



**UNIVERSIDAD DEL PAÍS VASCO
EUSKAL HERRIKO UNIBERTSITATEA**

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
INGENIARITZA ELEKTRIKOA SAILA**

TESIS DOCTORAL

Análisis de la distribución de fuerzas radiales en motores síncronos de imanes permanentes de baja velocidad. Comparación de la influencia de parámetros de diseño en el ruido magnético.

**Autor: Pablo Fernández Rodríguez
Director: Dr. José Antonio Güemes Alonso**

Septiembre 2015

RESUMEN

Por su robustez y elevado rendimiento, los motores síncronos de imanes permanentes (MSIP) resultan cada día más interesantes en un mayor número de aplicaciones industriales. Dentro de estos motores, los que emplean devanados concentrados de paso fraccionario sin cruzamiento de cabezas de bobina, también conocidos como devanados de diente, por tener un menor par de cogging y ser más fácil su ejecución, tienden a utilizarse cada día más, principalmente en motores de baja velocidad con un número de polos alto. Uno de los principales inconvenientes que supone la utilización de estos devanados es que producen fuerzas magnetomotrices irregulares que ocasionan desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales, siendo este desequilibrio la principal causa de ruido magnético.

En el funcionamiento de los motores se debe conseguir que el ruido sea mínimo. Dado el nivel actual de respeto hacia el bienestar y la calidad de vida, cada vez se exigen a los motores mejores condiciones en relación a esta cuestión.

En esta tesis se analizan fundamentalmente los aspectos relacionados con el ruido en el funcionamiento de MSIP, con el objetivo de estimar, en la fase de diseño del motor, el nivel de ruido y elegir la configuración más adecuada.

Para ello, se determinan las fuerzas magnéticas radiales por simulación utilizando la técnica de elementos finitos, mediante modelos en dos dimensiones, de distintos diseños propuestos. Se estudia el desequilibrio de las fuerzas mediante el índice de correlación con una distribución de fuerzas radiales sin desequilibrio, y se realiza un análisis de los armónicos espaciales de las distribuciones de fuerza radiales. Finalmente, se propone una metodología para comparar las distribuciones de fuerzas radiales con armónicos de distinto orden, mediante un único indicador.

La metodología propuesta se aplica a diferentes diseños de MSIP con devanados concentrados para aplicaciones de baja velocidad, si bien podría ser de utilización a otros tipos de motores.

Índice general

Índice	I
Índice de figuras	V
Índice de tablas	IX
Nomenclatura	XI
1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Objetivos	6
1.3 Estructura de la tesis	7
2 ANTECEDENTES. FUNDAMENTOS DE LOS MSIP	9
2.1 Principios constructivos de los MSIP	9
2.1.1 Imanes permanentes	13
2.1.2 Circuito magnético con imanes permanentes	17
2.1.3 Funcionamiento en vacío y en carga. Reacción de inducido	20
2.1.4 Diagrama fasorial en los motores de imanes superficiales	23
2.1.5 Potencia y par electromagnético en los motores síncronos con imanes superficiales	24
2.2 Devanados concentrados	27
2.2.1 Devanados fraccionarios concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina	30
2.2.2 Fuerza magnetomotriz	32
2.2.3 Factor de devanado	33
2.2.3.1 Factor de devanado en geometrías con dientes de distintos anchos	34

2.2.4	Par de cogging	36
2.2.4.1	Inclinación de los imanes	39
2.2.4.2	Desplazamiento de los imanes	39
2.3	Ruido en motores síncronos de imanes permanentes	40
2.3.1	Fuerza radial	41
2.3.2	Vibración y ruido magnético en el diseño del estator	43
2.3.3	Modos de vibración	46
2.3.4	Frecuencia de excitación y resonancia	48
2.3.5	Nivel de ruido	49
2.4	Revisión de la literatura sobre motores de imanes permanentes	50
2.4.1	Monografías sobre motores de imanes permanentes	51
2.4.2	Revisión de la literatura sobre motores de imanes permanentes con devanados fraccionarios concentrados	52
2.5	Datos de partida	61
2.5.1	Descripción de los MSIP objeto de estudio	61
2.5.1.1	Configuraciones de estator	62
2.5.1.2	Configuraciones de rotor	64
2.5.1.3	Diseños objeto de estudio	68
2.5.2	Par desarrollado	69
2.5.2.1	Conclusiones del par electromagnético	72
2.6	Conclusiones	73
3	METODOLOGÍA PARA EL ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO ELECTROMAGNÉTICO DEL MOTOR	75
3.1	Método de los elementos finitos. Modelos	75
3.2	Determinación de las fuerzas electromagnéticas y del par	77
3.3	Simulaciones	78
3.4	Método para la evaluación del desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales	81
3.4.1	Correlación	82
3.4.1.1	Coefficiente de correlación	85
3.4.1.2	Correlación y frecuencia	86
3.4.1.3	Influencia de la amplitud de la señal modelo	87
3.4.1.4	Influencia de la frecuencia de la señal modelo	88
3.4.1.5	Señales senoidales de distinta frecuencia (un armónico)	89
3.4.1.6	Señal periódica con varios armónicos	90
3.4.2	Densidad espectral de energía	93
3.4.3	Análisis conjunto de la correlación y la densidad espectral de energía	94

3.4.4	Estudio comparativo	95
3.5	Conclusiones	96
4	RESULTADOS. FUERZAS RADIALES	97
4.1	Fuerzas radiales en circuito abierto	98
4.1.1	Estudio del índice de correlación respecto a una distribución modelo constante	104
4.1.1.1	Influencia del diseño de estator	104
4.1.1.2	Influencia de la geometría del rotor	105
4.1.1.3	Comparación respecto al diseño de referencia $E_1 R_1$	106
4.1.2	Análisis de la densidad espectral de energía	106
4.1.3	Índice de correlación transformada	113
4.1.3.1	Influencia de la inclinación de imanes, geometría del estator y tipo de devanado	113
4.1.3.2	Influencia de la geometría del rotor	114
4.1.3.3	Comparación respecto al diseño de referencia $E_1 R_1$	115
4.1.4	Conclusiones de las fuerzas radiales en circuito abierto	115
4.2	Fuerzas radiales en carga	116
4.2.1	Estudio del índice de correlación respecto a una distribución modelo constante	122
4.2.1.1	Influencia del diseño de estator	123
4.2.1.2	Influencia de la geometría del rotor	124
4.2.1.3	Comparación respecto al diseño de referencia $E_1 R_1$	125
4.2.1.4	Conclusiones del índice de correlación respecto a una distribución modelo constante	125
4.2.2	Análisis de la densidad espectral de energía	126
4.2.3	Índice de correlación transformada	133
4.2.3.1	Influencia de la inclinación de imanes, geometría del estator y tipo de devanado	134
4.2.3.2	Influencia de la geometría del rotor	135
4.2.3.3	Comparación respecto al diseño de referencia $E_1 R_1$	136
4.2.3.4	Conclusiones del índice de correlación transformada	136
4.3	Conclusiones de las fuerzas radiales	137

4.4	Comparación de los distintos motores analizados respecto del par medio, rizado de par e índice de correlación transformado. Conclusiones globales	138
5	CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN	143
5.1	Aportaciones	143
5.2	Futuras líneas de investigación	144
	Bibliografía	147

Índice de figuras

2.1	Máquina de flujo radial.	10
2.2	Máquina de flujo axial.	10
2.3	Máquina de flujo transversal.	11
2.4	Rotores de MSIP de flujo radial.	11
2.5	Curvas de desmagnetización de un material magnético.	14
2.6	Curvas de desmagnetización de materiales usados en IP.	15
2.7	Variación de las curvas de desmagnetización con la temperatura.	16
2.8	Recta de carga y curva de desmagnetización.	18
2.9	Reacción de inducido: circuito resistivo.	21
2.10	Reacción de inducido: circuito inductivo.	22
2.11	Reacción de inducido: circuito capacitivo.	22
2.12	Diagrama de fasores para el MSIP con imanes en la superficie.	25
2.13	Característica del par interno (T_i) frente al ángulo de par (γ) para intensidad constante en MSIP de imanes superficiales.	26
2.14	Diagrama fasorial del MSIP con imanes superficiales para $\gamma =$ 0°	27
2.15	Devanados con cruzamiento de cabezas de bobina.	28
2.16	Factor de paso para devanados trifásicos sin cruzamiento de cabezas de bobina.	30
2.17	Devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina.	31
2.18	F.m.m. para el instante en que $I_U = I$, $I_V = I_W = -I/2$	33
2.19	Diseños de estator con distintos tipos de dientes.	35
2.20	Espacio angular para ranuras con dientes no uniformes.	35
2.21	Rotor con imanes desplazados.	40
2.22	Modos de vibración del estator.	47
2.23	Configuraciones de estator.	63
2.24	Rotor R_1	64
2.25	Rotor R_2	65
2.26	Rotor R_3	65
2.27	Rotor R_4	66

2.28	Matriz de imanes Halbach.	67
2.29	Rotor R_5	67
3.1	Mallado del entrehierro.	76
3.2	Mallado simétrico.	77
3.3	Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_1	79
3.4	Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_2SC	80
3.5	Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_2DC	80
3.6	Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_3	80
3.7	Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_1 , con el rotor inclinado en dos tramos.	81
3.8	Modelo constante de diferentes amplitudes.	87
3.9	Modelo sinusoidal de diferentes frecuencias.	89
3.10	Modelo constante y señales de diferentes frecuencias.	90
3.11	Modelo constante y señales de dos frecuencias diferentes.	91
3.12	Modelo constante y señales de dos frecuencias diferentes f y $2f$	92
4.1	Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_1 (kN/m^2).	99
4.2	Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_2 (kN/m^2).	100
4.3	Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_3 (kN/m^2).	101
4.4	Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_4 (kN/m^2).	102
4.5	Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_5 (kN/m^2).	103
4.6	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_1	107
4.7	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_2	108
4.8	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_3	109
4.9	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_4	110
4.10	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_5	111
4.11	Fuerzas radiales en carga con el rotor R_1 (kN/m^2).	117
4.12	Fuerzas radiales en carga con el rotor R_2 (kN/m^2).	118
4.13	Fuerzas radiales en carga con el rotor R_3 (kN/m^2).	119
4.14	Fuerzas radiales en carga con el rotor R_4 (kN/m^2).	120

4.15	Fuerzas radiales en carga con el rotor R_5 (kN/m ²).	121
4.16	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_1	127
4.17	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_2	128
4.18	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_3	129
4.19	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_4	130
4.20	Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_5	131

Índice de tablas

2.1	Propiedades de materiales magnéticos para IP (IMA S. L.). . .	17
2.2	Combinaciones de número de polos y ranuras para devanado trifásico concentrado sin cruzamiento de cabezas de bobina. . .	32
2.3	Factor de devanado: devanados concentrados sin cruzamiento. . .	34
2.4	Factor de devanado k_w con dientes de distintos anchos ($q = 1/2$). . .	36
2.5	Número de ciclos de par de cogging por revolución para devanados concentrados sin cruzamiento.	38
2.6	Repeticiones magnéticas: devanados concentrados sin cruzamiento (1).	45
2.7	Repeticiones magnéticas: devanados concentrados sin cruzamiento (2).	46
2.8	Características de la combinación de 16 polos y 48 ranuras. . .	61
2.9	Características de la combinación de 16 polos y 24 ranuras. . .	61
2.10	Disposición de los devanados en las ranuras del estator.	62
2.11	Dimensiones principales de los motores propuestos.	62
2.12	Diseños de MSIP propuestos.	68
2.13	Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_1	70
2.14	Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_2	70
2.15	Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_3	71
2.16	Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_4	71
2.17	Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_5	71
3.1	Coefficientes de correlación con diferentes amplitudes de modelo constante.	88

