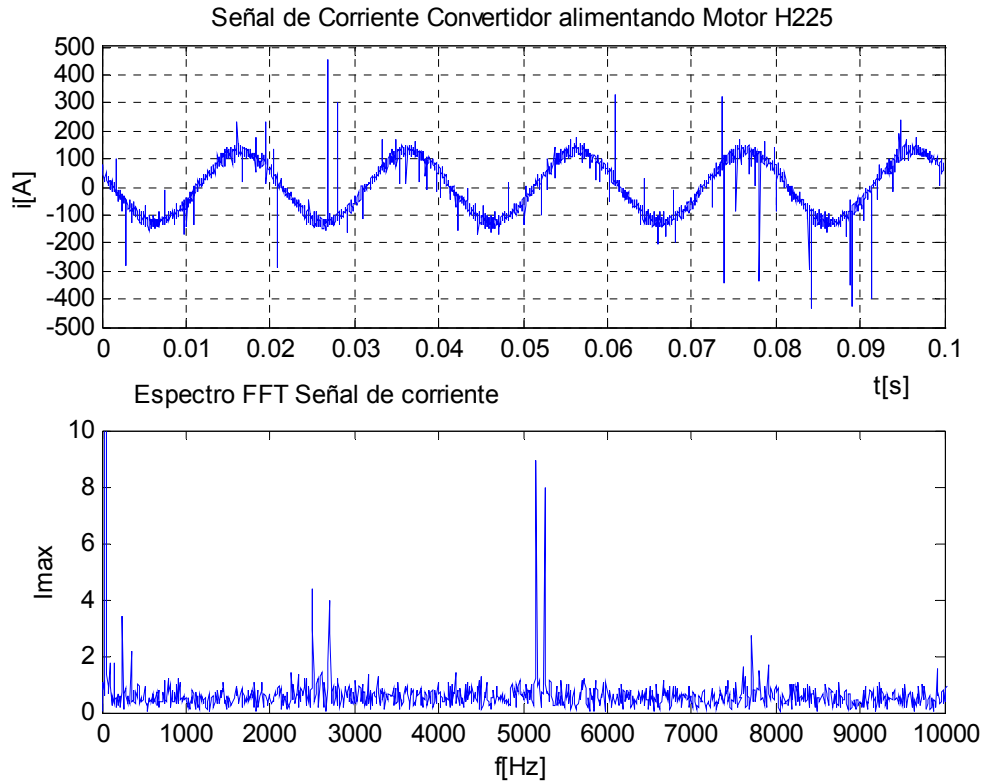


Figura 7.32.- Señal corriente temporal y desarrollo en Fourier armónicos portadora.

Respecto a los incrementos de temperaturas obtenidas en el ensayo, cabe destacar la diferencia del incremento de temperatura en el bobinado respecto al calculado. Las causas se puede atribuir a que el incremento de temperatura del rotor de 158 [K] difiere mucho de los valores usuales alrededor de 135 [K]. En este caso habría que corregir el parámetro que pondera el peso de las pérdidas del

Tabla 7.15 Niveles de transformación Wavelets IEC 225 4p DC.

	Límite Superior	Límite inferior	Frecuencia Central	Puntos	Energía	Valor Eficaz
	[Hz]	[Hz]	[Hz]			[A]
nivel 1	25.000,00	12.500,00	16.772,15	2.539,00	1.215.255,04	15,57
nivel 2	12.500,00	6.250,00	8.386,08	1.309,00	582.246,26	10,73
nivel 3	6.250,00	3.125,00	4.193,04	694,00	723.299,71	11,79
nivel 4	3.125,00	1.562,50	2.096,52	386,00	362.584,07	7,88
nivel 5	1.562,50	781,25	1.048,26	232,00	89.807,35	3,50
nivel 6	781,25	390,63	524,13	155,00	159.793,46	2,64
nivel 7	390,63	195,31	262,06	117,00	1.666.905,29	3,47
nivel 8	195,31	97,66	131,03	98,00	346.306,60	4,24
nivel 9	97,66	48,83	65,52	88,00	37.712.517,46	31,80
nivel 10	48,83	24,41	32,76	83,00	67.415.503,01	74,13
nivel 11	24,41	12,21	16,38	81,00	6.737.837,81	12,78
nivel 12	12,21	6,10	8,19	80,00	2.545.514,66	5,17
nivel 13	6,10	3,05	4,09	79,00	30.672.843,77	14,58



rotor en las pérdidas equivalentes del estator (Tabla 7.14). En las Figura 7.33- Figura 7.40, se muestran las señales de la corriente y el cálculo de  $V^*_{Fe+Cu}$ .

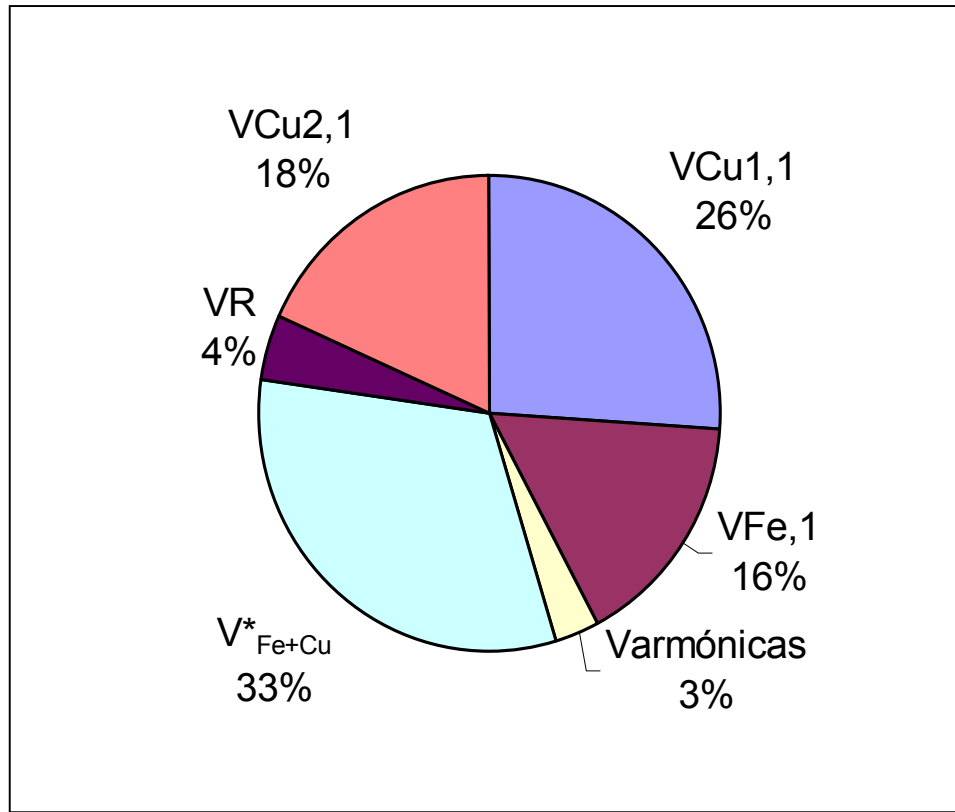


Figura 7.33.- Contribución pérdidas según MAA Motor IEC 225 4p DC Convertidor.

Corriente Nivel 1 25kHz-12,5kHz Frecuencia Central 16,77kHz

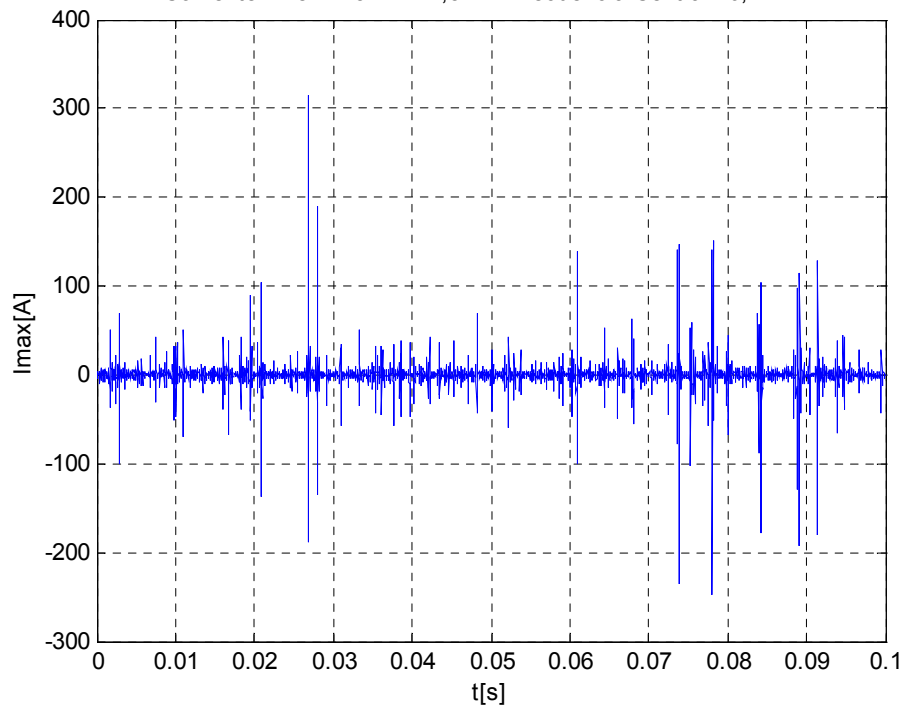


Figura 7.34.- Corriente Nivel 1 detección todos los pulsos .

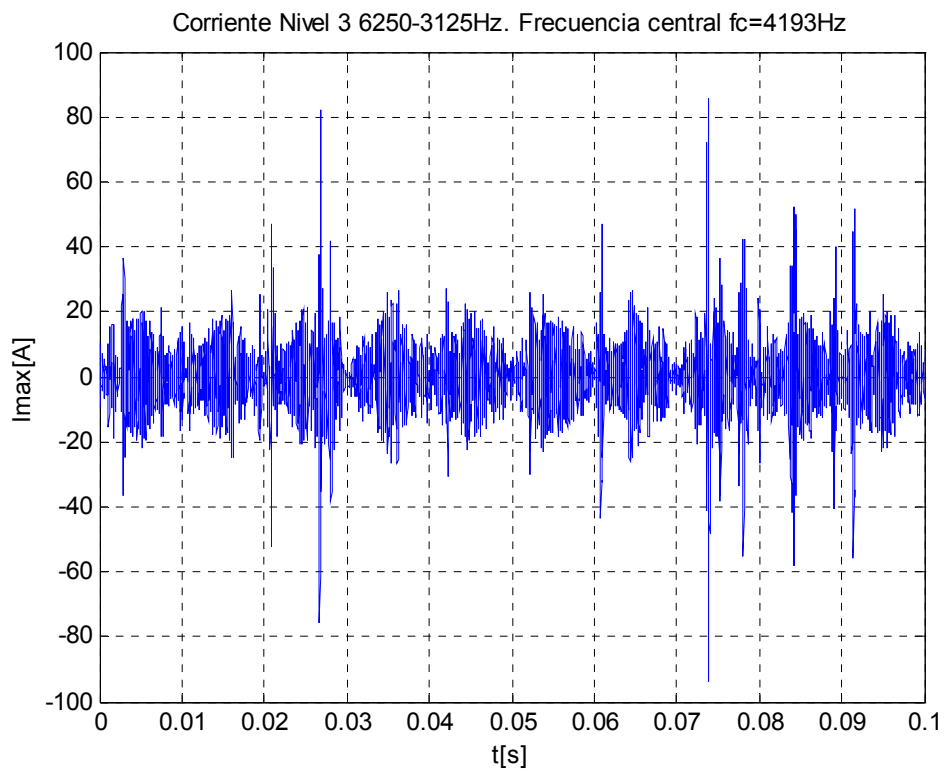


Figura 7.35.- Corriente Nivel 3 valor eficaz 11,79 A.

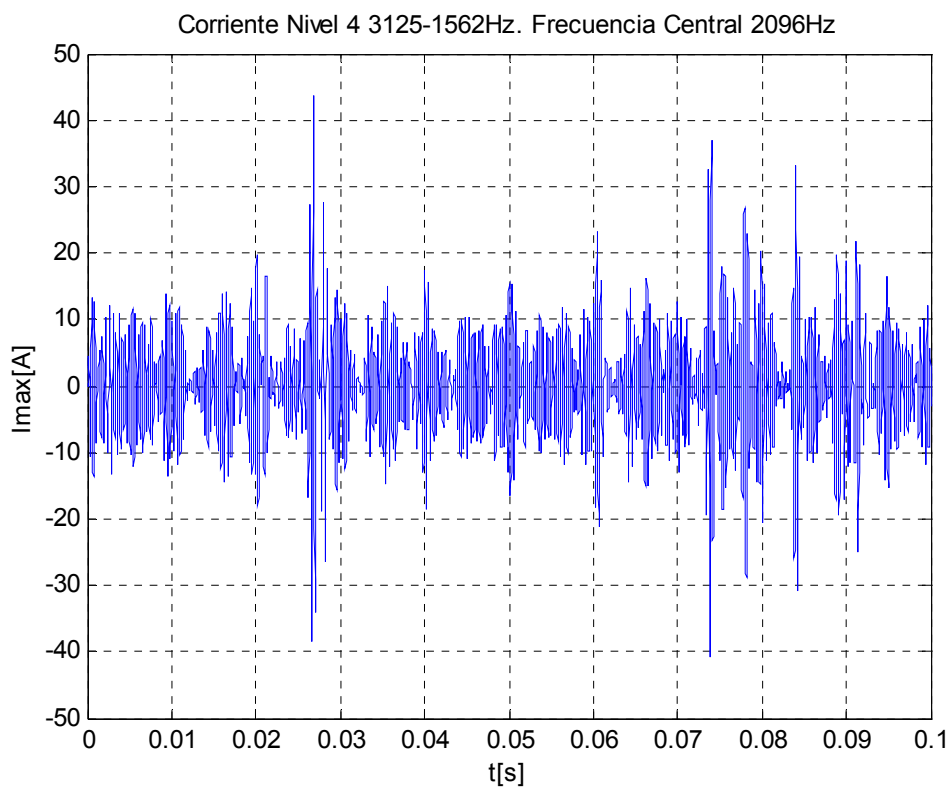


Figura 7.36.- Corriente Nivel 4 valor eficaz 7,88 A.