3.2	Coefficientes de correlación con diferentes frecuencias de modelo senoidal.	89
3.3	Coefficientes de correlación con modelo constante para señales de distintas frecuencias.	90
3.4	Coefficientes de correlación con modelo constante para señales con frecuencias f y $f/16$	91
3.5	Coefficientes de correlación con modelo constante para señales con frecuencia f y $2f$	92
4.1	Índice de correlación para modelo constante. Influencia del estator.	104
4.2	Índice de correlación para modelo constante. Influencia del rotor.	105
4.3	Índice de correlación para modelo constante. Comparación con E_1R_1	106
4.4	Amplitud (kN/m^2) de los armónicos espaciales de menor orden.	112
4.5	Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Influencia del tipo de estator.	114
4.6	Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Influencia del tipo de rotor.	115
4.7	Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Comparación con E_1R_1	116
4.8	Índice de correlación para modelo constante. Influencia del tipo de estator.	123
4.9	Índice de correlación para modelo constante. Influencia del diseño del rotor.	124
4.10	Índice de correlación para modelo constante. Comparación con E_1R_1	125
4.11	Amplitud (kN/m^2) de los armónicos espaciales de menor orden en los motores analizados.	132
4.12	Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Influencia del tipo de estator.	134
4.13	Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Influencia del tipo de rotor.	135
4.14	Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Comparación con E_1R_1	136
4.15	Comparación de los motores analizados respecto par medio, rizado de par e índice de correlación transformado (ICT).	139

Nomenclatura

α	Arco seno de R/Z_i
α_B	Coefficiente de temperatura de la remanencia
α_H	Coefficiente de temperatura de la coercitividad
α_r	Anchura del imán relativa al paso polar
χ	Susceptibilidad magnética
δ	Ángulo de desfase entre tensión y f.e.m. de los imanes
γ	Ángulo de par
$\gamma_{m\acute{a}x}$	Ángulo de par máximo
$\Lambda(\theta)$	Permeancia magnética del entrehierro por unidad de superficie
μ_0	Permeabilidad magnética del vacío
μ_r	Permeabilidad magnética relativa
ω	Velocidad angular del rotor
ϕ	Flujo magnético
ϕ_m	Flujo máximo por polo
ϕ_r	Flujo magnético resultante
Ψ_x	Densidad espectral de energía de una función $x(k)$
ρ	Densidad del medio de propagación del sonido
$\rho_{xy}(\tau)$	Coefficiente de correlación cruzada entre $x(k)$ e $y(k)$

τ_p	Paso polar del imán
τ	Desplazamiento de la variable discreta
θ	Ángulo del rotor
θ_i	Ángulo de inclinación de imanes
θ_{i2T}	Ángulo de inclinación óptimo de imanes en dos tramos
$\theta_{i\text{opt}}$	Ángulo de inclinación óptimo de imanes
θ_{rda}	Ángulo entre ranuras de diente ancho
θ_{rde}	Ángulo entre ranuras de diente estrecho
φ	Ángulo de desfase entre tensión e intensidad
A_δ	Sección del entrehierro
A_i	Sección del imán
B	Inducción o densidad de flujo magnético
b	Numerador del número de ranuras por polo y fase
b'	Numerador de la mitad del número de ranuras por polo y fase
B_δ	Inducción magnética en el entrehierro
B_i	Inducción magnética en el imán
b_i	Anchura del imán
B_n	Componente normal de la inducción magnética
B_r	Remanencia
B_t	Componente tangencial de la inducción magnética
$B_{m\delta}$	Inducción en el entrehierro (primer armónico)
$B_{r(20)}$	Remanencia a 20°C
$BH_{m\acute{a}x}$	Producto de energía máximo
c	Denominador del número de ranuras por polo y fase

c'	Denominador de la mitad del número de ranuras por polo y fase
C_ϕ	Factor de concentración
$C_{cog DI}$	Número de ciclos del par de cogging con dientes de ancho uniforme
$C_{cog DD}$	Número de ciclos del par de cogging con dientes de ancho desigual
C_{cog}	Número de ciclos del par de cogging por vuelta del rotor
CP	Coefficiente de permeancia
D	Diámetro del entrehierro
$d(x, y)$	Distancia entre dos funciones $x(k)$ e $y(k)$
E_0	Fuerza electromotriz inducida por los imanes en circuito abierto
E_i	Fuerza electromotriz del inducido
E_r	Fuerza electromotriz resultante
E_x	Energía de una función $x(k)$
F	Fuerza magnética
f	Frecuencia de la tensión de alimentación
F_0	Fuerza magnetomotriz de los imanes
F_i	Fuerza magnetomotriz del inducido
f_m	Frecuencia de la onda sonora
F_n	Componente normal de la fuerza magnética
f_n	Componente normal de la densidad de fuerza magnética
F_r	Fuerza magnetomotriz resultante
F_t	Componente tangencial de la fuerza magnética
f_t	Componente tangencial de la densidad de fuerza magnética
f_{exc}	Frecuencia de excitación
H	Campo magnético

H_δ	Campo magnético en el entrehierro
H_c	Coercitividad
H_i	Campo magnético en el imán
$H_{c(20)}$	Coercitividad a 20°C
I	Intensidad por fase del estator
I_r	Coefficiente de intensidad de sonido relativa
k_i	Factor de inclinación
k_p	Factor de paso
k_w	Factor de devanado
k_{wDC}	Factor de devanado en doble capa
k_{wSC}	Factor de devanado en simple capa
L	Longitud axial del entrehierro
l_δ	Longitud del entrehierro
l_i	Longitud del imán
M	Magnetización
m	Número de fases
N	Número de espiras en serie por fase del devanado
n	Velocidad de sincronismo
p	Número de pares de polos
P_l	Potencia absorbida de la red
P_x	Potencia media de una función $x(k)$
q	Número de ranuras por polo y fase
R	Resistencia de fase del estator
$R_{xx}(k)$	Autocorrelación de la función $x(k)$

$R_{xy}(\tau)$	Función de correlación cruzada entre $x(k)$ e $y(k)$
t	Temperatura
T_i	Par motor interno o par aparente
T_{cog}	Par de cogging
U	Tensión en bornes de fase del estator
v	Velocidad de propagación de la onda sonora
W	Potencia de la onda sonora
$X(\Omega)$	Transformada de Fourier de una función $x(k)$
$x(k)$	Función discreta de variable discreta
X_1	Número de repeticiones de las fuerzas radiales con ancho de diente uniforme
X_2	Número de repeticiones de las fuerzas radiales con ancho de diente no uniforme
X_σ	Reactancia de dispersión del estator
X_i	Reactancia de reacción de inducido
X_s	Reactancia síncrona
Y_m	Amplitud del desplazamiento del estator
Y_p	Paso polar en número de ranuras
Y_Q	Paso de bobina en número de ranuras
Z_s	Impedancia síncrona
$\ x\ $	Norma de una función $x(k)$

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Las máquinas síncronas de imanes permanentes suponen la opción más robusta de la máquina síncrona, dada la ausencia de devanado en el rotor. Su principal desventaja, la limitada intensidad del campo magnético, se ha visto reducida en los últimos años por el alto desarrollo en las aleaciones de alto magnetismo. Los diseños más modernos en el campo de la generación eólica y de las minicentrales hidráulicas hacen uso de esta tecnología, que se ha convertido también en una opción ventajosa frente al motor de inducción en aplicaciones para la industria textil o del vidrio, en la máquina herramienta, robótica, tracción eléctrica, etc.

El descenso en el precio de los materiales magnéticos hace posible aumentar la inducción en el entrehierro de dichos motores y por tanto, el par motor desarrollado por éstos, a precios asequibles. Esta característica ha llevado a la extensión del uso de motores de imanes permanentes en los sistemas convencionales de accionamiento industrial, ya que su mejor relación potencia-volumen supone un ahorro global del consumo de energía, con la consiguiente reducción en las emisiones de CO_2 y NO_x a la atmósfera.

1.1 Antecedentes

El funcionamiento de los motores eléctricos se basa en la interacción entre el campo magnético del rotor y del estator.

Los motores de imanes permanentes de corriente alterna son semejantes a motores síncronos convencionales en los que el devanado de campo situado

en el rotor se sustituye por imanes permanentes. Cuando la forma de la onda del flujo inducido es senoidal suelen denominarse motores síncronos de imanes permanentes (MSIP) y si la forma de la onda es trapezoidal son conocidos como motores de continua sin escobillas o brushless dc (aunque esta denominación puede llevar a error, es la más utilizada por la semejanza con las condiciones de funcionamiento de los motores de corriente continua) [1, 2, 3].

La fabricación de un motor síncrono con devanado de excitación de corriente continua en el rotor y escobillas, es menos robusta que la del motor asíncrono. Sin embargo, en el MSIP, el uso de imanes permanentes para la generación del campo de excitación permite eliminar el devanado del rotor y los contactos móviles requeridos para su alimentación, lo que reduce la complejidad del proceso de fabricación. De este modo conseguimos un motor con las excelentes prestaciones de la máquina síncrona y con la fiabilidad y sencillez de la máquina asíncrona.

Los MSIP se han utilizado desde hace años por su buena densidad de potencia en aplicaciones de pequeña potencia, por ejemplo en la industria informática y en relojes de pulsera. Su alta relación potencia/volumen le ha permitido introducirse también en aplicaciones de servomotores, tracción y en propulsión naval. Hoy en día, teniendo en cuenta el desarrollo de materiales magnéticos de alta coercitividad y elevado magnetismo remanente, el motor síncrono de imanes permanentes ha ocupado gran número de aplicaciones industriales, particularmente las que necesitan un alto par y baja velocidad.

Los motores asíncronos funcionan a velocidades comprendidas entre 750 y 3000 r.p.m., no siendo adecuados para velocidades más bajas; al reducirse la velocidad de giro, el rendimiento y el factor de potencia se reducen de modo importante. Para adecuar la alta velocidad de giro a las necesidades de cada aplicación, se recurre a la instalación de un reductor de velocidad en el acoplamiento al sistema mecánico. No hay duda que la presencia de un reductor de velocidad tiene desventajas, ya que aumenta el coste de la instalación y disminuye su eficiencia energética, pero además se trata de un equipo que ocupa espacio, precisa de un frecuente mantenimiento y supone un consumo de lubricante, lo que desde el punto de vista de los vertidos es un coste añadido.

Las características del MSIP hacen posible el acoplamiento mecánico directo, sin necesidad de una reductora de velocidad, incluso a velocidades bajas, reduciendo las necesidades de espacio y los costes de la instalación.

Una de las áreas en las que los MSIP están teniendo un gran desarrollo,

desplazando a los motores asíncronos de su tradicional puesto hegemónico, es en el movimiento de ascensores. Los motores de ascensor funcionan a una velocidad baja, y el empleo de MSIP con acoplamiento directo elimina la necesidad de reservar espacio en la instalación para un cuarto de máquinas. Los cuatro grandes fabricantes de ascensores (Kone, Otis, ThyssenKrupp y Schindler) proponen ascensores sin reductores de velocidad (gearless) y sin necesidad de cuarto de máquinas, usando MSIP en distintas variantes [4, 5, 6, 7].

Los puntos más fuertes de los MSIP frente a los motores asíncronos, son:

- velocidad constante (deslizamiento 0), en función sólo de la frecuencia de la tensión de alimentación, sin depender de la carga o el nivel de tensión aplicado;
- mejor eficiencia, sobre todo a baja velocidad;
- factor de potencia más alto;
- mayores cocientes par/corriente y par/volumen del motor.

Entre los problemas de los motores síncronos de imanes permanentes destaca las irregularidades en el par motor desarrollado. El rizado del par implica mayores problemas de funcionamiento, especialmente en aplicaciones que precisen un control estricto de posición o en aquellas que requieran velocidad constante, especialmente a velocidad baja [8, 9, 10, 11, 12].

Las causas del rizado del par se pueden clasificar en dos grupos [3].

En el primer grupo, tenemos las procedentes de la configuración del motor:

- el par de cogging, que es la variación del par producida por la interacción entre el flujo magnético de los imanes permanentes montados en el rotor y los dientes del estator. Es creado por los cambios de reluctancia magnética en función de la posición de las ranuras del estator y existente incluso con el devanado en circuito abierto;
- la diferencia de la reluctancia en el rotor entre el polo y la zona entre los polos, conocidas como reluctancia en el eje longitudinal (X_d) y transversal (X_q);
- la distorsión de la distribución de la inducción magnética en el entrehierro, dependiente del flujo inducido por el devanado del estator.