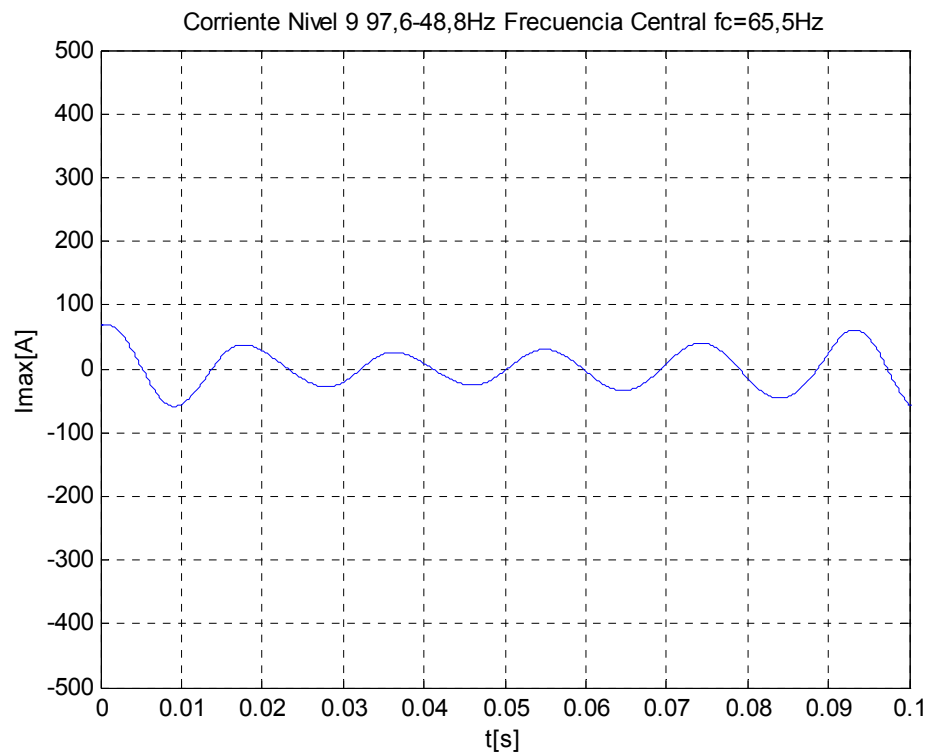


Figura 7.37.- Corriente Nivel 9 valor eficaz 31,8 A.

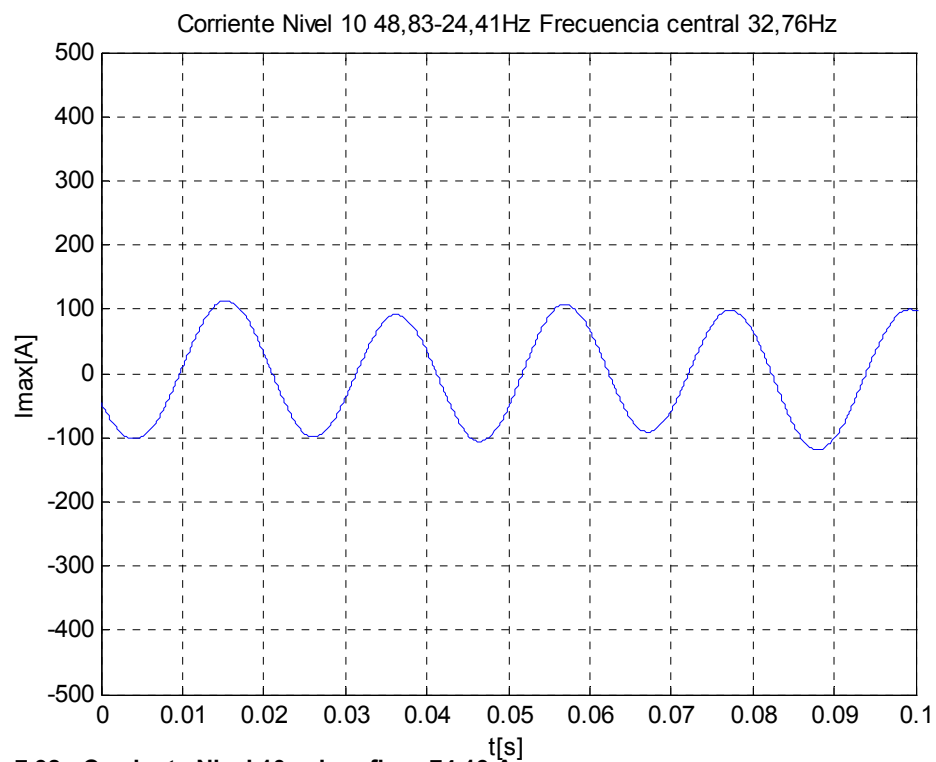


Figura 7.38.- Corriente Nivel 10 valor eficaz 74,13 A.

Tabla 7.16.- Rendimiento y separación de pérdidas de la curva de carga del motor según MAA.

Pos	Descripción		1	2	3	4	5	6
1	Temperatura Ambiente	[°C]	28,6	28,6	28,6	28,6	28,6	28,6
2	Temperatura Devanado	[°C]	117,4	117,4	117,4	117,4	117,4	117,4
3	Frecuencia	[Hz]	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0
4	Velocidad	[1/min]	1493,1	1487,0	1480,2	1472,2	1463,7	1453,7
5	Tensión	[V]	400,0	400,0	400,0	400,0	400,0	400,0
6	Corriente	[A]	30,49	45,16	64,42	85,39	110,18	138,22
7	P1	[W]	12771	24215	36428	48859	63320	76340
8	VFe,1	[W]	939,0	939,0	939,0	939,0	939,0	939,0
9	VCu1,1	[W]	177,7	389,8	793,3	1393,8	2320,5	3651,9
10	VCu2,1	[W]	53,6	198,4	458,0	862,1	1453,5	2214,9
11	Varmonicas	[W]	192,0	192,0	192,0	192,0	192,0	192,0
12	Vr	[W]	258,8	258,8	258,8	258,8	258,8	258,8
13	Par	[Nm]	71,2	143,3	214,6	285,7	356,8	428,1
14	Corr. Dinamométrica	[Nm]	-1,39	-1,39	-1,39	-1,39	-1,39	-1,39
15	Par corregido	[Nm]	69,8	141,9	213,2	284,3	355,4	426,7
16	P2 Directa	[Nm]	10916,0	22098,9	33050,2	43833,5	54478,7	64960,7
17	V*Fe+Cu/P1	[%]	0,877	1,912	2,869	3,804	4,587	5,484
18	V*Fe+Cu	[W]	112,1	463,0	1045,2	1858,6	2904,4	4186,6
19	Suma Pérdidas	[W]	1733,2	2441,1	3686,3	5504,3	8068,1	11443,2
20	P2	[W]	11037,8	21773,9	32741,7	43354,7	55251,9	64896,8
21	Rendimiento	%	86,43	89,92	89,88	88,73	87,26	85,01

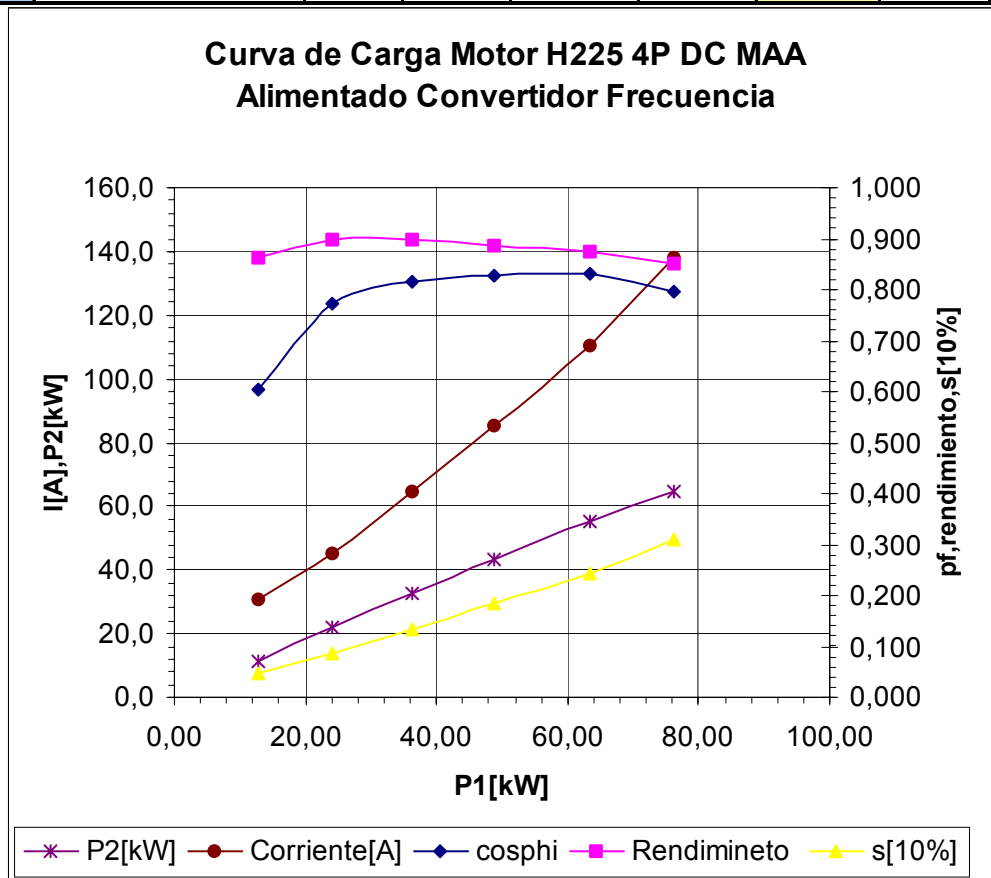


Figura 7.39.- Curva de Carga MAA Motor IEC 225 4p DC MAA.

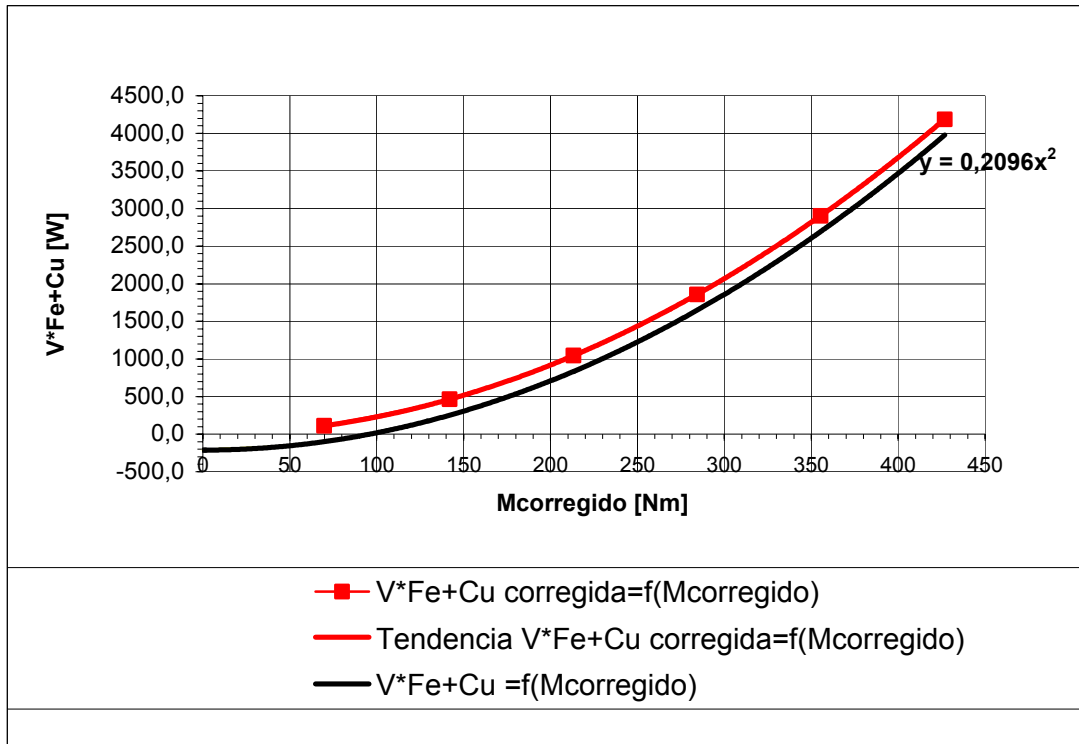


Figura 7.40.- Linealización pérdidas  $V^*_{\text{Fe+Cu}}$  Motor IEC 225 4p DC.

### 7.3.2 Tipología de ranura 2, rotor con ranura de jaula sencilla (SC)

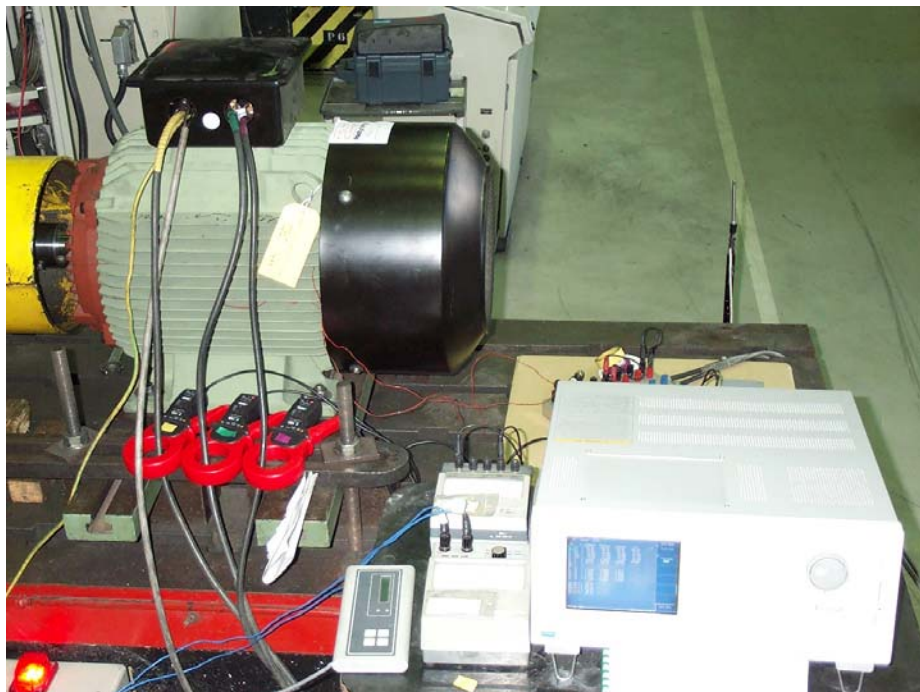


Figura 7.41.- Detalle instrumentos utilizados. Pinzas corriente alta precisión, pf < 0,02 30kHz.