En el segundo grupo, tenemos el rizado del par debido al sistema de alimentación [13]:

- el alto contenido en armónicos de la intensidad procedente del sistema inversor-rectificador para el control de la frecuencia;
- el desequilibrio de las intensidades en las fases del devanado del estator;
- los errores en la estimación de la intensidad.

Distintas técnicas han sido propuesta para intentar minimizar el rizado del par; en general se pueden clasificar en los siguientes grupos:

- El primer grupo se orienta a limitar el rizado del par, minimizando la reducción del par medio, mediante modificaciones en el diseño del motor [14, 15, 16, 17]. Entre otras, las modificaciones pueden ser: instalar devanados de paso fraccionario [18], colocar los imanes o las ranuras en ángulo respecto al eje del motor [19, 20], introducir dientes auxiliares [21], realizar modificaciones en la forma de los imanes [22], variar la relación arco polar-paso polar [23], desplazar la posición de los polos en el rotor [24], etc.
- El segundo se basa en optimizar el sistema de control [25, 26, 27]. Dentro de las estrategias de control vectorial principalmente tenemos dos sistemas: el control de orientación de campo (Field Oriented Control, FOC), en sus dos posibilidades de orientación del vector flujo del rotor y del vector flujo del estator, y el control directo del par (Direct Torque Control, DTC). Con el DTC las variables a controlar son el par motor y el flujo de la máquina de forma directa y separada. El método DTC es más sencillo y por tanto, requiere una menor capacidad de procesamiento de las señales digitales, lo que resulta en un sistema de control más ágil y menos costoso que el FOC. Las ventajas del DTC le están llevando a sustituir al FOC en la mayoría de los sistemas de control de MSIP. En varios trabajos [28, 29], se presentan diferentes estrategias con DTC para reducir el rizado del par en MSIP.

La mayoría de los métodos basados en nuevos diseños del motor son más exitosos en la reducción del rizado del par que los métodos basados en modificaciones de la estrategia de control, pero también suelen suponer un descenso del valor medio del par motor desarrollado.

Muchos de los métodos que se basan en modificaciones del diseño del motor para homogeneizar el par se centran en reducir el par de cogging [19], [30, 31, 32]. El descenso del par de cogging (una característica relevante con el motor en vacío), sin embargo, no siempre trae consigo una reducción de la variación del par desarrollado en carga [33, 34]. Mejorar el par de cogging, aunque supone una ventaja, no es clave a la hora de reducir el rizado del par.

En general, la mayoría de los trabajos realizados para la reducción del rizado del par a través del diseño del rotor coinciden en recomendar el uso de devanados de paso fraccionario [2], especialmente con motores que funcionan a baja velocidad y tienen un número de polos elevado. En estos casos se consideran adecuados los devanados de paso fraccionario concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina [35, 36]. Se trata de motores en los que el bobinado del estator se realiza mediante bobinas en las que se unen los lados activos de una ranura con los de la ranura siguiente.

La ventaja fundamental de estos devanados es la sencillez del montaje, tanto en simple como en doble capa, con la consiguiente reducción del tiempo y por ello del coste de producción. Actualmente existe un gran interés por el empleo de estos devanados, utilizándose sobre todo en motores de imanes permanentes y en menor medida en motores de inducción [37].

La principal desventaja del uso de devanados de paso fraccionario es la aparición de irregularidades en la fuerza magnetomotriz. Estas irregularidades del flujo magnético ocasionan el desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales en el entrehierro. El desequilibrio de estas fuerzas es la causa de que los esfuerzos producidos sobre el estator provoquen deformaciones oscilatorias, creando vibraciones y ruido. Las deformaciones se producen en determinados modos, relacionados con la distribución espacial de las fuerzas radiales, cada una de ellos con diferentes frecuencias de resonancia.

En los MSIP se producen ruido y vibraciones por causas mecánicas, aerodinámicas y electromagnéticas. En los motores de pequeña y mediana potencia con devanado concentrado de paso fraccionario, el ruido generado es mayoritariamente de origen electromagnético.

Normalmente la elección del número de polos y ranuras y en general el diseño de los MSIP, se realiza atendiendo principalmente a aspectos de rizado y de par medio desarrollado, sin prestar suficiente atención al nivel de ruido del motor. Sin embargo, tanto la vibración como el ruido suponen un grave problema en determinadas aplicaciones, por lo que en los últimos años se

está dedicando un importante esfuerzo al estudio de los métodos para su reducción [38, 39, 40, 41, 42].

1.2 Objetivos

El objetivo principal de esta tesis es presentar un método de fácil aplicación, para su uso en la fase de diseño de motores síncronos trifásicos, que permita estimar el nivel de ruido del motor y junto con los valores de par y rizado de par calculados, permita tener una mejor información para la elección más acertada de la configuración del motor a construir para aplicaciones de baja velocidad, en concreto, destinados al movimiento de ascensores.

Teniendo en cuenta las características de la aplicación indicada, el MSIP objeto de estudio tiene las siguientes especificaciones:

- Las dimensiones son reducidas y la anchura máxima está limitada puesto que, al tratarse de un motor con acoplamiento directo, se puede realizar la instalación de todo el conjunto motor en la caja del ascensor.
- Para asegurar el confort de los ocupantes de la cabina, es necesario que el desplazamiento se realice con aceleraciones reducidas, sin vibraciones y con escaso nivel sonoro.
- Son muy importantes las consideraciones económicas, tanto los costes de fabricación como de funcionamiento. Dado que el número de unidades fabricadas de este tipo motores es alto, se trata de implementar un modelo sencillo y de fácil fabricación, con bajo número de rechazos en la línea de montaje.

Este trabajo está centrado en comparar distintas configuraciones para elegir un motor síncrono de imanes permanentes de funcionamiento a baja velocidad, de reducido coste de fabricación, que tenga rizado de par bajo y presente un buen equilibrado de la fuerza magnética radial.

Como dato de partida se trabaja con los diseños y resultados, en cuanto al par de cogging, par electromagnético y rizado del par, obtenidos en la investigación [43] para la cual la presente tesis representa la continuación y profundización atendiendo al estudio del equilibrio de las fuerzas radiales y el ruido magnético, teniendo de esta forma un análisis completo del comportamiento del motor objeto de estudio.

Para cumplir con dicho objetivo:

- Se utilizan devanados fraccionarios concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina (por su reducido coste de fabricación). Como modelo de comparación, se analiza un motor de devanado concentrado de paso entero, con y sin inclinación de imanes en el rotor.
- Se determina el valor de las fuerzas magnéticas radiales utilizando el método de tensiones de Maxwell [3], [16], [43, 44] previa simulación utilizando la técnica de los elementos finitos, mediante modelos en dos dimensiones.
- Se define una expresión analítica ideal “de ruido nulo” para la distribución de fuerzas radiales en el entrehierro del MSIP y se establecen los índices de correlación entre la distribución de fuerzas radiales calculada para varias máquinas reales y la distribución tipo. Igualmente se estudian los armónicos espaciales de las distribuciones de fuerzas radiales.
- Se estudia la influencia de los parámetros de diseño, según las combinaciones más adecuadas para la aplicación en baja velocidad, en los coeficientes de correlación y en los armónicos espaciales de las fuerzas radiales de estos motores.
- Finalmente se utiliza un índice de correlación transformado para comparar motores con armónicos espaciales de distintos órdenes.

1.3 Estructura de la tesis

La tesis está organizada en cinco capítulos y un índice de referencias bibliográficas:

- El capítulo 1 centra el contenido, objetivo y estructura de la tesis.
- En el capítulo 2 se describen los principios constructivos de los motores de imanes permanentes y las características de los devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina. Se analiza el funcionamiento de estos motores. Se realiza una revisión de la literatura dedicada a los MSIP y la generación de ruido en los motores con devanados fraccionarios concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina. Se aportan los datos de par de cogging y par electromagnético obtenidos por el MEF de motores de este tipo analizados en [43], ya que constituyen el punto de partida de la tesis actual.

- En el capítulo 3 se describe la metodología utilizada para analizar el comportamiento electromagnético del motor. Se muestran las características de las simulaciones por elementos finitos, explicando el método de cálculo de las fuerzas radiales. A continuación, se realiza una descripción de la técnica que se utiliza para el análisis de las distribuciones de fuerzas radiales, los índices de correlación, estudiando el concepto de correlación así como su relación con el análisis armónico de señales. Se explica el método de transformación para la comparación de distribuciones de fuerza con armónicos de distinto orden. Se plantea el estudio comparativo a realizar con los resultados de las simulaciones.
- En el capítulo 4 se recogen los resultados de los modelos MEF para las fuerzas magnéticas radiales. Se muestra la distribución de las fuerzas en el entrehierro para los distintos diseños y se realiza la comparación con una distribución de fuerzas radiales modelo, mediante los índices de correlación. Se estudia la composición en armónicos de las distribuciones de fuerzas para los motores objeto de estudio y se comparan mediante el índice de correlación transformado. Los resultados se utilizan para plantear las disposiciones de MSIP más ventajosas para la aplicación objeto de estudio.
- En el capítulo 5 se presentan las conclusiones y se proponen futuras líneas de investigación.

Por último, el presente trabajo se completa con la reseña de las fuentes bibliográficas utilizadas para su realización.

Capítulo 2

ANTECEDENTES. FUNDAMENTOS DE LOS MSIP

En este capítulo se describen los principios de los MSIP y en concreto los que utilizan devanados concentrados fraccionarios sin cruzamiento de cabezas de bobina, analizando el problema de las fuerzas radiales y el ruido. Revisamos las últimas publicaciones relacionadas con MSIP con devanados fraccionarios y el desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales. Se presentan de forma esquemática los resultados de las configuraciones de MSIP analizadas en [43], dado que estas mismas configuraciones son las que se van a analizar desde el punto de vista de fuerzas magnéticas radiales, lo que permitirá tener un estudio detallado de los tres aspectos más importantes del comportamiento del motor: par medio, rizado de par y equilibrado de fuerzas magnéticas.

2.1 Principios constructivos de los MSIP

La primera clasificación en el estudio de los MSIP es la relacionada con la dirección del flujo magnético: radial, axial y transversal.

En las máquinas de flujo radial, el flujo magnético circula en la dirección radial a través del entrehierro, mientras que la intensidad lo hace en dirección axial (ver Figura 2.1).

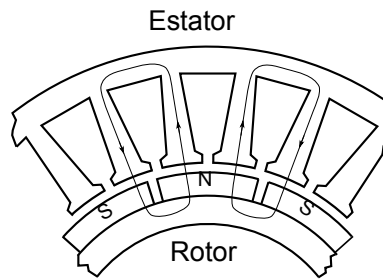


Figura 2.1. Máquina de flujo radial.

En las máquinas de flujo axial, el flujo creado por los imanes atraviesa el entrehierro en la dirección del eje del motor y la intensidad circula en dirección radial. Estos motores tienen mayor diámetro y menor longitud que sus equivalentes de flujo radial. Podemos observar la geometría de una máquina de flujo axial en la Figura 2.2.

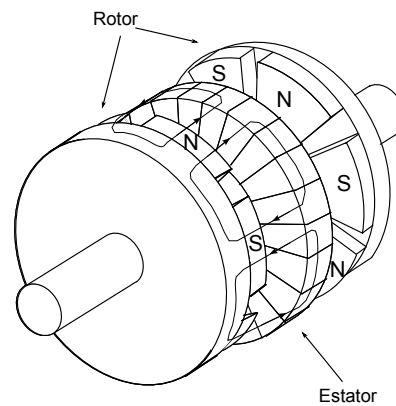


Figura 2.2. Máquina de flujo axial.

Las máquinas de flujo transversal tienen un circuito magnético complejo y son menos comunes. En estas máquinas la dirección del flujo magnético es transversal a la de la fuerza generada, a diferencia de las máquinas de flujo radial, en las que la dirección del flujo es paralela a la fuerza. La disposición de rotor y estator en una máquina de flujo transversal se muestra en la Figura 2.3.

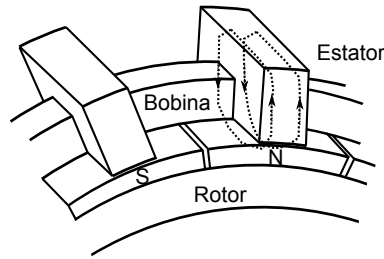


Figura 2.3. Máquina de flujo transversal.

Este tipo de motores presenta como ventaja un alto valor de par por unidad de volumen, lo que permite la fabricación de máquinas compactas. Sus principales desventajas son el reducido factor de potencia y la complejidad de la estructura, lo que lleva a un proceso de montaje más largo y caro [45].

En los últimos años se han realizado diversos trabajos centrados en las máquinas de flujo axial y en las de flujo transversal, con diferentes configuraciones en función de cada aplicación [46, 47, 48, 49, 50]; en algunos casos comparando sus características con las de las máquinas de flujo radial [51]. Sin embargo, en este trabajo nos ocuparemos de las máquinas de flujo radial, ya que son las más utilizadas en el caso de aplicaciones de baja velocidad como el movimiento de ascensores. Además son las de montaje más sencillo y por tanto, de menor coste de fabricación [36].

Las máquinas de flujo radial utilizan un estator similar a los motores asíncronos. Con relación al rotor se pueden tener distintos tipos en función de la situación de los imanes y la dirección del flujo. Básicamente podemos distinguir tres configuraciones básicas: a) imanes en superficie, b) imanes interiores cerca de la superficie y c) imanes interiores (véase la Figura 2.4).

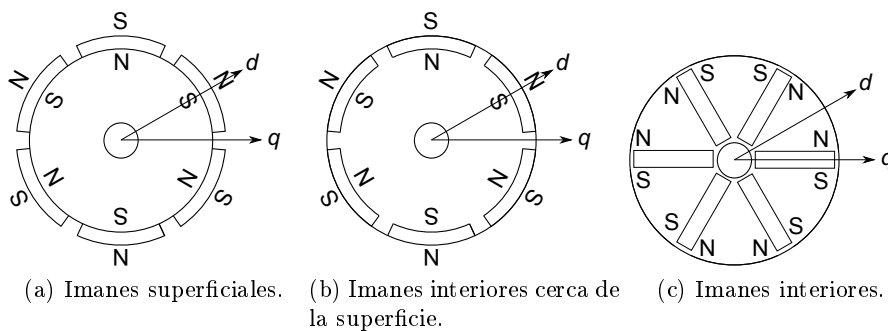


Figura 2.4. Rotores de MSIP de flujo radial.

En los rotores con imanes en la superficie, la magnetización de los imanes es radial, siendo la densidad de flujo magnético muy uniforme en el entrehierro. Esta configuración tiene el problema de sujeción de los imanes (mediante adhesivos). Dado el alto valor del campo coercitivo de los imanes actuales el montaje de los imanes por esta técnica es compleja. Estos motores presentan reluctancias en el eje directo y en cuadratura iguales.

Los motores con imanes interiores cerca de la superficie utilizan distintas formas de los imanes y exterior del rotor para sujeción mecánica (sin adhesivos) de los imanes. La imantación de los imanes es radial y tienen un comportamiento similar a los motores con imanes en la superficie.

Los motores de imanes interiores con magnetización tangencial presentan gran robustez mecánica con elevado flujo de dispersión. La reluctancia en el eje de cuadratura es menor que en el eje directo. Son máquinas en general apropiadas para aplicaciones de alta velocidad.

De acuerdo con las especificaciones requeridas por la aplicación objeto de este trabajo, los motores que se analizan en esta tesis son motores con imanes localizados cerca de la superficie del rotor, magnetizados radialmente.

La elección del número de polos supone la consideración de numerosos factores, pero antes de realizar cualquier estudio detallado sobre esta característica, se debe tener en cuenta que el número de polos es inversamente proporcional a la velocidad de sincronismo. La velocidad de rotación de los motores síncronos es la denominada velocidad síncrona o de sincronismo (n), cuyo valor en revoluciones por minuto (r.p.m.) es:

$$n = \frac{60f}{p} \quad (2.1)$$

donde f es la frecuencia de la tensión de alimentación y p el número de pares de polos.

Para reducir las pérdidas en el hierro y en la conmutación, el valor de la frecuencia suele limitarse, por lo que es el número de pares de polos la variable que más condiciona la velocidad síncrona. En velocidades altas se usan rotores con dos o cuatro polos, mientras que para velocidades bajas, el número de polos es mayor.

Desde el punto de vista constructivo y de las dimensiones de la máquina, es habitual considerar que si el número de polos se dobla, el grosor necesario del yugo del rotor y del estator disminuye a la mitad. Por tanto, definida una carga eléctrica y magnética, y un determinado diámetro del rotor, el

diámetro total de la máquina se puede reducir si aumenta el número de polos [2].

Por otro lado, al incrementar el número de polos, el valor de los amperios-conductor por polo del estator disminuye, de modo que la inductancia por unidad y la reactancia síncrona se reducen para motores con un alto número de polos.

El tipo de material en que se fabrican los imanes permanentes condiciona diversos aspectos del diseño del motor, principalmente volumen, temperatura máxima de operación y coste. En el apartado siguiente se describen las características más relevantes de los materiales utilizados para la fabricación de imanes permanentes.

La longitud del entrehierro puede variar de 0,2 a 1 mm en función de la potencia del motor. A la hora de definir la longitud del imán, una regla de diseño inicial es dimensionarlo de cinco a diez veces la longitud del entrehierro [2].

En cuanto al diseño del estator hay numerosas posibilidades, con distintos tipos de ranuras, pero podemos afirmar que el estator de un MSIP es aproximadamente igual al de una máquina asíncrona. El parámetro básico del diseño del estator es el número de ranuras por polo y fase (q). Para este tipo de motores, como ya se ha mencionado anteriormente, para reducir las variaciones en el par motor se recomienda que el valor de q sea fraccionario.

2.1.1 Imanes permanentes

Los imanes permanentes (IP) son elementos que almacenan grandes cantidades de energía magnética y pueden mantenerla durante largo tiempo.

Para visualizar las características magnéticas de un material, usaremos la curva de magnetización. Es la representación de la inducción magnética B frente al campo magnético H , donde, al someter el material a imantaciones alternativas, se define un ciclo cerrado, simétrico con el origen, conocido como ciclo de histéresis. Para analizar las características de un IP hay que fijarse en la curva de desmagnetización, la parte correspondiente al segundo cuadrante ($H < 0$) de un ciclo completo de histéresis (ver Figura 2.5).

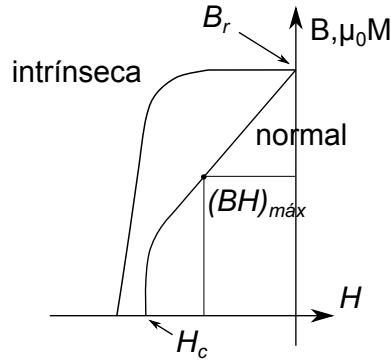


Figura 2.5. Curvas de desmagnetización de un material magnético.

En esta curva es donde podemos apreciar las magnitudes más importantes [52] en la selección de un material para su empleo en IP:

- Remanencia B_r : valores altos de remanencia aseguran alto valor de inducción magnética.
- Coercitividad H_c : si la coercitividad es alta, mayor resistencia presenta el material a la desmagnetización.
- Producto $(BH)_{m\acute{a}x}$: punto de máxima energía almacenada en el imán. Indica el volumen de material magnético necesario para lograr una inducción determinada en un circuito magnético.

Es importante distinguir la curva de desmagnetización intrínseca, en la que se representa la magnetización M frente al campo magnético H , de la curva de desmagnetización normal que representa la inducción magnética B frente a H . La relación entre ambas curvas se expresa en la siguiente expresión:

$$B = \mu_0 (H + M) = \mu_0(1 + \chi)H = \mu_0\mu_r H \quad (2.2)$$

donde μ_0 es la permeabilidad del vacío, M es la magnetización, χ es la susceptibilidad magnética del material y μ_r es la permeabilidad relativa.

La curva normal es de mayor utilidad, ya que la magnetización M existe en el interior del material magnético, mientras que la inducción B existe en todo el espacio.

En la Figura 2.6 se muestran las curvas características de desmagnetización de diferentes materiales que se usan para la fabricación de IP [53]. El comportamiento de algunos materiales es totalmente lineal en el segundo cuadrante.

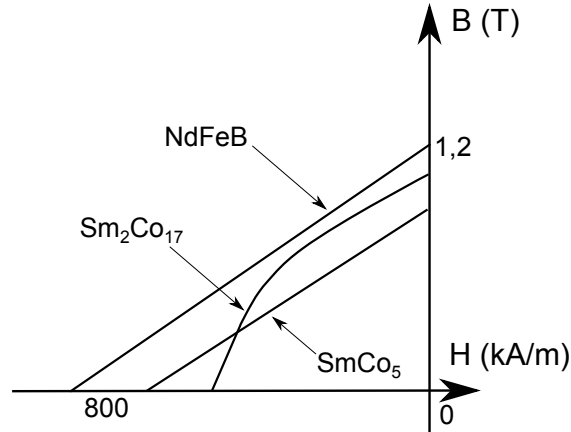


Figura 2.6. Curvas de desmagnetización de materiales usados en IP.

Una característica muy destacable de las propiedades magnéticas de los materiales usados para la fabricación de IP, es su fuerte dependencia con respecto a la temperatura y a las vibraciones mecánicas que sufren los imanes en determinadas aplicaciones. En ambos casos, la desmagnetización puede resultar irreversible, suceso que se manifiesta más intensamente en el caso de aumento de la temperatura. Es necesario, por tanto, conocer el rango de temperaturas a las que trabajará el imán antes de diseñar su punto de funcionamiento, de modo que no se produzca la desmagnetización de forma irreversible. La desmagnetización de los imanes permanentes debido a la temperatura, vibraciones o fuerzas magnetomotrices inversas, provoca siempre el cambio de la curva de histéresis, por lo que el punto de trabajo y las condiciones de funcionamiento quedan alteradas.

La dependencia con la temperatura [3], [54] de la remanencia y de la coercitividad sigue las siguientes expresiones:

$$B_{r(t)} = B_{r(20)} \left[1 + \frac{\alpha_B}{100} (t - 20) \right] \quad (2.3)$$

$$H_{c(t)} = H_{c(20)} \left[1 + \frac{\alpha_H}{100} (t - 20) \right] \quad (2.4)$$

donde $B_{r(20)}$ y $H_{c(20)}$ son la remanencia y la coercitividad a 20°C , α_B y α_H son los coeficientes de temperatura para la remanencia y la coercitividad en porcentaje por $^{\circ}\text{C}$ y t es la temperatura del material en $^{\circ}\text{C}$.

En la Figura 2.7 podemos observar las curvas de desmagnetización de un imán permanente de neodimio-hierro-boro [55] y su variación con la temperatura.

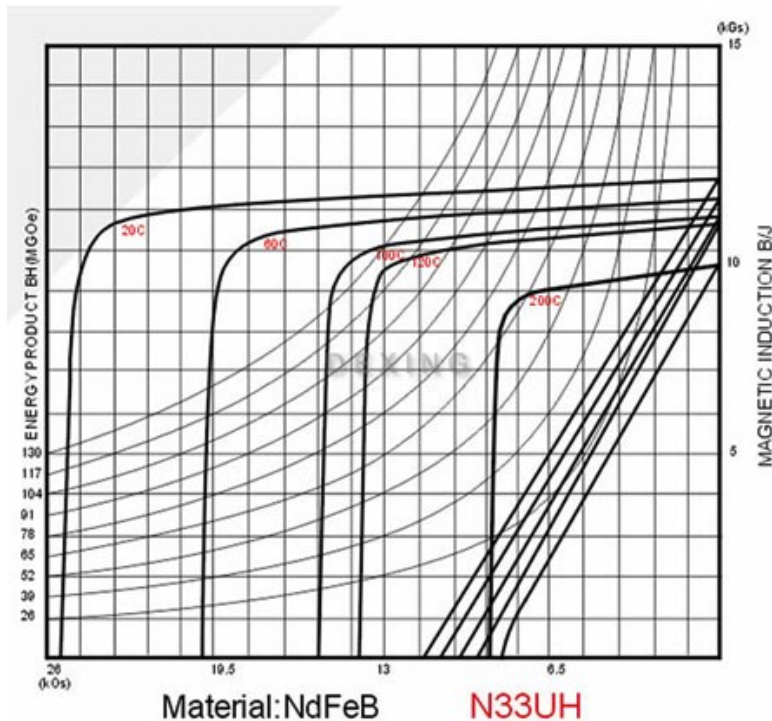


Figura 2.7. Variación de las curvas de desmagnetización con la temperatura.