En la **columna número 1**, al igual que con el motor con doble jaula, se realiza el cálculo en régimen sinusoidal considerando las pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$ , según se indican en la actual norma IEC, con el valor del 0,5% de la potencia absorbida. El motor con este tipo de ranura para desarrollar la misma potencia, presenta un consumo de corriente inferior que al obtenido en el motor doble jaula. La consecuencia inmediata es que el motor tiene un deslizamiento menor, generándose unas pérdidas en el rotor muy inferiores que el motor de doble jaula. La desventaja fundamental como ya se mostró en la optimización del motor H315 6 polos, es que la potencia en el arranque presenta un valor muy elevado, con el inconveniente que supone el sobre-dimensionamiento de la línea de alimentación en el caso que se tuviese que arrancar directamente a red. Para el caso de arranque con convertidor de frecuencia este valor no es preocupante ya que se arranca con deslizamientos bajos, controlando la corriente de arranque. Comparando las dos columnas número 1 de los dos tipologías DC con SC, también se aprecia que el rendimiento es mejor para esta tipología. La potencia mecánica obtenida por el cálculo considerando este valor tan bajo de pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga, cumple con el valor esperado de 45kW.

En la **columna número 2**, al igual que se procedió con el modelo de jaula doble al realizar el cálculo de la potencia mecánica con un valor más elevado de pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga (Figura 7.42, Figura 7.43), la potencia resultante se ha quedado en un valor inferior al esperado, para este caso en 44kW. Si que cabe notar que el valor está más cercano a la potencia asignada que el obtenido en la tipología 1.

En la **columna número 3**, se presenta el ensayo del motor de ranura sencilla alimentado con tensión sinusoidal para poderlo comparar con el ensayo realizado con el rotor con ranuras doble jaula. Durante ensayo de calentamiento se ha mantenido constante el par de 285,4 Nm obtenido en la tipología 1. El resultado es que este motor desarrolla una potencia mecánica mayor, ya que para el mismo par presenta un deslizamiento menor que el de la tipología 1. Esta velocidad tiene una dependencia directa con la temperatura que adquiere el rotor, que para este caso es un 20% inferior al que se tiene con el motor de doble jaula. La corriente absorbida se ha reducido de 81,6 A al valor de 78,4 A. El incremento de temperatura ha disminuido prácticamente 10 grados en el devanado y 20 grados en el rotor. Solamente analizando estas características se afirma que este motor tendrá unas mejores prestaciones con un mayor redimiendo que el motor de doble jaula. Cuando se alimente con convertidor de frecuencia la diferencia será mayor.

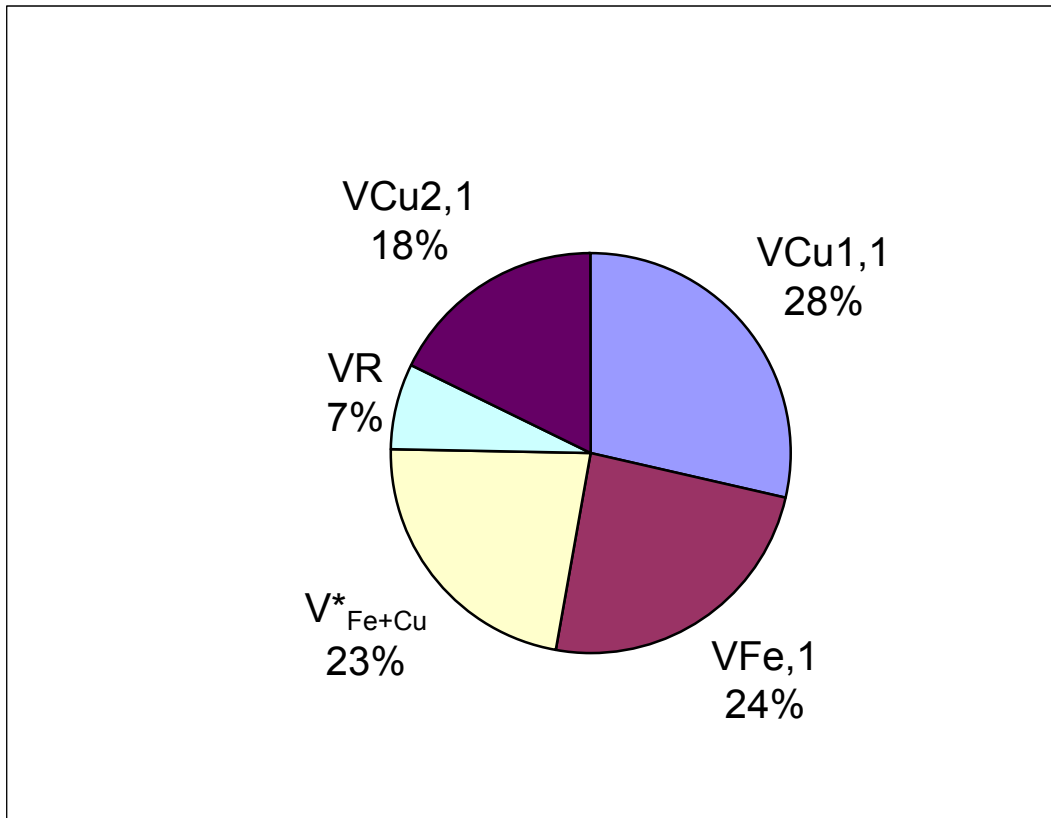


Figura 7.42.- Porcentaje de contribución pérdidas Motor H225 4p SC Sinusoidal.

En la **columna número 4**, se realiza el cálculo de la separación de pérdidas para el motor alimentado con tensión sinusoidal considerando que se alimenta a 400V. El resultado del cálculo ha de entregar una potencia mecánica de 45kW. El valor total de las pérdidas, aun habiendo aumentado en 1 kW respecto a la columna anterior, es inferior al indicado en la columna número 2 de la tipología 1.

En la **columna número 5**, se realiza el cálculo mediante alimentación con convertidor de frecuencia análogo a la tipología número 1. La señal de la fundamental de tensión es de 381V. Al tener unas pérdidas debidas al desplazamiento de la corriente y unas pérdidas  $V_{Fe+Cu}^*$  dependientes de la carga inferiores al de la tipología número 1, los valores de los incrementos de temperatura calculados en funcionamiento con convertidor, serán inferiores a los del motor de doble jaula (Figura 7.43, Figura 7.44 y Figura 7.45 ). Los incrementos de temperatura esperadas son de 85 [K] en el devanado del estator, 123 [K] en el rotor

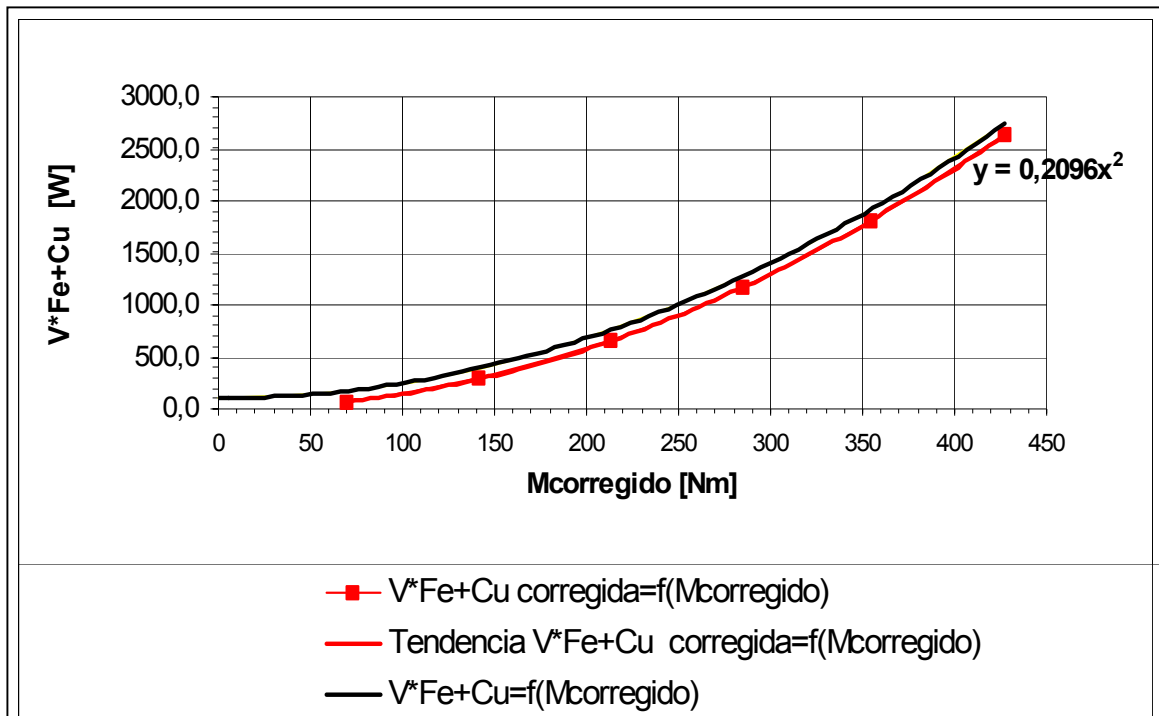


Figura 7.43.- Linealización pérdidas  $V^*Fe+Cu$  Motor H225 4p SC.

y 77 [K] en los rodamientos. Estos valores se han obtenido relacionando al igual que la tipología de la ranura 1, las pérdidas equivalentes del estator, del rotor y del rodamiento en el cálculo con señal sinusoidal, con las pérdidas equivalentes del cálculo de motor alimentado con convertidor de frecuencia. Los valores de las temperaturas de partida son los del ensayo de calentamiento sinusoidal.

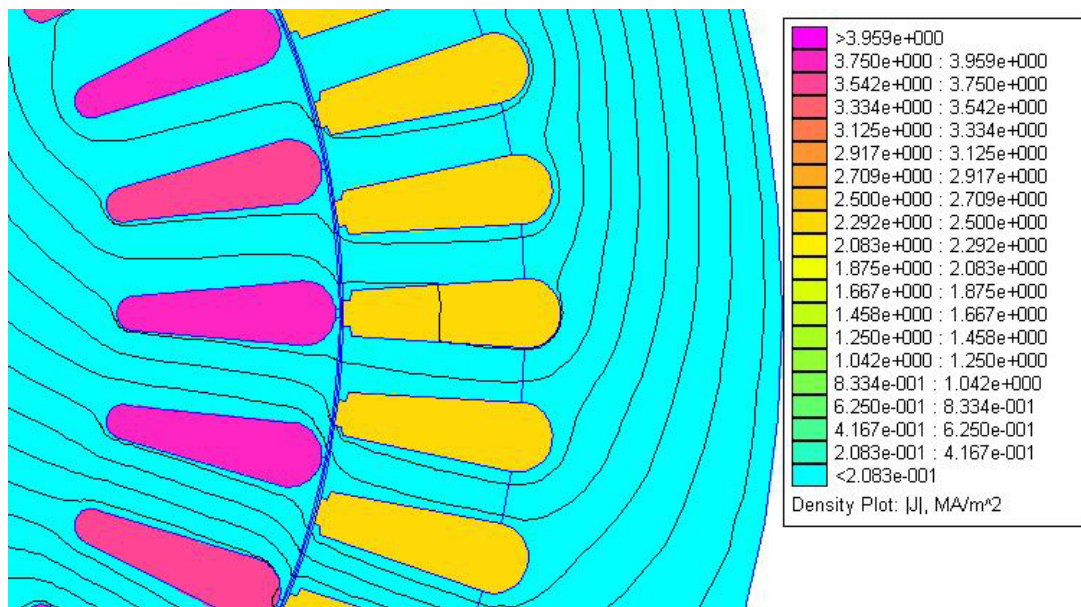


Figura 7.44.- Densidad corriente en ranuras rotor estator fundamental.

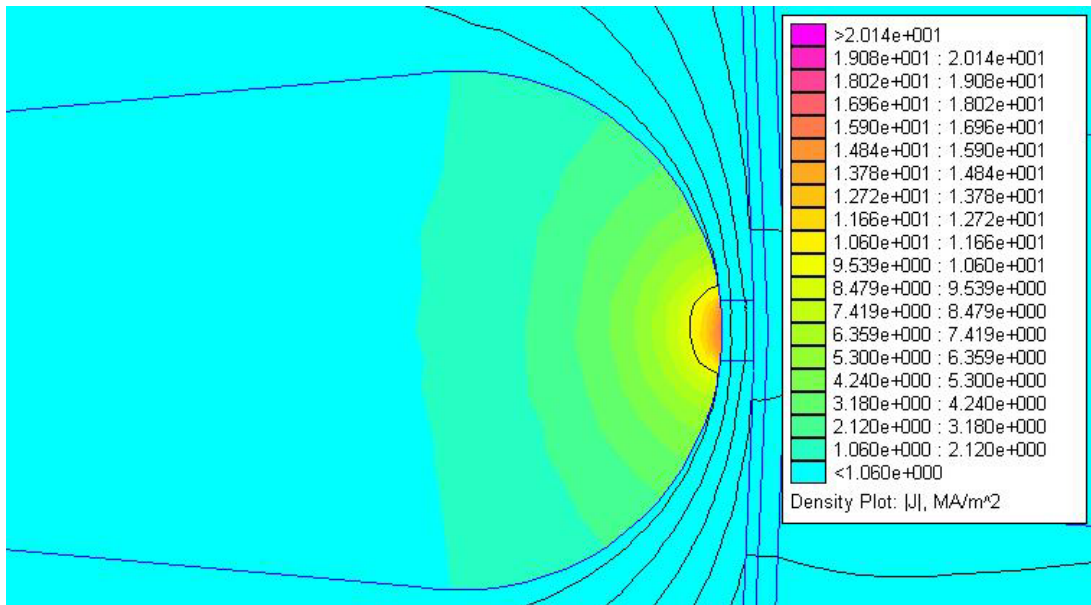


Figura 7.45.- Densidad corriente armónica 1900Hz en Motor H225 4p SC.