En las últimas décadas se ha investigado en las propiedades magnéticas de muchos materiales, identificándose varias familias de materiales apropiados para la fabricación de IP, con características muy notables. Los materiales más utilizados actualmente son el Alnico, las ferritas cerámicas y los imanes de tierras raras: neodimio (Nd) y samario (Sm) [3], [54].

En la Tabla 2.1 se indican las características magnéticas fundamentales de los materiales magnéticos para la fabricación de IP más extendidos en el mercado actual.

Tabla 2.1. Propiedades de materiales magnéticos para IP (IMA S. L.).

Calidad	Tipo	Remanencia	Coercitividad		Prod. energía	Temp.
		B_r (T)	H_c (kA/m)	H_{ci} (kA/m)	$(BH)_{m\acute{a}x}$ (kJ/m ³)	(°C)
Ferrita	Y10T	0,2	128 - 160	210 - 280	6,4 - 9,6	250
	Y30	0,38 - 0,40	167 - 215	-	26,3 - 29,5	250
	Y30BH	0,38 - 0,40	223 - 239	-	27,1 - 30,3	250
Neodimio	Nd35	1,17 - 1,21	860 - 899	>955	263 - 279	80
	Nd38	1,21 - 1,26	876 - 923	>955	287 - 302	80
	Nd35UH	1,17 - 1,21	860 - 907	>1990	263 - 279	180
Samario	Sm1Co5	0,85 - 0,90	620 - 648	>1194	127 - 143	250
	Sm2Co17	1,00 - 1,10	653 - 717	>1194	183 - 223	350
Alnico	LNG-40	1,10 - 1,22	46 - 48	-	37 - 40	425
	LNG-44	1,20 - 1,24	48 - 52	>48	40 - 44	425

2.1.2 Circuito magnético con imanes permanentes

Si en un circuito magnético con un imán, la permeabilidad magnética del material (de la misma sección que el imán) que cierra el circuito es infinita, la inducción que tenemos en el circuito cuando retiramos toda la magnetización es la remanencia B_r . El valor del campo, aplicado mediante una fuerza magnetomotriz externa, que es preciso aplicar para anular la remanencia es la coercitividad H_c .

En el caso real de permeabilidad finita, los valores de B y H son función de la reluctancia del circuito magnético, encontrándose entre los valores extremos de remanencia y coercitividad. Este caso es semejante al de una f.m.m. externa desmagnetizante, de modo que el punto de trabajo se encontrará en el segundo cuadrante del ciclo de histéresis, en la curva de desmagnetización. El cálculo de este punto de trabajo se realiza mediante la intersección de la curva de desmagnetización y la curva definida por la reluctancia del circuito magnético. Puesto que en las máquinas eléctricas tenemos entrehierro en el circuito magnético, su comportamiento es lineal y la curva de reluctancia del circuito es una recta (denominada recta de carga).

Para estudiar el punto de funcionamiento de un imán suponemos un circuito magnético con imán de curva de desmagnetización lineal, material de permeabilidad infinita y entrehierro. En este caso, las ecuaciones básicas del circuito magnético, suponiendo nulo el flujo de dispersión, quedan así:

$$H_i l_i + H_\delta l_\delta = 0 \quad (2.5)$$

$$\phi = B_i A_i = B_\delta A_\delta \quad (2.6)$$

donde H_i es el campo magnético en el imán, l_i es la longitud del imán, H_δ es el campo magnético en el entrehierro, l_δ es la longitud del entrehierro, ϕ es el flujo magnético en el circuito, B_i es la inducción en el imán, A_i es la sección del imán, B_δ es la inducción en el entrehierro y A_δ es la sección del entrehierro.

Puesto que el entrehierro es de aire, se cumplirá que:

$$B_\delta = \mu_0 H_\delta \quad (2.7)$$

Llevando esta ecuación a 2.6, obtendremos H_δ en función de B_i , por lo que llevando este resultado a 2.5 obtenemos:

$$B_i = -\mu_0 \frac{A_\delta l_i}{A_i l_\delta} H_i = -\mu_0 \cdot CP \cdot H_i \quad (2.8)$$

que es la expresión de una recta de pendiente negativa que pasa por el origen (recta de carga). La proporción que expresa la forma y dimensiones del circuito magnético se llama coeficiente de permeancia CP [53].

El punto de trabajo del imán en este circuito magnético se encuentra en el cruce de la recta de carga con la curva de desmagnetización del imán (ver Figura 2.8).

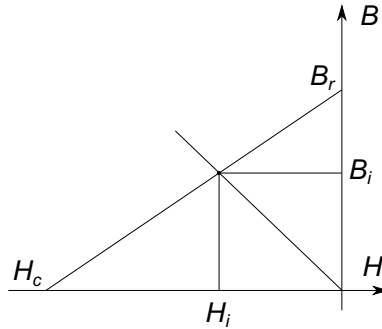


Figura 2.8. Recta de carga y curva de desmagnetización.

La expresión de la curva de desmagnetización del imán es:

$$B_i = B_r - \frac{B_r}{H_c} H_i = B_r + \mu_0 \mu_r H_i \quad (2.9)$$

donde μ_r es la permeabilidad magnética relativa del imán.

Si combinamos las ecuaciones 2.8 y 2.9, obtenemos:

$$B_i = B_r \frac{CP}{CP + \mu_r} \quad (2.10)$$

y aplicando la ecuación 2.6, tenemos:

$$B_\delta = B_r \frac{A_i}{A_\delta} \frac{CP}{CP + \mu_r} = B_r C_\phi \frac{CP}{CP + \mu_r} \quad (2.11)$$

el cociente entre las secciones del imán y el entrehierro C_ϕ se denomina factor de concentración [53]. Teniendo en cuenta la definición del coeficiente de permeancia CP , es posible escribir esta ecuación así:

$$B_\delta = B_r \frac{l_i C_\phi}{\mu_r l_\delta C_\phi + l_i} \quad (2.12)$$

En el caso de los motores con los imanes montados superficialmente, esta relación entre la inducción en el entrehierro y la remanencia del imán es aproximadamente la unidad, pero en el caso de MSIP con imanes interiores, es posible utilizar los valores de coeficiente de concentración y longitud del entrehierro para conseguir que la inducción en el entrehierro sea superior a la remanencia del imán.

Respecto a la distribución espacial de la inducción a medida que recorremos el espacio angular del entrehierro, es habitual considerar una forma rectangular que no encaja con la senoide teórica. Si consideramos la inducción no sinusoidal, el análisis de Fourier nos da una sucesión de senoideas armónicas cuyo primer término será de la forma:

$$B_{m\delta} = \frac{4}{\pi} B_\delta \sin \frac{\alpha_r \pi}{2} \quad (2.13)$$

donde α_r es la anchura de los imanes relativa al paso polar:

$$\alpha_r = \frac{b_i}{\tau_p} \quad (2.14)$$

siendo b_i la anchura del imán y τ_p el paso polar.

Definimos el flujo máximo por polo como:

$$\phi_m = \frac{B_m \delta \cdot D \cdot L}{p} \quad (2.15)$$

donde D es el diámetro del entrehierro y L su longitud axial.

A partir de esta expresión, podemos deducir el valor de la fuerza electromotriz inducida por los imanes. Si todas las N espiras en serie por fase del devanado estuvieran colocadas en un sólo par de ranuras diametralmente opuestas, el valor eficaz de la f.e.m. de los imanes sería:

$$E_0 = \frac{N \cdot \omega \cdot \phi_m}{\sqrt{2}} \quad (2.16)$$

Teniendo en cuenta que los conductores se encuentran distribuidos en toda la superficie interior del estator, la f.e.m. generada por cada bobina no estará en fase con las demás, por lo que el valor generado por todo el devanado es menor que el que tendría una situación teórica con todas las bobinas en la misma posición. Por ello, es necesario considerar ahora la fuerza electromotriz inducida por los polos con el siguiente valor eficaz:

$$E_0 = 4,44 \cdot k_w \cdot f \cdot N \cdot \phi_m \quad (2.17)$$

teniendo en cuenta el factor de devanado k_w como un coeficiente menor que 1 que refleja el efecto de la disposición de las espiras en el estator.

2.1.3 Funcionamiento en vacío y en carga. Reacción de inducido

Se considera en primer lugar el funcionamiento sin corriente por el devanado del estator. Si el rotor gira hasta llegar a la velocidad de sincronismo, en el devanado del estator tenemos una fuerza electromotriz inducida. En cada fase del estator, teniendo en cuenta el armónico fundamental del campo giratorio inducido por los imanes, la expresión 2.17 nos da el valor eficaz de dicha f.e.m. E_0 .

Funcionando como motor en carga, por el devanado trifásico del estator circula intensidad, la cual inducirá un campo magnético que se desplaza, girando por el entrehierro a la velocidad angular (teorema de Ferraris) marcada por la frecuencia de alimentación. Es decir, las f.m.m. de rotor y estator se desplazan a la misma velocidad angular, por lo que son estacionarias entre sí. La suma de ambas resulta en un flujo magnético resultante que induce en las tres fases del estator tres f.e.m. iguales en módulo pero con un desfase temporal de 120° . Incluyendo las caídas de tensión producidas por la resistencia del bobinado y la reactancia de dispersión del estator, tenemos la tensión en bornes del circuito eléctrico.

El efecto de variación del flujo resultante ϕ_r y, por tanto, de la f.e.m. resultante E_r inducido por éste, respecto a la situación sin intensidad en el estator, se conoce como *reacción de inducido*. Depende tanto de la intensidad como del desfase entre ésta y la f.m.m. inductora, lo que supone que puede actuar debilitando la inducción de los imanes del rotor o reforzando su acción.

Para simplificar la explicación, supondremos que sólo tenemos un conductor por polo y fase. En este caso, examinaremos tres casos límites para el circuito eléctrico del estator funcionando como motor:

- Si el circuito es resistivo, la intensidad del estator está en fase con la f.e.m. creada por los imanes o E_0 . En este caso, puesto que su máximo se produce siempre sobre el centro de los polos, la intensidad será máxima en los conductores que se encuentren en esa misma posición, como se muestra en la Figura 2.9. La fuerza magnetomotriz creada tiene su máximo en el centro del espacio entre dos polos, es decir con un desfase de un cuarto de ciclo o 90° eléctricos.

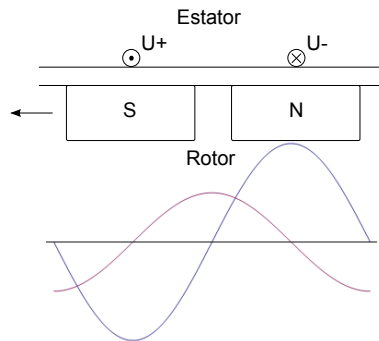


Figura 2.9. Reacción de inducido: circuito resistivo.

- Si el circuito es inductivo, el desfase entre la f.e.m. de los imanes E_0 y la intensidad es de 90° , por lo que el máximo de la intensidad se produce en conductores desplazados respecto al centro de los polos, punto en el que la f.m.m. es máxima, un cuarto de ciclo después (ver Figura 2.10). Es decir, en conductores situados en el centro de la zona entre dos polos consecutivos. El máximo de flujo inducido por el devanado del estator se producirá en fase con el máximo de la f.m.m. inductora y la reacción de inducido actúa magnetizando los IP.