En la **columna número 6** del ensayo con convertidor de frecuencia, los valores de temperatura se asemejan mucho con los valores esperados calculados mediante las pérdidas equivalentes. En el resultado del ensayo es importante destacar que el incremento de temperatura de cada una de las partes del motor, en la alimentación con convertidor respecto a la alimentación sinusoidal, no es tan significativo como el obtenido con el motor de doble jaula en la tipología 1. Esta optimización ha conseguido que aun con la alimentación con convertidor los valores de los incrementos de temperaturas más significativos sean inferiores que los valores del ensayo sinusoidal obtenidos en la configuración con ranura de doble jaula. Por ejemplo la temperatura del rotor pasa del valor de 158 [K] en doble jaula a 120 [K] en la tipología de jaula sencilla. En ambos casos se han considerado tipologías de ranura cerrada.

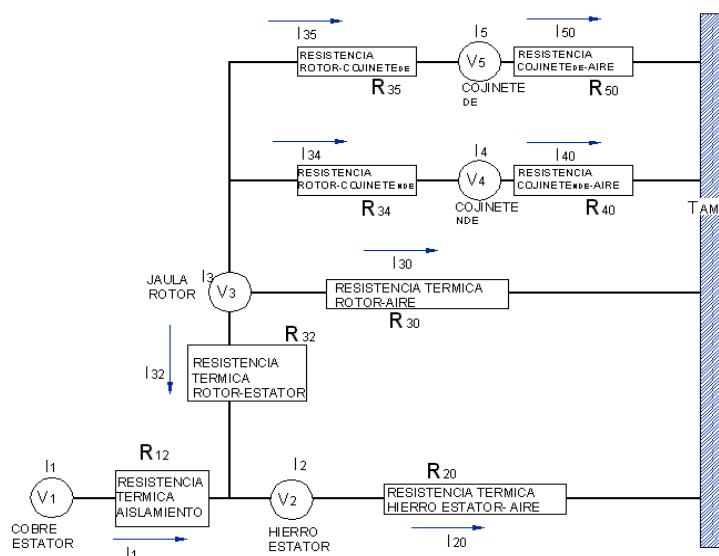


Figura 7.46.- Circuito térmico equivalente .

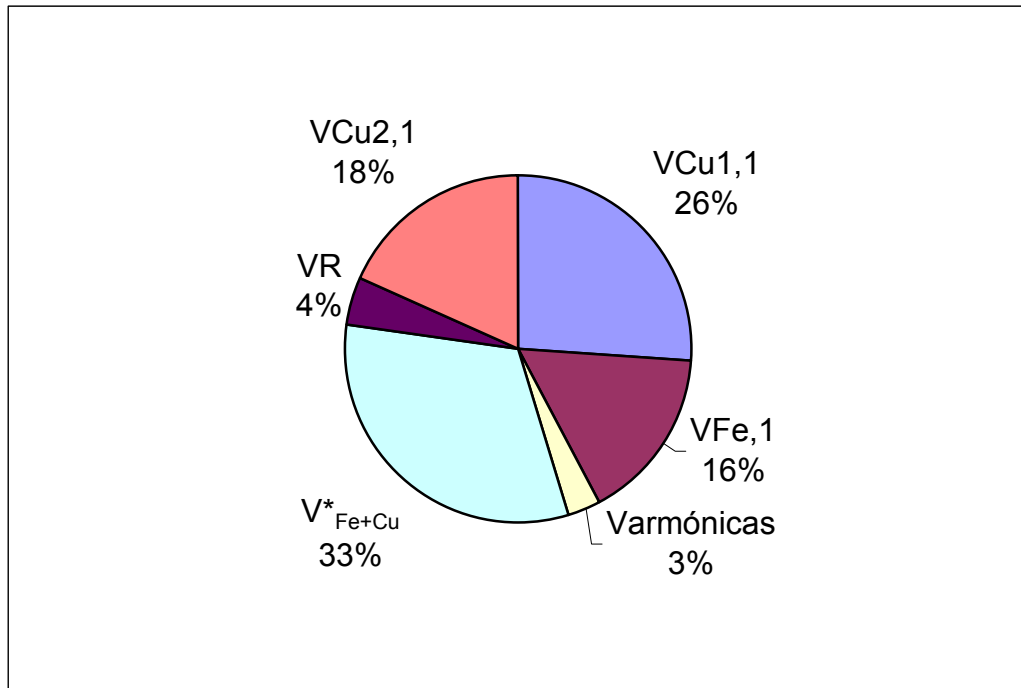


Figura 7.47.- Porcentaje de la contribución de las pérdidas MAA H225 4p DC Convertidor.

Tabla 7.17.- Rendimiento y separación de pérdidas de la curva de carga del motor según MAA.

Pos	Descripción		1	2	3	4	5	6
1	Temperatura Ambiente	[°C]	27,6	27,6	27,6	27,6	27,6	27,6
2	Temperatura Devanado	[°C]	120,0	120,0	120,0	120,0	120,0	120,0
3	Frecuencia	[Hz]	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0
4	Velocidad	[1/min]	1493,6	1487,9	1482,4	1476,5	1470,3	1463,3
5	Tensión	[V]	400,0	400,0	400,0	400,0	400,0	400,0
6	Corriente	[A]	30,25	43,96	61,84	81,49	102,79	125,69
7	P1	[W]	12379	24064	35906	48165	60796	74020
8	VFe,1	[W]	628,8	628,8	628,8	628,8	628,8	628,8
9	VCu1,1	[W]	176,2	372,2	736,5	1278,9	2034,9	3042,5
10	VCu2,1	[W]	49,4	186,1	405,2	724,4	1151,0	1721,4
11	Varmonicas	[W]	129,4	129,4	129,4	129,4	129,4	129,4
12	Vr	[W]	271,8	271,8	271,8	271,8	271,8	271,8
13	Par	[Nm]	71,8	142,9	214,3	286,1	356,6	428,9
14	Corr. Dinamométrica	[Nm]	-1,74	-1,74	-1,74	-1,74	-1,74	-1,74
15	Par corregido	[Nm]	70,1	141,2	212,6	284,4	354,9	427,2
16	P2 Directa	[Nm]	10957,8	21994,6	32997,7	43968,5	54638,8	65457,8
17	V*Fe+Cu/P1	[%]	0,572	1,195	1,816	2,423	2,989	3,558
18	V*Fe+Cu	[W]	70,8	287,6	652,1	1167,0	1817,4	2633,4
19	Suma Pérdidas	[W]	1326,4	1875,8	2823,7	4200,2	6033,2	8427,3
20	P2	[W]	11052,6	22188,2	33082,3	43964,8	54762,8	65592,7
21	Rendimiento	%	89,28	92,20	92,14	91,28	90,08	88,61



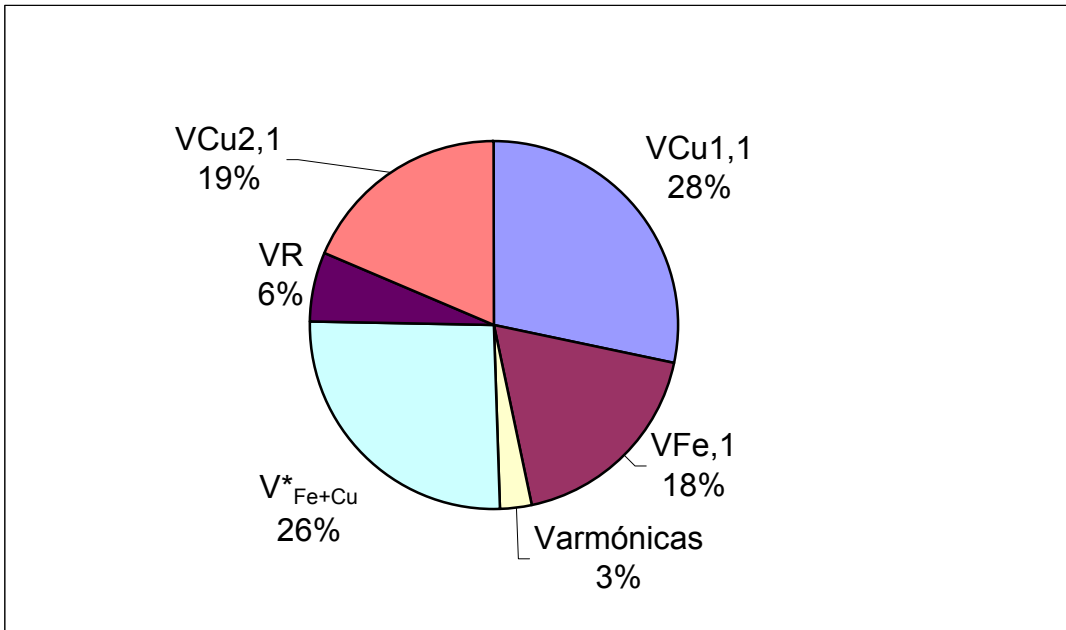


Figura 7.48.- Porcentaje de la contribución de las pérdidas MAA H225 4p SC Convertidor.

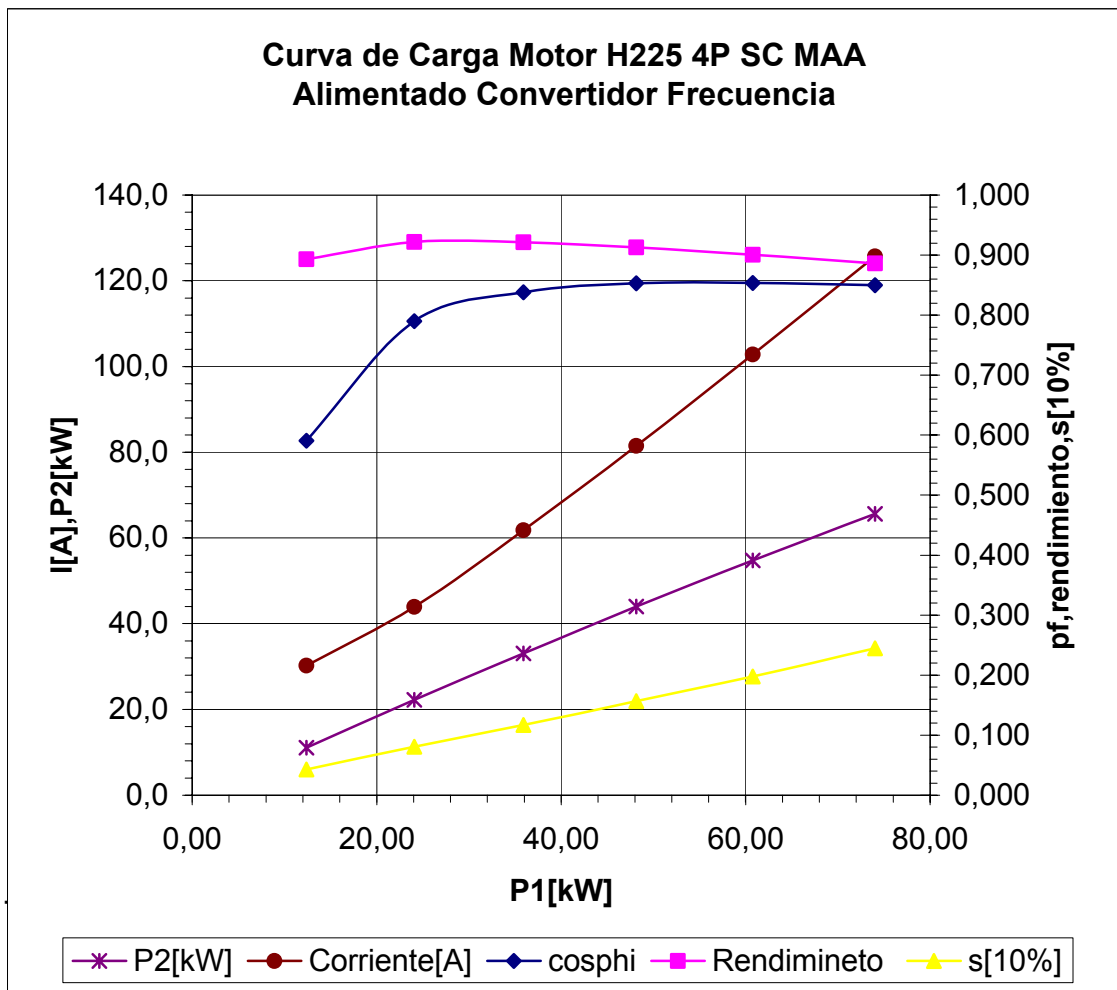


Figura 7.49.- Porcentaje de la contribución de las pérdidas MAA H225 4p SC Convertidor.

Tabla 7.18. Resumen cálculos y ensayo motor IEC 225 con rotor SC tipología 2.