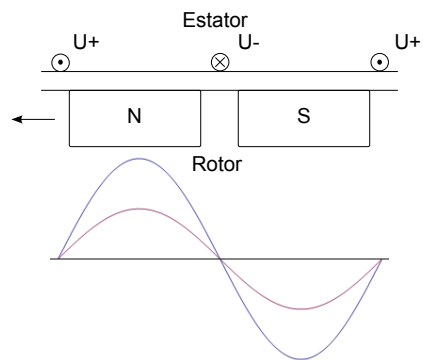


Figura 2.10. Reacción de inducido: circuito inductivo.

- Si el circuito es capacitivo, el desfase de la intensidad con E_0 es de 90° en adelante. Por tanto, los conductores situados en el centro de la zona entre los polos serán los de máxima intensidad, pero el sentido de la inducción que producen será contrario al anterior (ver Figura 2.11). En este caso, la reacción de inducido desmagnetiza los imanes del rotor.

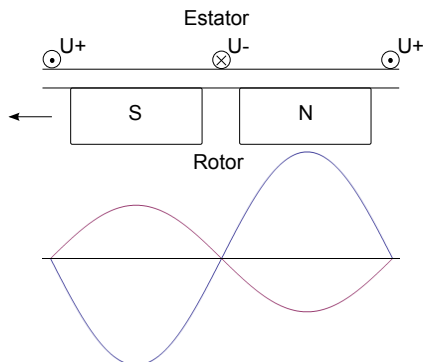


Figura 2.11. Reacción de inducido: circuito capacitivo.

Como el circuito del estator tiene un comportamiento intermedio que no encaja en ninguno de los tres casos límites, el desfase de la intensidad estará comprendido entre -90° y 90° . La reacción de inducido actúa magnetizando o desmagnetizando los imanes, en distinta proporción en función del desfase de la intensidad de estator.

En los MSIP no es posible modificar la f.m.m. inductora, por lo que el control sobre el factor de potencia se ha de realizar exclusivamente mediante la alimentación del estator, actuando sobre la reacción de inducido.

2.1.4 Diagrama fasorial en los motores de imanes superficiales

En los MSIP con imanes superficiales, el comportamiento magnético es básicamente lineal, debido a la mayor longitud del entrehierro y la permeabilidad magnética de los imanes (próxima a la del aire).

La fuerza electromotriz del devanado del estator E_r , que comprende la acción de los imanes más la reacción de inducido supone, junto con la caída de tensión debida a la impedancia del circuito, las dos únicas contribuciones a la tensión en bornes U , por lo que podemos escribir:

$$U = E_r + (R + jX_\sigma) I \quad (2.18)$$

donde R es la resistencia por fase del devanado del estator y X_σ es la reactancia de dispersión del estator.

El campo magnético en carga es la suma de la acción de los imanes más la reacción de inducido. Aunque la f.m.m. que producen no es una función sinusoidal, podemos aproximarlas mediante el primer armónico, de modo que se puedan expresar mediante los fasores F_0 y F_i . La f.m.m. resultante F_r , en forma de fasor espacial, será la suma de ambas:

$$F_r = F_0 + F_i \quad (2.19)$$

Esta ecuación implica que, en cualquier situación de funcionamiento, podemos considerar una única f.m.m. que engloba tanto la acción del imán como la reacción de inducido. Este concepto es lo que se conoce como teoría de la *reacción única*. Podemos considerar que el flujo creado por esta f.m.m. en cada fase del estator varía en el tiempo de la misma forma, es decir, que

también puede ser expresado mediante fasores. Y como en los MSIP se puede considerar el comportamiento magnético básicamente lineal, la relación entre los fasores de flujo será la misma que entre los fasores de f.m.m.

Como cada fasor de flujo induce una f.e.m. correspondiente, es correcto escribir la siguiente expresión:

$$\mathbf{E}_r = \mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_i \quad (2.20)$$

donde E_i representa la f.e.m. inducida por el flujo creado exclusivamente por la reacción de inducido. Si consideramos esta f.e.m. como caída de tensión:

$$\mathbf{E}_i = jX_i \mathbf{I} \quad (2.21)$$

donde X_i recibe el nombre de reactancia de reacción de inducido. A la suma de la reactancia de dispersión y la reactancia de reacción de inducido se la denomina reactancia síncrona X_s :

$$X_s = X_i + X_\sigma \quad (2.22)$$

Podemos escribir ahora la expresión 2.18 de este modo:

$$\mathbf{U} = \mathbf{E}_0 + (R + jX_\sigma + jX_i) \mathbf{I} = \mathbf{E}_0 + (R + jX_s) \mathbf{I} = \mathbf{E}_0 + \mathbf{Z}_s \mathbf{I} \quad (2.23)$$

donde Z_s se conoce como impedancia síncrona.

Es posible representar esta ecuación mediante un diagrama fasorial, como se muestra en la Figura 2.12, en el que aparecen los ejes d (longitudinal, alineado con el polo del imán) y q (transversal, en cuadratura con éste). En esta figura, los desfases entre los principales fasores los indican el ángulo entre tensión y f.e.m. de los imanes δ , el ángulo entre tensión e intensidad φ y el ángulo entre f.e.m. de los imanes e intensidad γ (conocido como ángulo de par).

2.1.5 Potencia y par electromagnético en los motores síncronos con imanes superficiales

La potencia P_l absorbida por el MSIP de la red en función de tensión e intensidad en el circuito es:

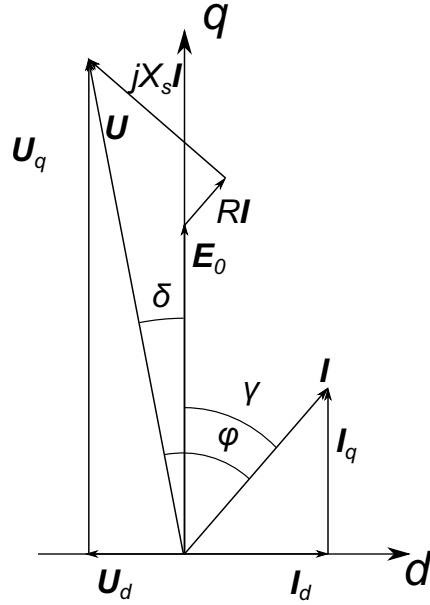


Figura 2.12. Diagrama de fasores para el MSIP con imanes en la superficie.

$$P_l = 3UI \cos \varphi \quad (2.24)$$

De acuerdo con la ecuación 2.23 y observando el diagrama fasorial de la Fig. 2.12, la siguiente expresión indica el valor de la potencia absorbida por el MSIP en función de la f.e.m. E_0 y de la intensidad I :

$$P_l = 3(E_0 I_q + RI^2) \quad (2.25)$$

Otra expresión válida es en función de la tensión en bornes del circuito U :

$$P_l = 3 \frac{E_0 U}{Z_s} \sin(\delta - \alpha) + 3 \frac{U^2 R}{Z_s^2} \quad (2.26)$$

donde $\alpha = \arcsin R/Z_s$.

Si consideramos despreciable la resistencia, la expresión queda:

$$P_l = 3 \frac{E_0 U}{X_s} \sin \delta \quad (2.27)$$

La potencia interna P_i se define como la diferencia entre la potencia absorbida por el circuito menos las pérdidas en el cobre, de modo que se puede definir a partir de la expresión 2.25:

$$P_i = 3E_0I_q = 3E_0I \cos \gamma \quad (2.28)$$

y de esta expresión podemos obtener el par motor interno T_i :

$$T_i = \frac{P_i}{\omega} = \frac{3E_0I \cos \gamma}{\frac{2\pi f}{p}} \quad (2.29)$$

donde ω es la velocidad angular del rotor.

En los MSIP el valor de E_0 es constante, ya que viene fijado por los imanes del rotor. Por ello el valor de P_i y también de T_i para un valor determinado de intensidad está condicionado por el ángulo γ . Por tanto, el par interno máximo se obtiene para el ángulo de par máximo $\gamma_{m\acute{a}x} = 0^\circ$, es decir si la intensidad tiene únicamente componente en el eje q .

La Figura 2.13 muestra la variación del par interno T_i con el ángulo γ para intensidad constante. En el caso de $\gamma = 0^\circ$, el diagrama fasorial queda como se refleja en la Figura 2.14.

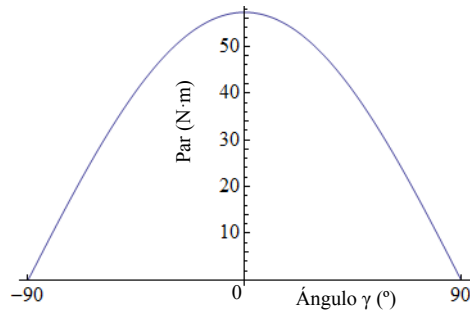


Figura 2.13. Característica del par interno (T_i) frente al ángulo de par (γ) para intensidad constante en MSIP de imanes superficiales.

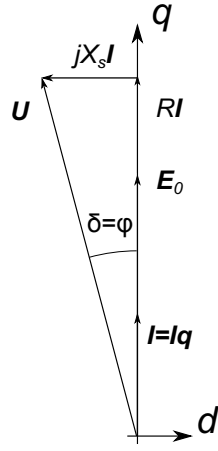


Figura 2.14. Diagrama fasorial del MSIP con imanes superficiales para $\gamma = 0^\circ$.

El diagrama fasorial muestra que en caso de intensidad sólo transversal se cumple que $\varphi = \delta$, situación en la que tenemos las expresiones siguientes:

$$\varphi = \delta = \arctan \frac{X_s I_q}{E_0 + RI_q} \quad (2.30)$$

$$U^2 = (E_0 + RI_q)^2 + (X_s I_q)^2 \quad (2.31)$$

$$\cos \varphi = \cos \delta = \frac{E_0 + RI_q}{U} = \sqrt{1 - \left(\frac{X_s I_q}{U} \right)^2} \quad (2.32)$$

2.2 Devanados concentrados

Con el fin de transportar la intensidad que circula por el estator, existen una serie de conductores instalados en ranuras sobre la superficie interior de éste. El circuito eléctrico que forman el conjunto de estos conductores es lo que llamamos devanado. Existen diversos tipos de devanados, según sea la forma de conectar los conductores entre sí.

En la decisión sobre el tipo de devanado es fundamental el parámetro del número de ranuras por polo y fase q :

$$q = \frac{Q}{2p \cdot m} \quad (2.33)$$

donde m es el número de fases.

Si q es entero, las bobinas se reparten igual en todos los polos, de modo que el devanado se denomina regular o de paso entero. Si q no es entero, el reparto de las bobinas no es igual en todos los polos y el devanado se denomina de paso fraccionario.

Cuando la velocidad del MSIP es baja, el número de polos es alto. Esto lleva a elevar también el número de ranuras. Sin embargo, si el diámetro del inducido es reducido, el espacio para colocar ranuras será también pequeño, por lo que en MSIP con alto número de polos es habitual que el número de ranuras por polo y fase sea 1. Los devanados en los que $q = 1$ reciben el nombre de devanados concentrados. Si $q > 1$ hablamos de devanados distribuidos. Un ejemplo de ambos tipos de devanado se muestra en la Figura 2.15

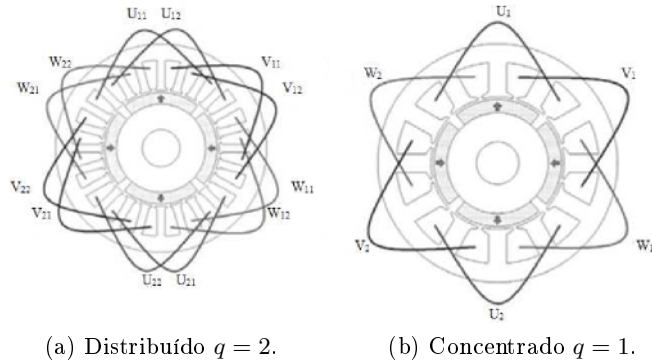


Figura 2.15. Devanados con cruzamiento de cabezas de bobina.