		1	2	3	4	5	6
<b>Datos Nominales</b>							
Tipo Motor		H225	H225	H225	H225	H225	H225
Tensión	[V]	400,00	400,00	400,40	400,00	381,10	415,80
Tensión Fundamental		400,00	400,00	400,40	400,00	381,10	381,10
Conexión		D	D	D	D	D	D
Frecuencia	[Hz]	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00
Corriente	[A]	79,00	77,64	78,38	79,48	81,28	81,75
Corriente Fundamental		79,00	77,64	78,38	79,48	81,28	81,17
Corriente Armonico modulada						7,90	8,17
Potencia	[W]	45200,00	44000	44106	45000,00	44000	48293,00
Potencia Fundamental							48014,00
cosphi	--	0,891	0,899	0,883	0,900	0,908	0,880
Velocidad	r.p.m.	1472,30	1470,90	1477,50	1471,90	1468,10	1472,50
Torque	[N.m]	293,74	287,10	285,40	294,73	287,66	285,90
Schwich freq.	[kHz]	Sinusoidal	Sinusoidal	Sinusoidal	Sinusoidal	1900,00	1900,00
Resistencia	[Ohm]/20°C	0,1401	0,1401	0,1401	0,1401	0,1401	0,1401
	[Ohm]/Caliente	0,1813	0,1923	0,1813	0,1813	0,1868	0,1934
		CÁLCULO	CÁLCULO	ENSAYO	CÁLCULO	CÁLCULO	ENSAYO
Fecha		25.03.05	03.04.05	09.09.02	03.04.05	03.04.05	06.09.02
<b>Modelo Ranura Rotor</b>							
Superficie	[mm <sup>2</sup> ]	178,54	178,54	179,94	179,95	179,94	179,94
Longitud rotor	[mm]	340,00	340,00	340,00	340,00	340,00	340,00
<b>Vacio</b>							
Potencia Vacío	[W]	1610,00	1630,00	1319,00	1627,00	1476,00	
Corriente Vacío	[W]	25,34	25,42	23,75	25,43	22,54	
cosphi Vacío	[W]	0,092	0,093	0,084	0,092	0,101	
<b>Carga</b>							
P1	[W]	48796,00	48150,74	48010,00	49222,00	48754,19	48293,00
VCu1,1	[W]	1131,00	1159,14	1113,84	1145,00	1234,08	1274,18
VFe,1	[W]	1064,00	1046,00	948,00	1046,00	945,00	828,00
VCu1,arm	[W]					11,66	12,91
VFe,arm	[W]					0,00	0,00
VCu2,arm	[W]					116,45	116,45
Varmónicas	[W]					128,11	129,36
%P2 o P1			1,84	1,84	2,00	2,65	2,42
V*Fe+Cu	[W]	225,00	809,60	882,42	900,00	1166,00	1168,69
VR	[W]	326,00	257,00	271,00	258,00	255,00	271,00
VCu2,1 Anillos	[W]					89,85	
VCu2,1 Ranuras	[W]					799,99	
VCu2,1	[W]	857,00	879,00	689,22	873,00	966,00	846,83
Total losses	[W]	3597,00	4150,74	3904,49	4222,00	4694,19	4518,06
P2	[W]	45200,00	44140,00	44105,51	45340,00	44060,00	43774,94
P2 Directa	[W]	45285,17	44219,41	44154,82	45425,45	44221,32	44082,49
Motor Efficiency	[%]	92,62	91,67	91,87	92,11	90,37	90,64
<b>Temperaturas</b>							
Devanado Estator 0'	[K]			81,18			92,40
Devanado Estator 30'	[K]		84,91	77,80		85,30	89,06
Rotor	[K]		110,23	112,00		123,17	120,00
Carcasa	[K]			36,50			36,50
Cojinete DE	[K]		74,66	71,70		77,39	74,70
<b>Pérdidas</b>							
Pérdidas Equivalente Estator	[W]		2033,74			2042,98	
Pérdidas Equivalente Rotor	[W]		1574,73			1759,69	
Pérdidas Equivalente Cojinete	[W]		1529,23			1585,02	
<b>Arranque</b>							
Potencia Arranque	[W]	233455,00					
Corriente Arranque	[A]	746,50					
Corriente Arranque/Nonimal		9,44					
Par de Arranque	[Nm]	711,00					
Par Arranque/Nominal		2,42					
<b>Desidades de Corriente</b>							
Densidad Estator	[A/mm <sup>2</sup> ]	4,66					
Densidad Ranuras Rotor	[A/mm <sup>2</sup> ]	2,65					
Densidad Anillos CC	[A/mm <sup>2</sup> ]	1,31					

## 8 Conclusiones

Para conseguir un redimiendo óptimo en los motores de inducción trifásicos alimentados con convertidor de frecuencia, se requiere que tengan un diseño especial para esta aplicación. No es suficiente considerar que tengan un diseño del dieléctrico que soporte los altos valores  $du/dt$ , sino, como se ha mostrado en la presente tesis, requieren de un diseño específico tanto de los circuitos eléctricos como los magnéticos. Los motores resultantes de los diseños propuestos cumplen con los requisitos mecánicos, eléctricos y térmicos deseados y produce un ahorro de los materiales a emplear en su construcción.

Lo anteriormente expuesto es posible mediante una serie de métodos incorporados en esta tesis, a :

- la aplicación de la transformada Wavelets en la evaluación en el tiempos la amplitud de los armónicos generados por los convertidores de frecuencia.
- La sistematización de la evaluación de las pérdidas y su distribución, utilizando el método de los elementos finitos (FEM).
- El desarrollo de un método experimental MAA basado en el análisis armónico que permite la determinación de la suma de las pérdidas del hierro y del cobre dependientes de la carga.
- Y a las propuestas de optimización para reducir las pérdidas como en el diseño de nuevas ranuras rotóricas.

Contrariamente, los motores Standard diseñados para alimentación por red sinusoidal trifásica, cuando se utilizan en aplicaciones de variación de velocidad con convertidor de frecuencia ( Ejemplo del motor IEC 225 de 4 polos de doble jaula) se han de someter a una disminución de la potencia asignada para poder cumplir con la clase térmica correspondiente. El resultado del conjunto motor-convertidor no es óptimo y se estarán creando accionamientos eléctricos poco eficientes.

## 9 Aportaciones, recomendaciones y futuras líneas de investigación

La presente tesis ha realizado las siguientes aportaciones:

1. La aplicación de la transformada “Wavelets” al análisis de la señal que alimenta el motor de inducción permitiendo la obtención de las frecuencias y las amplitudes, de la tensión y de la corriente de la señal fundamental y de sus armónicos, lo que ha permitido solventar los problemas que presentaba la transformada rápida de Fourier.
2. Evaluación del origen de las pérdidas y su distribución en los motores alimentados con convertidor de frecuencia. A tal fin, se emplea el método de los elementos finitos para evaluar las pérdidas armónicas (el desplazamiento de la corriente en los conductores del rotor y las pérdidas en el hierro) y un método experimental basado en el análisis armónico (MAA) que permite la determinación de las pérdidas dependientes de la carga en el hierro y en el cobre.
3. La aplicación de modificaciones en la máquina para disminuir las pérdidas donde se originan [18] y su validación experimental. Con este fin, se han diseñado nuevas ranuras rotóricas que disminuyen el fenómeno del desplazamiento de la corriente, se han transformado de ranuras abiertas en ranuras cerradas, se ha utilizado de chapa magnética de bajas pérdidas.

Se recomienda que la metodología seguida en esta tesis se aplique en todos los nuevos diseños y ensayos de motores que se hayan de alimentar con convertidor de frecuencia [23], de forma que al igual que se hizo con los motores alimentados por red sinusoidal, se cree una base de modelos que permita, de una forma rápida y sin necesidad de utilizar grandes potencias de cálculo, la previsión del comportamiento del motor.

Como futuras líneas de investigación se proponen las siguientes:

- a) Desarrollo de instrumentos de medida que incorporen la transformada Wavelets para visualizar y calcular las componentes armónicas de las señales que alimentan el motor.
- b) Desarrollo de modelos de FEM que permitan el cálculo de las pérdidas en un estado magnetodinámico.

## 10 Símbolos

Símbolo	Descripción	Unidad
$A_H$	Superficie de integración del ciclo histéresis	
$\cos\varphi$	Factor de potencia	
$d_{1,2,..}$	Coefficientes de detalle transformada Wavelets	
$B$	Inducción del campo magnético	[T]
$B$	Ancho ranura	[mm]
$E$	Potencial del campo magnético	[V]
$f$	Frecuencia de la tensión de alimentación	[Hz]
$f_1$	Frecuencia de la onda fundamental	[Hz]
$f_{superior}$	Frecuencia superior de banda Wavelets	[Hz]
$f_{inferior}$	Frecuencia inferior de banda Wavelets	[Hz]
$f_c$	Frecuencia central banda Wavelets	[Hz]
$f_m$	Frecuencia de la onda modulada (onda sinusoidal)	[Hz]
$f_p$	Frecuencia de la onda portadora (onda triangular)	[Hz]
$f_v$	Frecuencia del armónico de orden $v$	[Hz].
$H$	Intensidad del campo magnético	[Av]
$I$	Intensidad de línea	[A]
$i$	Intensidad instantánea	[A]
$I_1$	Intensidad de estátor	[A]
$I_{1,1}$	Intensidad fundamental circulante por el estátor	[A]
$I_2$	Intensidad de rotor	[A]
$i_e$	Intensidad inducida por el campo eléctrico ranura	[A]
$I_n$	Intensidad nominal	[A]
$I_0$	Intensidad vacío	[A]
$I_{1,v}$	Intensidad armónica de estátor	[A]
$I_{2,v}$	Intensidad armónica de rotor	[A]
$J$	Coefficientes de Bessel	
$J$	Densidad de corriente	[A/mm <sup>2</sup> ]
$k_d$	Coefficiente de corrección dinamométrica	[Nm]
$k_r$	Coefficiente de corrección del desplazamiento corriente	
$l$	Longitud barra del rotor	[m]
$M$	Par útil desarrollado por el motor	[Nm]
$m$	Masa del material magnético	kg
$m_a$	Índice de modulación de amplitud	
$m_f$	Índice de modulación de frecuencia	
$M_N$	Par nominal del motor	[Nm]
$n$	Velocidad asíncrona del rotor	[min <sup>-1</sup> ]
$n_N$	Velocidad asíncrona nominal del motor	[min <sup>-1</sup> ]
$n_S$	Velocidad síncrona del rotor	[min <sup>-1</sup> ]
$p$	Pares de polos que tiene el motor	
$P$	Potencia	[W]
$P_{do}$	Potencia arrastrando freno sin carga	[W]
$P_1$	Potencia eléctrica total consumida, armónica y fundamental	[W]
$P_{1,1}$	Potencia fundamental eléctrica absorbida	[W]
$P_{\sum_{n=2}^{\infty}}$	Potencia armónica absorbida desde el segundo orden en adelante	[W]
$P_2$	Potencia mecánica útil al eje	[W]
$P_{do}$	Potencia absorbida arrastrando la dinamo	[W]

<b>Símbolo</b>	<b>Descripción</b>	<b>Unidad</b>
$P_O$	Potencia absorbida en vacío	[W]
$P_{o,v}$	Potencia total absorbida en vacío con alimentación por convertidor	[W]
$P_{\delta 1}$	Potencia útil transmitida al rotor o potencia de entrehierro debida a la fundamental	[W]
Q	Interruptores del ondulator	
R	Resistencia	[ $\Omega$ ]
$R_1$	Resistencia por fase del estátor	[ $\Omega$ ]
Rdo	Resistencia caliente medida ensayo dinamométrico	[ $\Omega$ ]
$R_{1v}$	Resistencia de los bobinados del estátor corregida para contemplar el efecto pelicular armónicos	[ $\Omega$ ]
$R_2$	Resistencia de los bobinados del rotor	[ $\Omega$ ]
$R_{2v}$	Resistencia de los bobinados del rotor corregida para contemplar el efecto desplazamiento de la corriente	[ $\Omega$ ]
s	Deslizamiento del rotor	
$s_v$	Deslizamiento del armónico	
T	Periodo	[s]
t	Tiempo	[s]
$t_{on}$	Tiempo de conducción transistores	[s]
$t_{off}$	Tiempo de desconexión transistores	[s]
$T_{do}$	Par medido arrastrando la máquina de continua acoplada sin carga	[Nm]
$t_G$	Temperatura de carcasa	[K]
U	Tensión de línea	[V]
$U_v$	Tensión de alimentación armónica de orden v	[V]
$V_{AB,BC,CA}$	Tensiones compuestas	[V]
V	Pérdidas	[W]
$V_{Cu1}$	Total de pérdidas en el cobre por efecto Joule en el estátor	[W]
$V_{Cu1,1}$	Pérdidas en el cobre por efecto Joule en el estátor debidas a la onda fundamental	[W]
$V_{Cu1do}$	Pérdidas en el cobre del estátor para el caso de la dinamo acoplada	[W]
$V_{Cu1,v}$	Pérdidas en el cobre por efecto Joule en el estátor debidas a los armónicos	[W]
$V_{Cu2}$	Total de pérdidas por efecto Joule en el rotor	[W]
$V_{Cu2,1}$	Pérdidas por efecto Joule en el rotor causadas por la corriente fundamental	[W]
$V_{Cu2,v}$	Pérdidas por efecto Joule en el rotor debidas a los armónicos	[W]
$V_{Cu0}$	Pérdidas en el cobre del estátor en vacío	[W]
$V_{Cu0,1}$	Pérdidas en el cobre del estátor debidas a la onda fundamental circulante en el ensayo de vacío con convertidor	[W]
$V_{Fe}$	Pérdidas totales en el hierro del estátor	[W]
$V_{Fe,1}$	Pérdidas en el hierro del estátor causadas por la fundamental	[W]
$V_{Fe,v}$	Pérdidas adicionales en el hierro producidas por los armónicos	[W]
$V_R$	Pérdidas mecánicas rozamiento y ventilación	[W]