Si el paso de bobina es igual al paso polar hablamos de devanados de paso diametral. Si el paso de bobina es menor, hablamos de devanados de paso acortado. En los devanados trifásicos concentrados de paso diametral, el paso de bobina expresado en número de ranuras Y_Q es igual al paso polar expresado del mismo modo Y_p , es decir 3. Debido a esto, es necesario que los conductores de las bobinas se crucen entre sí, lo que se denomina devanado con cruzamiento de cabezas de bobina. También puede realizarse el bobinado de paso acortado, haciendo que Y_Q sea 2 o incluso una ranura.

$$Y_p = \frac{Q}{2p} = m \cdot q \quad (2.34)$$

Para describir los devanados de paso acortado, utilizaremos un coeficiente llamado factor de paso k_p que se calcula:

$$k_p = \sin\left(\frac{\pi Y_Q}{2 Y_p}\right) \quad (2.35)$$

y cuyo valor es menor que uno (salvo si el devanado es diametral, que vale 1).

En devanados trifásicos con $q = 1$ y de paso acortado:

- Si $Y_Q = 2$, el factor de paso es $k_p = 0,866$.
- Si $Y_Q = 1$, el factor de paso es $k_p = 0,5$.

Para máquinas de velocidad baja con un número de polos alto, es interesante usar devanados en los que el paso de bobina sea una ranura. En estos devanados, las bobinas se forman uniendo los lados activos de una ranura con los de la ranura siguiente, de modo que puede evitarse el cruzamiento de cabezas de bobina.

En un devanado trifásico con $q = 1$, si el paso de bobina es $Y_Q = 1$, es menor que el paso polar. Se trata por tanto de un bobinado de paso acortado y el factor de paso vale 0,5, lo cual supone que de forma aproximada es necesario el doble de bobinas en este tipo de devanado que en un devanado de paso diametral.

En un devanado trifásico sin cruzamiento de cabezas de bobina $Y_Q = 1$, teniendo en cuenta la ecuación 2.34 el factor de paso nos queda:

$$k_p = \sin\left(\frac{\pi}{6q}\right) \quad (2.36)$$

Puesto que el argumento de la función seno tiene q en el denominador, es evidente que necesitamos que el número de polos por ranura y fase sea menor que 1, para elevar el valor del factor de paso k_p . Es decir, que debemos elegir un devanado de paso fraccionario.

En la Figura 2.16 se muestra el valor del factor de paso k_p , para devanado trifásico sin cruzamiento de cabezas de bobina, en función del número de ranuras por polo y fase q . En ella podemos observar que los valores más altos del factor de paso (por encima de 0,866) se obtienen para un número de ranuras por polo y fase q entre 0,25 y 0,5 [56].

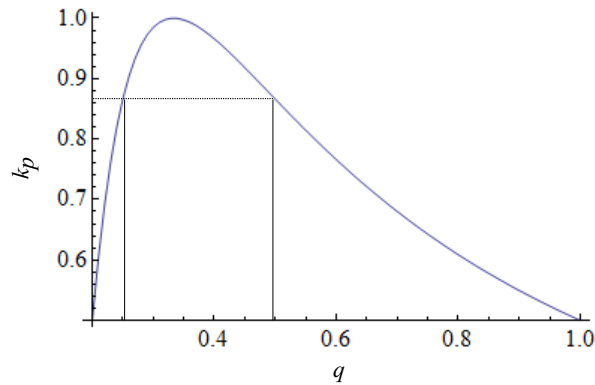


Figura 2.16. Factor de paso para devanados trifásicos sin cruzamiento de cabezas de bobina.

Los devanados sin cruzamiento de cabezas de bobina presentan numerosas ventajas [35], [57, 58]:

- son de más fácil fabricación, tanto en simple como en doble capa, con un ahorro de coste;
- utilizan un menor número de ranuras;
- se reduce la longitud de las cabezas de bobina, lo que redundaría en una reducción de la cantidad de cobre;
- permiten aumentar el factor de relleno;
- consiguen una reducción del rizado del par.

Entre los inconvenientes de este tipo de devanado, hay que contar el aumento del contenido de armónicos de las fuerzas magnetomotrices y, por tanto, un aumento del desequilibrio de las fuerzas radiales [40], [59, 60].

2.2.1 Devanados fraccionarios concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina

Los devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina, conocidos como devanados de diente, son aquéllos en los que las bobinas se forman

uniendo lados activos de una ranura con los de la ranura siguiente, es decir rodeando un diente. Existen en dos modalidades: a) simple capa (SC) o concentrados alrededor de dientes alternos y b) doble capa (DC) o concentrados alrededor de todos los dientes (ver Figura 2.17).

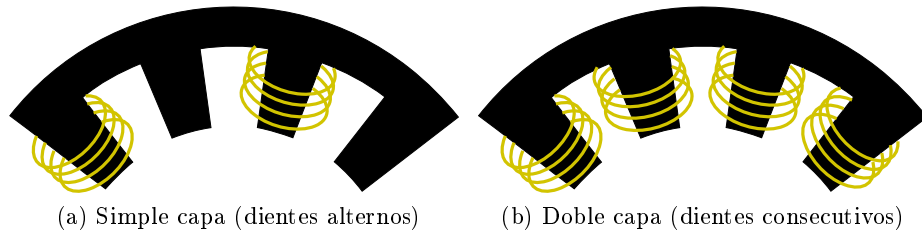


Figura 2.17. Devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina.

En un devanado sin cruzamiento de cabezas de bobina el paso de bobina es una ranura. Si queremos realizar un devanado trifásico simétrico ocupando todas las ranuras, debemos utilizar un número de ranuras que sea múltiplo de seis para el devanado en simple capa y múltiplo de tres en el devanado en doble capa.

En el caso de devanados fraccionarios, particularmente para devanados fraccionarios concentrados de diente, esta condición no es suficiente. Si expresamos el número de ranuras por polo y fase q como una fracción de dos números b y c no divisibles entre sí:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{b}{c} \quad (2.37)$$

podemos ver que, además de ser múltiplo de 3 o de 6 el número de ranuras, el denominador c no puede ser divisible por 3.

La Tabla 2.2 muestra el número de ranuras por polo y fase q para las posibles combinaciones de número de polos y ranuras (con un número de polos comprendido entre 10 y 20), para la realización de forma efectiva (q entre 0,25 y 0,5) de un devanado trifásico simétrico sin cruzamiento de cabezas de bobina.

Tabla 2.2. Combinaciones de número de polos y ranuras para devanado trifásico concentrado sin cruzamiento de cabezas de bobina.

Q	2p					
	10	12	14	16	18	20
9	$3/10$	$1/4$	$q < 1/4$	$q < 1/4$	x	$q < 1/4$
12	$2/5$	x	$2/7$	$1/4$	x	$q < 1/4$
15	$1/2$	x	$5/14$	$5/16$	x	$1/4$
18	$q > 1/2$	$1/2$	$3/7$	$3/8$	x	$3/10$
21	$q > 1/2$	x	$1/2$	$7/16$	x	$7/20$
24	$q > 1/2$	x	$q > 1/2$	$1/2$	x	$2/5$
27	$q > 1/2$	$q > 1/2$	$q > 1/2$	$q > 1/2$	$1/2$	$9/20$
30	$q > 1/2$	x	$q > 1/2$	$q > 1/2$	x	$1/2$

Para una determinada combinación de polos y ranuras hay varias posibilidades de disposición de las bobinas en las ranuras [61], la más adecuada es la que obtiene un valor mayor del factor de devanado.

2.2.2 Fuerza magnetomotriz

El uso de devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina provoca irregularidades en las fuerzas magnetomotrizes, causando desequilibrio en las fuerzas magnéticas radiales.

La Figura 2.18 muestra la f.m.m. creada por el inducido, correspondiente al instante en que la corriente por la fase U es igual a I y la corriente por las fases V y W es $-I/2$, para devanados con una combinación de 10 polos y 30 ranuras ($q = 1$ devanado concentrado con cruzamiento de cabezas de bobina de paso diametral), una combinación de 10 polos y 12 ranuras ($q = 2/5$ devanado concentrado sin cruzamiento de cabezas de bobina en simple capa), y una combinación de 12 polos y 18 ranuras ($q = 1/2$ devanado concentrado sin cruzamiento de cabezas de bobina en simple capa).

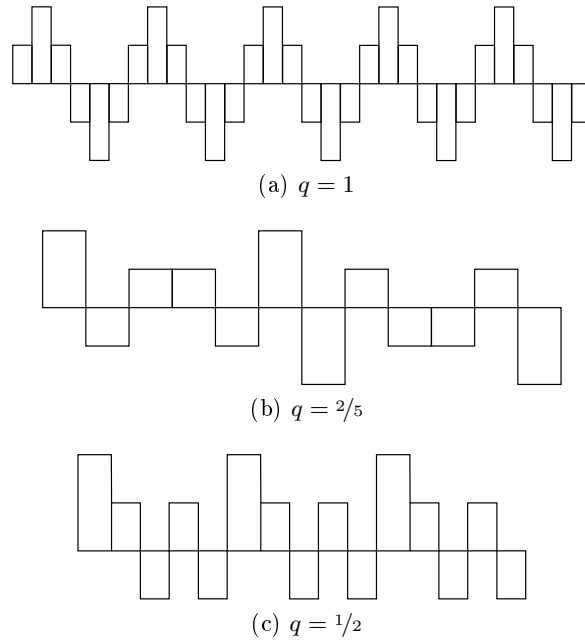


Figura 2.18. F.m.m. para el instante en que $I_U = I$, $I_V = I_W = -I/2$.

2.2.3 Factor de devanado

El factor de devanado k_w es el producto del factor de distribución, el factor de paso o de acortamiento de paso y el factor de inclinación.

En los devanados concentrados con $q = 1$, de paso diametral y sin inclinación, el factor de devanado es 1.

El factor de inclinación k_i es el parámetro que utilizamos para caracterizar los motores en los que se ha diseñado el motor con una disposición inclinada de imanes o ranuras:

$$k_i = \frac{\sin \frac{\theta_i}{2}}{\frac{\theta_i}{2}} \quad (2.38)$$

donde θ_i es el ángulo eléctrico de inclinación.

En [43] se presentan ejemplos del cálculo del factor de devanado y se comprueba que todas las combinaciones que tienen el mismo valor de q tienen el mismo valor para k_w .

En la Tabla 2.3 se muestran los factores de devanado fundamental, para los devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina cuyas combinaciones de número de polos y ranuras se recogen en la Tabla 2.2.

Tabla 2.3. Factor de devanado: devanados concentrados sin cruzamiento.

Q		2p					
		10	12	14	16	18	20
9	q	$3/10$	$1/4$				
	k_{wDC}	0,945	0,866				
12	q	$2/5$		$2/7$	$1/4$		
	k_{wSC}	0,966		0,966	0,866		
	k_{wDC}	0,933		0,933	0,866		
15	q	$1/2$		$5/14$	$5/16$		$1/4$
	k_{wDC}	0,866		0,951	0,951		0,866
18	q		$1/2$	$3/7$	$3/8$		$3/10$
	k_{wSC}		0,866	0,902	0,945		0,945
	k_{wDC}		0,866	0,902	0,945		0,945
21	q			$1/2$	$7/16$		$7/20$
	k_{wDC}			0,866	0,890		0,953
24	q				$1/2$		$2/5$
	k_{wSC}				0,866		0,966
	k_{wDC}				0,866		0,933
27	q					$1/2$	$9/20$
	k_{wDC}					0,866	0,877
30	q						$1/2$
	k_{wSC}						0,866
	k_{wDC}						0,866

2.2.3.1 Factor de devanado en geometrías con dientes de distintos anchos

Para conseguir que el flujo concatenado por las bobinas de un devanado sea el mayor posible y de ese modo, aumentar el par por unidad de volumen del MSIP, se intenta que el paso de bobina sea similar al paso polar. Cuando se emplean devanados sin cruzamiento de cabezas de bobina en simple capa, el flujo sobre el devanado aumenta con un diseño del estator con dientes de anchos diferentes [58], [61, 62, 63]. De esta manera se puede conseguir hacer que el paso de bobina sea igual al paso polar para una disposición óptima

del devanado.

En la Figura 2.19 se muestra un devanado sin cruzamiento de cabezas de bobina con $q = 1/2$ con dientes iguales y con una estructura de estator con dos anchos de dientes.