Símbolo	Descripción	Unidad
$V_{\sum_{n=2}^{\infty} \nu}$	Total de pérdidas debidas a los armónicos	[W]
$V_{Fe+Cu}^*$	Suma pérdidas hierro+cobre en carga solo dependientes de la carga. Se pueden expresar en función de P1	[W]
$\nu$	Pérdidas específicas	[W/kg]
$V_{Arm}$	Suma pérdidas armónicas constantes	[W]
$\nu_{Fe}$	Pérdidas específicas totales en el hierro	[W/kg]
$\nu_H$	Pérdidas específicas por histéresis	[W/kg]
$\nu_E$	Pérdidas específicas por Foucault	[W/kg]
$\bar{I}$	Intensidad en valor medio aritmético	[A]
$\hat{V}_p$	Amplitud de la portadora	[V]
$\hat{V}_m$	Amplitud de la modulada	[V]
$W$	Energía magnética	[J]
$w_m$	Densidad de la energía magnética	[J/dm <sup>3</sup> ]
$w$	Energía magnética por metro	[J/m]
$X_1$	Reactancia de los bobinados del estátor del circuito equivalente	[ $\Omega$ ]
$X_2$	Reactancia de los bobinados del rotor del circuito equivalente	[ $\Omega$ ]
$Z_\nu$	Impedancia armónico orden $\nu$	[ $\Omega$ ]
$\alpha$	Ángulo del vector	[rad]
$\eta$	Rendimiento del motor	[%]
$\nu$	Orden del armónico	
$\omega_r$	Velocidad de rotación del rotor	[rad/s]
$\sigma_H$	Pérdidas específicas por histéresis	[W/kg]
$\sigma_E$	Pérdidas específicas por Foucault	[W/kg]
$\rho$	densidad	kg/dm <sup>3</sup>
$\omega_{s\nu}$	Pulsación del armónico de orden $\nu$	[rad/s]
$\omega_{r\nu}$	Pulsación de la corriente o tensión inducida armónica	[rad/s]
$\omega_s$	Velocidad de rotación del rotor en sincronismo	[rad/s]

## 11 Ecuaciones

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p} \quad (4-1) \dots\dots\dots 24$$

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (4-2) \dots\dots\dots 24$$

$$V_{salida1} = m_a V_d \cos \omega_m t$$

$$V_{salida2} = -\frac{4V_d}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \cos(p\pi) \frac{J_0\left[\frac{m_a(2p-1)\pi}{2}\right]}{2p-1} \cos[(2p-1)\omega_p t]$$

$$V_{salida3} = -\frac{4V_d}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \cos[(p+q)\pi] \frac{J_{2q}\left[\frac{m_a(2p-1)\pi}{2}\right]}{2p-1} \cos[(2p-1)\omega_p t \pm 2q\omega_m t] \quad ($$

$$V_{salida4} = -\frac{4V_d}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \cos[(p+q)\pi] \frac{J_{2q+1}[map\pi]}{2p} \cos[2p\omega_p t \pm (2q-1)\omega_m t]$$

$$4-3) \dots\dots\dots 25$$

$$J_q(y) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos(q\theta - y \sin \theta) d\theta \quad (4-4) \dots\dots\dots 26$$

$$(4-5) \dots\dots\dots 27$$

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_n} = \frac{8}{10} = 0.8$$

$$(4-6) \dots\dots\dots 27$$

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} = \frac{750}{50} = 15$$

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p} = \frac{8}{10} = 0.8$$

$$(4-7) \dots\dots\dots 31$$

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} = \frac{750}{50} = 15$$

$$V^* Tz = V1T1 + V2T2 + V0 \frac{T0}{2} + V7 \frac{T0}{2} \quad (4-8) \dots\dots\dots 34$$

$$\omega_{sv} = v\omega_s \quad (5-1) \dots\dots\dots 48$$

$$\omega_r \approx \omega_s \quad (5-2) \dots\dots\dots 49$$

$$s_v = \frac{\omega_{sv} \pm \omega_r}{\omega_{sv}} \approx \frac{v \pm 1}{v} \approx \pm 1 \quad (5-3) \dots\dots\dots 49$$

$$\omega_{rv} = \omega_{sv} \quad (5-4) \dots\dots\dots 49$$



$I_v = \frac{U_v}{\sqrt{(R_{1v} + R_{2v})^2 + v^2 \cdot (X_1 + X_2)^2}}$ (5-5)	51
$I_v = \frac{U_v}{v \cdot (X_1 + X_2)}$ (5-6)	51
$I_v = \frac{U_v}{Z_v}$ (5-7)	51
$Vcu_{1,1} = 3R_1 I_1^2$ (5-8)	52
$Vcu_{1,v} = 3R_1 \sum I_{1v}^2$ (5-9)	52
$Vcu_1 = 3R_1 I_1^2 + 3R_1 \sum I_{1v}^2$ (5-10)	52
$Vcu_{2,1} = 3R_2 I_{2,1}^2$ (5-11)	52
$Vcu_{2,v} = 3R_2 \sum I_{2v}^2 k_{rv}$ (5-12)	52
$Vcu_2 = 3R_2 I_2^2 + 3R_2 \sum I_{2v}^2 k_{rv}$ (5-13)	52
$v = \frac{dV}{dm}$ (5-14)	54
$V = \int_m v \cdot dm = v \cdot m_{Fe}$ (5-15)	55
$v_{Fe} = v_H + v_E$ (5-16)	55
$\Delta w_m = \int_{\Delta B} H \cdot dB$ (5-17)	56
$w_m = \oint H \cdot dB$ (5-18)	56
$v_H = \frac{dV_H}{dm} = \frac{dW/T}{dm} = \frac{w_m}{\rho \cdot T} = \frac{1}{\rho \cdot T} \oint H \cdot dB \approx \frac{A_h}{\rho \cdot T}$ (5-19)	56
$v_H = \frac{dV_H}{dm} = \sigma_H \cdot \frac{f}{50 \text{ Hz}} \cdot \left( \frac{B}{B_N} \right)^2 \left[ \frac{W}{kg} \right]$ (5-20)	56
$v_E = \sigma_E \cdot \left( f \cdot \hat{B} \cdot \tau \right)^2 \left( \frac{W}{kg} \right)$ (5-21)	57
$v_E = \sigma_E \cdot \left( \frac{f}{f_N} \cdot \frac{B}{B_N} \right)^2 \left[ \frac{W}{kg} \right]$ (5-22)	57
$I_{t=0} = \hat{I} \cos(\omega t - \varphi)$ (6-1)	68

## 12 Tablas

Tabla 4.1 Niveles de transformación Wavelets. ....	36
Tabla 4.2 Niveles de transformación Wavelets. ....	40
Tabla 4.3 Niveles de transformación Wavelets. ....	42
Tabla 4.4 Niveles de transformación Wavelets. ....	44
Tabla 5.1 Ejemplo de características de chapa magnética. ....	56
Tabla 5.2 Pérdidas hierro armónicas comparativa con las pérdidas originadas fundamental. ....	60
Tabla 6.1 Características asignadas. ....	63
Tabla 6.2 Datos de bobinado. ....	64
Tabla 6.3 Datos geométricos de la chapa magnética de estator. ....	64
Tabla 6.4 Datos geométricos de la chapa magnética del rotor. ....	64
Tabla 6.5 Datos del núcleo. ....	64
Tabla 6.6 Datos de la chapa magnética estator rotor. ....	65
Tabla 6.7 Datos de la chapa dientes de estator y rotor. ....	65
Tabla 6.8 Datos del eje. ....	67
Tabla 6.9 Datos de los materiales paramagnéticos. ....	67
Tabla 6.10 Datos de vacío. ....	67
Tabla 6.11 Corriente vacío por ranura y fase. ....	67
Tabla 6.12 Corriente total en vacío por fase. ....	68
Tabla 6.13 Corriente total para $t=0$ . ....	68
Tabla 6.14 Corriente vacío total $t = 0$ s. ....	69
Tabla 6.15 Comparativa FEM con programa analítico. ....	73
Tabla 6.16 Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante. ....	74
Tabla 6.17 Cálculo de las pérdidas en el hierro. ....	74
Tabla 6.18 Datos para el cálculo de la corriente en FEM. ....	75
Tabla 6.19 Corriente total media carga. ....	75
Tabla 6.20 Orden de magnitud corriente armónica. ....	77
Tabla 6.21 Corriente ranura del rotor. ....	82
Tabla 6.22 Pérdidas resistivas del rotor. ....	82
Tabla 6.23 Características asignadas. ....	82
Tabla 6.24 Datos de bobinado. ....	83
Tabla 6.25 Datos geométricos de la chapa magnética de estator. ....	83
Tabla 6.26 Datos geométricos de la chapa magnética de rotor. ....	83
Tabla 6.27 Datos del núcleo. ....	84
Tabla 6.28 Corriente vacío. ....	84
Tabla 6.29 Corriente total en vacío. ....	84
Tabla 6.30 Corriente por ranura. ....	85
Tabla 6.31 Corrientes para $t = 0$ s. ....	85
Tabla 6.32 Corrientes para $t=0$ s. ....	86

Tabla 6.33 Valores de inducción media. ....	90
Tabla 6.34 Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante. ....	91
Tabla 6.35 Cálculo de las pérdidas en el hierro. ....	91
Tabla 6.36 Valores carga nominal. ....	92
Tabla 6.37 Corriente ranura rotor. ....	96
Tabla 6.38 Pérdidas resistivas rotor. ....	96
Tabla 6.39 Datos generales de motor. ....	98
Tabla 6.40 Datos de bobinado. ....	98
Tabla 6.41 Datos geométricos de la chapa magnética de estator. ....	98
Tabla 6.42 Datos geométricos de la chapa magnética de rotor. ....	99
Tabla 6.43 Datos del núcleo. ....	99
Tabla 6.44 Corriente de vacío. ....	99
Tabla 6.45 Corriente por ranura. ....	100
Tabla 6.46 Intensidad total. ....	100
Tabla 6.47 Corriente para $t = 0$ . ....	100
Tabla 6.48 Corrientes por fase. ....	101
Tabla 6.49 Comparativa cálculo analítico y por elementos finitos. ....	105
Tabla 6.50 Resultados del cálculo de la inductancia magnetizante. ....	106
Tabla 6.51 Pérdidas en el hierro. ....	106
Tabla 6.52 Intensidad de línea. ....	107
Tabla 6.53 Intensidad ranura rotor. ....	111
Tabla 6.54 Pérdidas resistivas rotor. ....	111
Tabla 6.55 Comparativa pérdidas resistivas rotor diferentes ranuras. ....	113
Tabla 6.56 Pérdidas en el rotor. ....	118
Tabla 6.57 Intensidad eficaz rotor modificado y sin modificar. ....	124
Tabla 6.58 Comparación pérdidas resistivas. ....	124
Tabla 6.59 Comparativa de intensidades en ranura sencilla modificada y sin modificar. ....	126
Tabla 6.60 Comparativa pérdidas sencilla modificada y sin modificar. ....	126
Tabla 6.61 Comparativa parámetros asignados diferentes tipologías de ranuras. ....	128
Tabla 6.62 Datos asignados del motor. ....	131
Tabla 6.63 Datos de bobinado. ....	131
Tabla 6.64 Datos geométricos de la chapa magnética de estator. ....	132
Tabla 6.65 Datos geométricos de la chapa magnética de rotor. ....	132
Tabla 6.66 Datos del núcleo. ....	132
Tabla 6.67 Corriente de vacío. ....	132
Tabla 6.68 Corriente total. ....	133
Tabla 6.69 Corriente para $t = 0$ s. ....	133
Tabla 6.70 Comparación inducciones calculadas. ....	138
Tabla 6.71 Cálculo inductancia magnetizante. ....	139
Tabla 6.72 Pérdidas en el hierro. ....	139

Tabla 6.73 Corriente en función de la frecuencia.....	140
Tabla 6.74 Pérdidas en función de la frecuencia fundamental.....	141
Tabla 6.75 Amplitud de los armónicos en función frecuencia fundamental. ....	145
Tabla 6.76 Pérdidas de los armónicos en función frecuencia fundamental. ....	146
Tabla 6.77 Tipologías estudiadas ranuras rotor motor IEC 225 4 polos. ....	154
Tabla 6.78 Comparación diferentes modelos.....	157
Tabla 7.1 Valores medida resistencia frío donde se indica la temperatura de referencia. ....	163
Tabla 7.2.- Datos de la corrección dinamométrica.....	166
Tabla 7.3.- Pérdidas en el hierro alimentación sinusoidal.....	167
Tabla 7.4.- Ensayo vacío con alimentación sinusoidal.....	168
Tabla 7.5.- Ensayo vacío con alimentación con convertidor de frecuencia. Instrumento en modo normal. ....	168
Tabla 7.6.- Ensayo vacío con alimentación con convertidor de frecuencia selección instrumento modo armónico.....	169
Tabla 7.7.- Pérdidas constantes en el ensayo de vacío con MAA. ....	169
Tabla 7.8.- Pérdidas en el hierro según MAA.....	170
Tabla 7.9.- Separación de pérdidas según MAA.....	172
Tabla 7.10.- Calentamientos y temperaturas método resistencia bobinado. ....	173
Tabla 7.11.- Rendimiento y separación de pérdidas de la curva de carga del motor según MAA.....	174
Tabla 7.12.- Resumen cálculos y ensayo motor IEC 90. ....	177
Tabla 7.13 Niveles de transformación Wavelets. ....	182
Tabla 7.14.- Resumen cálculos y ensayo motor IEC 225 con rotor DC tipología 1. ....	186
Tabla 7.15 Niveles de transformación Wavelets IEC 225 4p DC. ....	190
Tabla 7.16.- Rendimiento y separación de pérdidas de la curva de carga del motor según MAA.....	194
Tabla 7.17.- Rendimiento y separación de pérdidas de la curva de carga del motor según MAA.....	200
Tabla 7.18.Resumen cálculos y ensayo motor IEC 225 con rotor SC tipología 2.	202

## 13 Figuras

Figura 4.1 Esquema convertidor de frecuencia.....	21
Figura 4.2 Ondulador trifásico con modulación por el ancho de los impulsos (PWM). .....	22
Figura 4.3 Onda de tensión para un convertidor monofásico PWM.....	22
Figura 4.4 Ondulador monofásico. ....	23
Figura 4.5 Ondas portadoras y modulada. ....	24
Figura 4.6 Armónicos para $m_a < 1$ . ....	26
Figura 4.7 Armónicos para $m_a > 1$ . ....	27
Figura 4.8 Gráficos onda modulada, portadora y onda de tensión salida. ....	28
Figura 4.9 Espectro frecuencial de la onda de tensión salida. ....	28
Figura 4.10 Onda modulada, portadora y tensión de salida para sobre-modulación. .....	29
Figura 4.11 Espectro frecuencial de la onda de salida.....	30
Figura 4.12 Ondas moduladas A, B, C y portadora.....	31
Figura 4.13 Tensiones resultantes entre fase y neutro. ....	32
Figura 4.14 Tensiones compuestas $V_{AB}$ , $V_{BC}$ y $V_{CA}$ . ....	32
Figura 4.15 Espectro frecuencial de las tensiones compuestas $V_{AB}$ , $V_{BC}$ y $V_{CA}$ . ....	33
Figura 4.16 a) Tensión de salida del vector espacial. b) Determinación del tiempo de conexión.....	33
Figura 4.17 a <sub>a</sub> ) Estado interruptores para período T1 del vector V1, a <sub>b</sub> ) Estado interruptores para período T2 del vector V2. b) Patrón de pulsos resultante..	34
Figura 4.18 Comparación espectro frecuencial de modulación con portadora al azar (a) con fija (b). ....	34
Figura 4.19 FFT con portadora fija en el intervalo de análisis.....	35
Figura 4.20 Señal analizada con portadora variable.....	36
Figura 4.21 Coeficientes d1 correspondientes a la Señal 3000 Hz.....	37
Figura 4.22 Coeficientes d3 correspondientes a la Señal 1000Hz.....	37
Figura 4.23 Coeficientes Señal 50Hz distribuida a lo largo de la ventana analizada. .....	38
Figura 4.24 Señal reconstruida 3000Hz.....	38
Figura 4.25 Señal reconstruida 1000Hz.....	39
Figura 4.26 Señal reconstruida 50Hz.....	39
Figura 4.27 Señal con modificación frecuencia de la portadora.....	40
Figura 4.28 Señal reconstruida portadora 3kHz .....	41
Figura 4.29 Señal reconstruida de 1kHz. ....	41
Figura 4.30 Reconstrucción señal modulada 50Hz.....	42
Figura 4.31 Señal simulada con portadora 3kHz de amplitud variable. ....	43
Figura 4.32 Reconstrucción señal portadora 3kHz de amplitud variable. ....	43

Figura 4.33 Señal adquirida Motor 30kW 60Hz 2 polos alimentado 460V con convertidor de frecuencia.....	44
Figura 4.34 Transformada de Fourier para la primera banda de energías 6250-3125Hz.....	45
Figura 4.35 Reconstrucción en función del tiempo de la banda de corriente 6250-3125Hz.....	45
Figura 4.36 Transformada de Fourier para la primera banda de energías 3125-1563Hz.....	46
Figura 4.37 Reconstrucción en función del tiempo de la banda de corriente 3125-1563Hz.....	46
Figura 4.38 Reconstrucción en función del tiempo de la banda de corriente 98-49Hz.....	47
Figura 5.1 Armónicos de corriente de la portadora en estator.....	49
Figura 5.2 Armónicos de la corriente medidos en rotor inducidos portadora.....	50
Figura 5.3 Circuito equivalente para el armónico de orden $v$ .....	50
Figura 5.4 Fenómeno del desplazamiento de la corriente en ranuras de rotor.....	53
Figura 5.5 Desplazamiento corriente en función frecuencia inducida. Color rojo mayor densidad de corriente.....	53
Figura 5.6 Variaciones de campo magnético.....	54
Figura 5.7 Ciclo de histéresis.....	55
Figura 5.8 Distribución del campo armónico que origina las pérdidas por pulsación en la cabeza diente.....	58
Figura 5.9 Inducción originada por la fundamental.....	59
Figura 5.10 Inducción en vacío por la primera componente armónica.....	59
Figura 5.11 Diagrama de potencias con separación de pérdidas armónicas.....	60
Figura 6.1 Curva B-H Chapa corona y dientes.....	66
Figura 6.2 Curva B-H fundición gris de la carcasa.....	66
Figura 6.3 Ranura de rotor cerrada.....	69
Figura 6.4 Líneas de campo magnético de un polo del motor 315 ranura de rotor cerrada.....	70
Figura 6.5 Inducciones del motor 315 ranura de rotor cerrada.....	70
Figura 6.6 Inducción en la corona del estator.....	71
Figura 6.7 Inducción en los dientes de estator.....	71
Figura 6.8 Inducción en la corona del rotor.....	72
Figura 6.9 Inducción en los dientes del rotor.....	72
Figura 6.10 Inducción a lo largo del entrehierro.....	73
Figura 6.11 Inducción a media carga.....	76
Figura 6.12 Detalle ranuras de rotor.....	76
Figura 6.13 Ranura con material ficticio.....	77
Figura 6.14 Inducción provocada por la onda fundamental en el motor 315 ranura cerrada.....	78

Figura 6.15 Líneas de campo magnético real e imaginarias provocadas por la onda fundamental. ....	78
Figura 6.16 Inducción provocada por el armónico. ....	79
Figura 6.17 Líneas de campo magnético reales e imaginarias provocadas por el armónico. ....	79
Figura 6.18 Densidad de corriente provocada por la fundamental.....	80
Figura 6.19 Densidad de corriente de ranura de rotor provocada por fundamental. ....	80
Figura 6.20 Densidad de corriente de ranura de rotor provocada por armónico.....	81
Figura 6.21 Densidad de corriente ranura rotor provocada por 1º armónico. ....	81
Figura 6.22 Ranura de Motor IEC 315 abierta. ....	86
Figura 6.23 Líneas de campo magnético de un polo del motor altura de eje 315 con ranura de rotor abierta. ....	87
Figura 6.24 Inducciones del motor altura de eje 315 de ranura de rotor abierta.....	87
Figura 6.25 Inducción en la corona de estator. ....	88
Figura 6.26 Inducción en la corona de rotor.....	88
Figura 6.27 Inducción en los dientes de estator.....	89
Figura 6.28 Inducción en los dientes de rotor. ....	89
Figura 6.29 Inducción a lo largo del entrehierro.....	90
Figura 6.30 Inducción provocada por la onda fundamental en el motor 315 de ranura de rotor abierta. ....	92
Figura 6.31 Líneas de campo magnético reales e imaginarias provocada por la onda fundamental. ....	93
Figura 6.32 Inducción provocada por el 1º armónico en el motor 315 de ranura de rotor abierta.....	93
Figura 6.33 Líneas de campo magnético reales provocadas por el 1º armónico...94	
Figura 6.34 Densidad de corriente provocada por la fundamental para ranura abierta. ....	94
Figura 6.35 Densidad de la corriente provocada por la fundamental.....	95
Figura 6.36 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico. ....	95
Figura 6.37 Densidad de corriente provocada por 1º armónico. ....	96
Figura 6.38 Comparativa diseño ranura abierta y cerrada.....	97
Figura 6.39 Motor altura 315 con ranura de rotor abierta sencilla. ....	101
Figura 6.40 Líneas de campo magnético de un polo del motor altura de eje 315 de ranura de rotor abierta sencilla. ....	102
Figura 6.41 Inducciones del motor altura de eje 315 de ranura de rotor abierta sencilla. ....	102
Figura 6.42 Inducción corona de estator. ....	103
Figura 6.43 Inducción corona rotor.....	103
Figura 6.44 Inducción dientes estator. ....	104
Figura 6.45 Inducción dientes rotor.....	104

Figura 6.46 Inducción a lo largo del entrehierro.....	105
Figura 6.47 Inducción provocada por la onda fundamental en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla. ....	107
Figura 6.48 Líneas de campo magnético reales e imaginarias provocada por la onda fundamental en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla.....	108
Figura 6.49 Inducción provocada por el 1º armónico en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla.....	108
Figura 6.50 Líneas de campo magnético reales provocadas por el 1º armónico en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla.....	109
Figura 6.51 Densidad de corriente inducida en el rotor por fundamental en el motor 315 de ranura de rotor abierta sencilla. ....	109
Figura 6.52 Distribución densidad de corriente inducida en el rotor por fundamental. ....	110
Figura 6.53 Densidad de corriente en el rotor provocada por el 1º armónico 315 de ranura de rotor abierta sencilla. ....	110
Figura 6.54 Distribución de la densidad de corriente en la ranura del rotor por el 1º armónico. ....	111
Figura 6.55 Comparativa ranura abierta doble jaula y jaula sencilla.....	112
Figura 6.56 Tipologías de ranuras estudiadas. ....	114
Figura 6.57 Gráfica comparativa pérdidas. ....	114
Figura 6.58 Líneas de campo magnético para el 1º armónico del motor de altura 315 con ranura de rotor doble jaula abierta. ....	115
Figura 6.59 Líneas de campo magnético para el 1º armónico del motor de altura 315 con ranura de rotor doble jaula cerrada. ....	115
Figura 6.60 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para motor de altura 315 ranura de rotor doble jaula abierta. ....	116
Figura 6.61 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para motor de altura 315 con ranura de rotor sencilla abierta.....	116
Figura 6.62 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para motor de altura 315 con ranura de rotor de doble jaula cerrada. ....	117
Figura 6.63 Conversión ranura abierta sencilla a cerrada.....	118
Figura 6.64 Gráfica comparativa pérdidas rotor.....	118
Figura 6.65 Densidad de corriente en ranura de rotor doble jaula abierta del motor 315 provocada por armónico. ....	119
Figura 6.66 Pérdidas en función altura espineta rotor.....	120
Figura 6.67 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para $h_1/h_2=0$ . .	120
Figura 6.68 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para $h_1/h_2=0,25$ . ....	121
Figura 6.69 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para $h_1/h_2=0,5$ . ....	121



Figura 6.70 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para $h_1/h_2=0,75$ . .....	122
Figura 6.71 Densidad de corriente provocada por el 1º armónico para $h_1/h_2=1$ . ..	122
Figura 6.72 Modificación de la ranura de rotor doble jaula abierta del motor de altura de eje 315. ....	123
Figura 6.73 Densidad de corriente provocada por fundamental sin modificar la ranura de rotor. ....	124
Figura 6.74 Densidad de corriente provocada por fundamental modificando la ranura de rotor. ....	125
Figura 6.75 Densidad de corriente provocada por 1º armónico modificando la ranura de rotor. ....	125
Figura 6.76 Pérdidas en función altura espineta para ranura sencilla. ....	126
Figura 6.77 Modificación de la ranura de rotor sencilla abierta.....	127
Figura 6.78 $I_a / I_n$ en régimen sinusoidal. ....	129
Figura 6.79 $M_a / M_n$ en régimen sinusoidal. ....	129
Figura 6.80 Pérdidas por efecto Joule del rotor alimentado con convertidor. ....	130
Figura 6.81 Motor 112 2 polos, arriba geometría, abajo detalle de la malla. ....	134
Figura 6.82 Líneas de la Inducción del campo magnético motor 112 2 polos. ....	135
Figura 6.83 Densidad de la inducción del campo magnético motor 112 2 polos. ...	135
Figura 6.84 Inducción en la corona de estator. ....	136
Figura 6.85 Inducción de los dientes de estator.....	136
Figura 6.86 Inducción en la corona de rotor.....	137
Figura 6.87 Inducción en los dientes del rotor.....	137
Figura 6.88 Inducción a lo largo del entrehierro.....	138
Figura 6.89 Evolución corriente de vacío en función frecuencia. ....	140
Figura 6.90 Temperaturas en función de la frecuencia. ....	141
Figura 6.91 Arriba Pérdidas y temperatura en función de la frecuencia . ....	142
Figura 6.92 Abajo Inducción en el motor 112 para frecuencia 50 Hz.....	142
Figura 6.93 Inducción en el motor 112 para frecuencia 200 Hz.....	143
Figura 6.94 Inducción en el motor 112 para frecuencia 250 Hz.....	143
Figura 6.95 Inducción en el motor 112 para frecuencia 300 Hz.....	144
Figura 6.96 Espectro en frecuencia corriente absorbida.....	145
Figura 6.97 Densidad de corriente provocada por la fundamental para frecuencia de consigna 300Hz. ....	147
Figura 6.98 Densidad de corriente en rotor provocada por el 1º armónico para frecuencia de consigna 300Hz.....	147
Figura 6.99 Densidad de corriente provocada por la fundamental para frecuencia consigna 50Hz. ....	148
Figura 6.100 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico para frecuencia consigna 50 Hz.....	148

Figura 6.101 Densidad de corriente ranura rotor provocada por fundamental para frecuencia consigna 150Hz.....	149
Figura 6.102 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico para frecuencia consigna 150 Hz.....	149
Figura 6.103 Densidad de corriente ranura rotor provocada por fundamental frecuencia consigna 200Hz.....	150
Figura 6.104 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico frecuencia consigna 200Hz.....	150
Figura 6.105 Densidad de corriente ranura rotor provocada por fundamental frecuencia consigna 250Hz.....	151
Figura 6.106 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico frecuencia consigna 250Hz.....	151
Figura 6.107 Densidad de corriente ranura rotor provocada por fundamental frecuencia consigna 300Hz.....	152
Figura 6.108 Densidad de corriente ranura rotor provocada por armónico frecuencia consigna 300Hz.....	152
Figura 6.109 Diagrama de flujo proceso de cálculo.....	153
Figura 6.110 Modelo 1 Distribución corriente rotor jaula doble 1,9kHz.....	154
Figura 6.111 Modelo 2 Distribución corriente rotor jaula simple 1,9kHz.....	155
Figura 6.112 Modelo 3 Distribución corriente rotor jaula simple abierta 1,9kHz...	155
Figura 6.113 Modelo 4 Distribución corriente rotor jaula simple espineta larga 1,9kHz.....	156
Figura 6.114 Modelo 5 Distribución corriente rotor jaula simple ancha y espineta larga 1,9kHz.....	156
Figura 7.1 Montaje para el ensayo de calentamiento y carga con alimentación por convertidor.....	160
Figura 7.2 Montaje para la corrección dinamométrica con la máquina de continua acoplada.....	161
Figura 7.3 Detalle de la bancada en el laboratorio de la ETSEIT.....	161
Figura 7.4 Montaje para el ensayo de vacío con alimentación por convertidor. ...	162
Figura 7.5 Detalle de la instrumentación utilizada.....	162
Figura 7.6 Detalle del termopar del rotor saliendo por el medio acoplamiento. ...	164
Figura 7.7 Detalle del orificio del escudo para la medida de la temperatura del rotor.....	164
Figura 7.8 Detalle del sensor de par en la carcasa del freno.....	165
Figura 7.9 Detalle del sensor de lectura directa de par.....	165
Figura 7.10.- Tres primeros puntos curva vacío, extrapolación a 0.....	166
Figura 7.11.- Curva de pérdidas en el hierro.....	167
Figura 7.12.- Curva de pérdidas constantes del ensayo de vacío según el MAA.	170
Figura 7.13.- Curva de pérdidas en el hierro según MAA.....	171

Figura 7.14.- Linealización de las pérdidas $V_{Fe+Cu}^*$ dependientes de la carga IEC 90 previo. ....	172
Figura 7.15.- Linealización de las pérdidas $V_{Fe+Cu}^*$ dependientes de la carga Motor IEC 90. ....	174
Figura 7.16.- Curva de carga MAA del motor IEC 90.....	175
Figura 7.17.- Dependencia de las pérdidas $V_{Fe+Cu}^*$ del tamaño motor y tipología ranura rotor en función de la corriente. ....	176
Figura 7.18.- Inducción en carga rotor ranura abierta. ....	178
Figura 7.19.- Inducción en carga rotor ranura cerrada.....	178
Figura 7.20.- Distribución pérdidas $V_{Fe+Cu}^*$ coeficiente fijo, 0,5% P1.....	179
Figura 7.21.- Distribución pérdidas MAA $V_{Fe+Cu}^*$ coeficiente ensayado. ....	179
Figura 7.22.- Distribución corriente 1° Armónico 3000Hz. ....	180
Figura 7.23.- Señal corriente temporal y desarrollo en Fourier detalle del 1° Armónico. ....	181
Figura 7.24.- Transformada inversa de Wavelets nivel 4. ....	182
Figura 7.25.- Transformada inversa de Wavelets nivel 10. ....	183
Figura 7.26.- Contribución pérdidas según MAA Motor IEC90 convertidor.....	183
Figura 7.27.- Detalle de las chapas de las 2 tipologías del rotor construidas. Izquierda doble jaula(DC), derecha jaula simple (SC). ....	184
Figura 7.28.- Ensayo en laboratorio AEG motor tamaño IEC 225 4 polos.....	185
Figura 7.29.- Contribución pérdidas según MAA Motor IEC 225 4p DC Sinusoidal. ....	187
Figura 7.30.- Distribución corriente en rotor y estator fundamental IEC 225 4p DC. ....	189
Figura 7.31.- Distribución corriente Armónico 1900Hz Motor IEC 225 4p DC. ....	189
Figura 7.32.- Señal corriente temporal y desarrollo en Fourier armónicos portadora. ....	190
Figura 7.33.- Contribución pérdidas según MAA Motor IEC 225 4p DC Convertidor. ....	191
Figura 7.34.- Corriente Nivel 1 detección todos los pulsos . ....	191
Figura 7.35.- Corriente Nivel 3 valor eficaz 11,79 A.....	192
Figura 7.36.- Corriente Nivel 4 valor eficaz 7,88 A.....	192
Figura 7.37.- Corriente Nivel 9 valor eficaz 31,8 A.....	193
Figura 7.38.- Corriente Nivel 10 valor eficaz 74,13 A.....	193
Figura 7.39.- Curva de Carga MAA Motor IEC 225 4p DC MAA.....	194
Figura 7.40.- Linealización pérdidas $V_{Fe+Cu}^*$ Motor IEC 225 4p DC. ....	195
Figura 7.41.- Detalle instrumentos utilizados. Pinzas corriente alta precisión, pf < 0,02 30kHz. ....	195
Figura 7.42.- Porcentaje de contribución pérdidas Motor H225 4p SC Sinusoidal. ....	197
Figura 7.43.- Linealización pérdidas $V_{Fe+Cu}^*$ Motor H225 4p SC. ....	198

Figura 7.44.- Densidad corriente en ranuras rotor estator fundamental.....	198
Figura 7.45.- Densidad corriente armónica 1900Hz en Motor H225 4p SC.....	199
Figura 7.46.- Circuito térmico equivalente .....	199
Figura 7.47.- Porcentaje de la contribución de las pérdidas MAA H225 4p DC Convertidor.....	200
Figura 7.48.- Porcentaje de la contribución de las pérdidas MAA H225 4p SC Convertidor.....	201
Figura 7.49.- Porcentaje de la contribución de las pérdidas MAA H225 4p SC Convertidor.....	201

## 14 Bibliografía

- [1] José María Merino Azcárraga , “Convertidores de frecuencia para motores de corriente alterna”, McGraw-Hill, 1999.
- [2] N. Mohan, T.M. Undeland & , W.P Robbins , “Power Electronics Converters, Applications and Design”, John Wiley & Sons, INC, 1995
- [3] C. Lehrmann, “Verluste umrichter gespeister Induktionsmaschinen in Funktion der Betriebsparameter” ,Bulletin SEV/VSE 7/03
- [4] R. Richter, “Elektrische Maschinen”, Erster Band,pág. 242., Verlag von Julius Springer 1924
- [5] K. Vogt , “Elektrische Maschinen Berechnung rotierender elektrische Maschinen”, VEB Verlag Technik, Berlin 1983. pág 324-330
- [6] FEM Editor, versión 3.3.1 Built Date 26 Nov04 Copyright 1998-2004 David Meeker [dmeeker@ieee.org](mailto:dmeeker@ieee.org) <http://FEM.berlios.de>
- [7] Alberto Pérez Perarnau. Proyecto final de Carrera , “Estudio del motor de inducción alimentado por convertidor de frecuencia mediante de programa de elementos finitos” ,UPC Terrassa 2001
- [8] Marc Freyre, Proyecto final de Carrera , “Estudio de la evolución de la curva Par/ Velocidad de motores eléctricos de inducción desde el régimen dinámico al estático mediante la validación del modelo teórico con ensayos prácticos en el laboratorio”. UPC Terrassa 2002
- [9] JC Sala, Proyecto final de Carrera, “Estudio de la relación entre las pérdidas en el hierro y el incremento de temperatura en motores de inducción alimentados con convertidor de frecuencia para altas velocidades” ,UPC Terrassa 2002
- [10] EN60034-1. Máquinas eléctricas rotativas. Parte 1: Características asignadas y características de funcionamiento. CENELEC. AENOR 1998
- [11] IEC/EN 60034-2 Máquinas eléctricas rotativas. Parte 2: Métodos para la determinación de las pérdidas y del rendimiento de las máquinas eléctricas rotativas a partir de los ensayos (excepto las máquinas para vehículos de tracción). AENOR, octubre 1997
- [12] IEEE Std 112-1996 Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1997
- [13] Salvador Jareño Gas, PFC UPC 2002, “Método para la determinación del rendimiento de accionamientos eléctricos formados por motores de inducción alimentados con convertidores de frecuencia de modulación de ancho de pulsos”, Apartado 9.3 página 66.
- [14] Annette Mütze, “Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors”, Darmstädter Dissertation D17, Shaker Verlag, Aachen 2004
- [15] M. Kaufhold, G. Börner, M. Eberhardt, J. Speck, “Failure Mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters”, IEEE Electrical Insulation Magazine, September/October 1996 Vol, 12 No.5, ISBN 0883-7554/96/\$5.00
- [16] IEC 60072-1:1991. Dimensions and output series for rotating electrical machines
- [17] Facts worth knowing about frequency converters. Danfoss Drives A/S. 1<sup>st</sup> edition 1998, pag 67

- [18] Energy Efficiency Improvements in Electric Motors and Drives. Paolo Bertoldi, Anibal de Almeida, Hugh Falkner (Editors). Springer, 2000. Página V.
- [19] C.N.Glew, "Stray load losses in induction motors: a challenge to academia", Power Engineering Journal, February 1998
- [20] Diego Pérez Lara, PFC, "Estudio del fenómeno del desplazamiento de la corriente y la relación con la curva par-velocidad dinámica de los motores eléctricos de inducción" ETSEIT. Terrassa, UPC, febrero 2002
- [21] K. Oberretl, "Regeln für minimale Zusatzverluste in Induktionsmotoren", Bulletin Oerlikon Nr 389/390,
- [22] J. Holtz, "Pulse width modulation for electronic power conversion", Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, Aug. 1994, pp. 1194-1214
- [23] IEC TS 60034-25 "Guide for the design and performance of cage induction motors specifically designed for converter supply", First edition 2004-04
- [24] W. Rogowski, V. Vieweg, "Zusätzliche Verluste in kleinen Drehstrommotoren", Archiv für Elektrotechnik, XIV Band, 1925
- [25] Jaume Planas Cano, "Estudio comparativo de normas IEC34-2 con IEEE 112-B", Director del proyecto Jaume Saura Perisé. EUETIT UPC, Junio 2000. Apartado 1.6.
- [26] Jordi Torralba i Palmero , "Control de Motores de Rotor Devanado II", Proyecto final de Carrera. ETUEIT, Terrassa, 2001
- [27] Moisés Gómez-Morante, Dense W. Nicoletti, "A Wavelet-based diferencial transformer protection", Worcester Polytechnic Institute, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 4, October 1999
- [28] W. A. Wilkinson, M. D. Cox, "Discrete Wavelets análisis of power system transients", Dep. of Electrical Engineering, Louisiana Tech University, Ruston, LA 71272 USA, IEEE Transactions on Power Systems , Vol. 11, No. 4, November 1996
- [29] M. J. González , " Aplicaciones de la Transformada Wavelet: Eliminación de Ruido", Bulletí de la Societat Catalana de Matemàtiques 16,53-66 (2001)
- [30] Hans-Otto Seinsch, "Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen:Grundlagen zur analytischen und numerischen Berechnung", página 111, B. G. Teubner Stuttgart, 1992
- [31] A. Boglietti, M. Lazzari, G. Lupari, V. Hollo, "A Simplified Thermal Model for the Power Derating Prediction of Variable Speed Self-Cooled Induction Motor", Dipartimento di Ingegneria Elettrica Industriale, Politécnico di Torino, ICEM 2000, Finland
- [32] Keliang Zhou, Danwei Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Análisis, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002
- [33] Fernando López. Proyecto final de Carrera , "Generador asíncrono. Circuito equivalente" ,UPC Terrassa 2002
- [34] Fernando López, Atanasi Jornet, "Programa de Cálculo de Motores Asíncronos", UPC, DEE, Terrassa 2002
- [35] David Meeker , "FEMM, User Manual" versión 3.3 May 2003 página 6 y 7 [dmeeker@ieee.org](mailto:dmeeker@ieee.org)  
<http://FEM.berlios.de>

**[36] Gottlieb Strassacker, "Rotation, Divergenz und das Drumherum. Eine Einführung in die elektromagnetische Feldtheorie", Teubner Studienskripten 101, Teubner Verlag, Stuttgart 1986**

**[37] K. Vogt, "Elektrische Maschinen Berechnung rotierender elektrische Maschinen", VEB Verlag Technik, Berlin 1983. páginas 290-296**

## 15 Publicaciones del Autor

- P 1 A.L. Orille, G. Sowilam, A. Jornet “Desenvolupament òptim de motors monofàsics d'inducció amb condensador de servei mitjançant el sistema de fabricació per ensamblatge”, Jornades tècniques sobre energia, ETSEIB, Barcelona 1998
- P 2 A. Jornet, "Motores Asíncronos de Alto Rendimiento", Conferencias Hispano Lusas, Lisboa, 1999
- P 3 A. Jornet, “Messverfahren zur Wirkungsgrad bestimmung von Asynchronmotoren”, Zeitschrift Antriebstechnik 38,Heft 6, Vereinigte Fachverlage, Juni 1999
- P 4 A. Jornet, "Den vigtige virkningsgrad", Teknisknyt Elektroteknik Nr. 10 –37, Dinamarca, 1999
- P 5 A. L. Orille, A. Jornet, A. Pérez, D. Pérez, “Optimal design of high frequency induction motors with aid of the finite elements”, ICEM 2002, Brugge
- P 6 A. Jornet, M. Freyre, "Ensayo de la curva par-intensidad/velocidad dinámica en motores asíncronos trifásicos", Revista Instrumentación Virtual, Barcelona, 2000
- P 7 A. Jornet, M. Freyre, "Rilievo dinamico della curva coppia-corrente/velocità per motori asincroni trifase", Azionamenti, Italia, 2001
- P 8 A. Jornet, "Solicitaciones en los cojinetes en motores de inducción alimentados con convertidor de frecuencia", Revista Oilgas, Madrid, 2001
- P 9 D. Pérez, A. Jornet, X. Alavern, "Determination of stationay pull-out torque based on dynamic torque characteristic", ICEM 2002, Brugge
- P 10 A. L. Orille, A. Jornet, S. Jareño, A. Pérez, "Optimal desig and efficiency test method of induction motors fed by frequency converters", EEMODs 2002, Treviso, Italy
- P 11 A. Jornet, E. Niemann, "Asynkronmotor til frekvensomformerdrift", Teknisk nyt Elektroteknik Nr.32, Dinamarca, 2002
- P 12 A. Jornet, “Introducción del Mercado CE en los motores eléctricos protegidos contra explosiones, Revista Oilgas, pág. 71-73 Madrid, 2003
- P 13 A. Jornet,” Història i evolució de la tecnologia elèctrica a AEG Electric Motors”, Ponencia al Simposi L'electrificació a Espanya 125 anys utilitzant l'electricitat, la indústria de construcció de material elèctric i la seva influència en l'electrificació, Terrassa, Octubre- Novembre 2004
- P 14 A.Jornet, “Motores de alta eficiencia”, Ponencia, Jornada sobre Ahorro y Eficiencia Energética en Instalaciones Industriales, Confederación Industrial de Madrid, Abril 2005