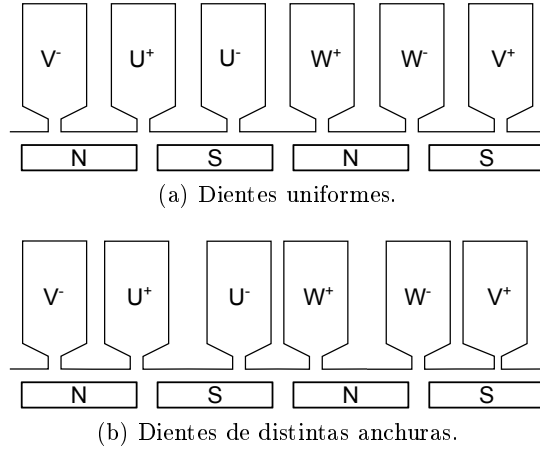


Figura 2.19. Diseños de estator con distintos tipos de dientes.

El factor de devanado resulta afectado por este diseño no uniforme. Su valor depende de la proporción entre el espacio angular entre ranuras separadas por dientes anchos θ_{rda} y el ángulo que existe entre las ranuras separadas por dientes estrechos θ_{rde} , como podemos ver en la Figura 2.20.

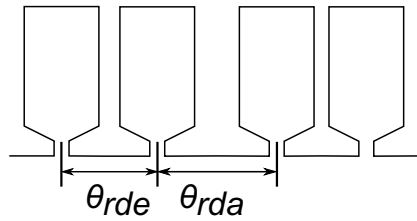


Figura 2.20. Espacio angular para ranuras con dientes no uniformes.

El ángulo eléctrico correspondiente a un diente ancho θ_{rda} puede variar entre el correspondiente al paso de ranura, cuando el diseño es homogéneo para todos los dientes, hasta el valor del paso polar:

$$\theta_{rda} = k \frac{2\pi p}{Q} \quad 1 \leq k \leq \frac{Q}{2p} \quad (2.39)$$

La relación entre el ángulo de ranura para diente ancho y el ángulo para diente estrecho, en función de k , queda así:

$$\frac{\theta_{rda}}{\theta_{rde}} = \frac{k}{2 - k} \quad (2.40)$$

Para devanados trifásicos sin cruzamiento de cabezas de bobina con $q = 1/2$, el factor de devanado para diferentes relaciones entre ángulos de las ranuras, separadas por dientes anchos y por dientes estrechos [43], se muestra en la Tabla 2.4.

Tabla 2.4. Factor de devanado k_w con dientes de distintos anchos ($q = 1/2$).

k	1	1,083	1,167	1,25	1,333	1,417	1,5
θ_{rda}	120°	130°	140°	150°	160°	170°	180°
θ_{rde}	120°	110°	100°	90°	80°	70°	60°
$\theta_{rda}/\theta_{rde}$	1	1,182	1,400	1,667	2	2,429	3
k_w	0,866	0,906	0,940	0,966	0,985	0,996	1

Podemos observar que sólo se obtiene un factor de devanado $k_w = 1$ si, en este tipo de devanado, el ángulo entre ranuras con diente ancho es 180° (igual al paso polar) y el ángulo entre ranuras con diente estrecho es 60°. No siempre es posible llegar a este valor, ya que el ancho de la ranura debe ser siempre menor que el ancho del diente para que sea constructivamente posible.

2.2.4 Par de cogging

El diseño del devanado más adecuado debe considerar el par de cogging, ya que su magnitud depende en gran medida de la combinación de número de polos y de número de ranuras, así como del tipo de devanado del MSIP.

El par de cogging es la variación oscilatoria del par como consecuencia de la interacción entre los imanes del rotor y los dientes del estator. Se produce por los cambios de reluctancia magnética a lo largo del recorrido del rotor. Su efecto es la tendencia del rotor a alinearse en una serie de posiciones estables cuando la máquina está sin alimentación. Resulta ser una de las principales causas del rizado del par electromagnético en el funcionamiento de la máquina en carga.

Como la variación de la reluctancia debida a las ranuras del estator es periódica, el par de cogging puede expresarse usando series de Fourier [64] por medio de la ecuación:

$$T_{cog} = \sum_{k=1}^{\infty} T_{cog k} \sin(kC_{cog}\theta) \quad (2.41)$$

donde $T_{cog k}$ es la amplitud de cada componente de la serie, C_{cog} es el número de ciclos del par de cogging por revolución del rotor y θ es el ángulo del rotor respecto a una referencia fija en el estator.

La combinación de número de polos y ranuras tiene gran importancia en el valor de número de ciclos por revolución del par de cogging. A mayor valor de C_{cog} , menor será el valor de pico a pico del par de cogging.

Si la estructura del estator es de colocación uniforme de las ranuras, el valor de C_{cog} es igual al mínimo común múltiplo del número de polos y del número de ranuras. En los devanados de paso entero, el número de ciclos del par de cogging es igual al número de ranuras, mientras que en los devanados de paso fraccionario el número de ciclos sigue la expresión:

$$C_{cogDI} = MCM(2p, Q) = c \cdot Q \quad (2.42)$$

donde $MCM(2p, Q)$ es el mínimo común múltiplo del número de polos y del número de ranuras y c es el divisor de q que aparece en la expresión 2.37.

Cuando la estructura del estator tiene dientes desiguales, el número de ciclos del par de cogging C_{cog} es igual al mínimo común múltiplo del número de polos y el número de ranuras dividido por dos [43]:

$$C_{cogDD} = MCM(2p, Q/2) = c' \cdot Q \quad (2.43)$$

donde c' se obtiene de:

$$\frac{q}{2} = \frac{Q/2}{2pm} = \frac{b'}{c'} = q' \quad (2.44)$$

En la Tabla 2.5 se recoge el número de ciclos de par de cogging por revolución, para estator de dientes iguales C_{cogDI} y para estator de dientes desiguales C_{cogDD} , para las combinaciones de número de polos y ranuras adecuadas para devanados trifásicos concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina, con número de polos entre 10 y 20.

Tabla 2.5. Número de ciclos de par de cogging por revolución para devanados concentrados sin cruzamiento.

Q		$2p$					
		10	12	14	16	18	20
9	q	3/10	1/4				
	k_{wDC}	0,945	0,866				
	C_{cogDI}	90	36				
12	q	2/5		2/7	1/4		
	k_{wSC}	0,966		0,966	0,866		
	k_{wDC}	0,933		0,933	0,866		
	C_{cogDI}	60		84	48		
	C_{cogDD}	30		42	48		
15	q	1/2		5/14	5/16		1/4
	k_{wDC}	0,866		0,951	0,951		0,866
	C_{cogDI}	30		210	240		60
18	q		1/2	3/7	3/8		3/10
	k_{wSC}		0,866	0,902	0,945		0,945
	k_{wDC}		0,866	0,902	0,945		0,945
	C_{cogDI}		36	126	144		180
	C_{cogDD}		36	126	144		180
21	q			1/2	7/16		7/20
	k_{wDC}			0,866	0,890		0,953
	C_{cogDI}			42	336		420
24	q				1/2		2/5
	k_{wSC}				0,866		0,966
	k_{wDC}				0,866		0,933
	C_{cogDI}				48		120
	C_{cogDD}				48		60
27	q					1/2	9/20
	k_{wDC}					0,866	0,877
	C_{cogDI}					54	540
30	q						1/2
	k_{wSC}						0,866
	k_{wDC}						0,866
	C_{cogDI}						60
	C_{cogDD}						60

2.2.4.1 Inclinación de los imanes

Para eliminar el par de cogging es habitual realizar diseños de MSIP en los que se desplazan los imanes o las ranuras del estator de la dirección del eje del motor. La inclinación de los imanes puede hacerse de forma continua o por tramos rectos desplazados entre sí (con objeto de facilitar la fabricación). En el caso de motores de imanes permanentes es habitual realizar la inclinación de los imanes del rotor por tramos.

Teóricamente, el par de cogging puede llegar a anularse mediante la inclinación. El ángulo óptimo de inclinación $\theta_{i\ opt}$ que anula el par de cogging es el ángulo correspondiente a un ciclo del par de cogging o sus múltiplos, hasta un ángulo equivalente al paso de ranura [8].

$$\theta_{i\ opt} = k \frac{2\pi}{C_{cog}} \quad k = 1, 2, \dots, \frac{C_{cog}}{Q} \quad (2.45)$$

Cuando se realiza una inclinación por tramos, el ángulo óptimo es efectivo para eliminar el par de cogging cuando la inclinación se realiza como mínimo con tres tramos. Para una inclinación con dos tramos el ángulo de inclinación debe ser la mitad del ángulo óptimo [16], es decir, debe ser igual al ángulo correspondiente a medio ciclo del par de cogging o sus múltiplos, de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\theta_{i\ 2T} = \frac{\pi}{C_{cog}} + k \frac{2\pi}{C_{cog}} \quad k = 1, 2, \dots, \frac{C_{cog}}{Q} \quad (2.46)$$

2.2.4.2 Desplazamiento de los imanes

La técnica de inclinación de los imanes introduce ciertas dificultades en el proceso de montaje de los imanes, a la hora de montarlos o magnetizarlos, lo que redundaría en un aumento de las imperfecciones en el producto terminado y los consiguientes rechazos en la línea de producción.

Recientes trabajos de investigación [24], [65] demuestran que es posible anular el par de cogging mediante la técnica de desplazamiento de los imanes, técnica que consiste en el uso de imanes rectos, sin inclinación, pero desplazados de su posición teórica. Este desplazamiento evita que determinados

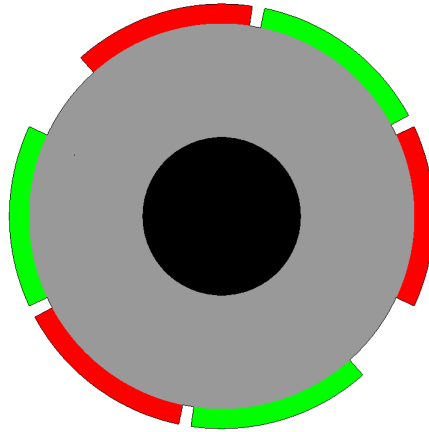


Figura 2.21. Rotor con imanes desplazados.

armónicos de la fuerza se encuentren en fase y, por tanto, reduce la importancia de éstos en la generación del par de cogging (ver Figura 2.21).

La técnica de desplazamiento de imanes usa imanes rectos, por lo que resulta de fabricación más sencilla y menos susceptible de generar motores defectuosos en el montaje, resultando en un coste de fabricación menor que el de los motores fabricados mediante la técnica de inclinación de los imanes.

Sin embargo, aunque esta técnica es válida para reducir el par de rizado, produce una disminución en el número de repeticiones de la fuerza magnética, lo que contribuye al incremento del ruido magnético en este tipo de motores.

2.3 Ruido en motores síncronos de imanes permanentes

Un aspecto muy importante a considerar en el diseño de los motores síncronos de imanes permanentes es el ruido y la vibración. La consideración de la importancia del ruido para el bienestar y la calidad de vida ha aumentado con el avance de la sociedad.

En los MSIP se producen ruido y vibraciones por causas mecánicas, aerodinámicas y electromagnéticas. En los motores de pequeña y mediana potencia con devanado concentrado de paso fraccionario, el ruido generado es mayoritariamente de origen electromagnético.

La generación de par electromagnético se produce por la interacción entre la inducción generada por los imanes del rotor y la creada por la intensidad que circula por el devanado del estator. Como consecuencia, se produce una fuerza magnética entre los imanes y el estator. La componente tangencial de dicha fuerza genera par electromagnético, tanto con el circuito abierto (por las diferencias de reluctancia existentes en el entrehierro -par de cogging-), como cuando la intensidad recorre el estator. La componente radial de la fuerza magnética entre el estator y el rotor es una fuerza atractiva, causante de deformación, vibraciones y ruido magnético [66].

Debido a la falta de homogeneidad de la inducción en el entrehierro, la fuerza magnética radial no está distribuida de forma uniforme, lo que crea desequilibrio en el sistema de fuerzas. Distintos investigadores [67, 68] han señalado que el desequilibrio de la fuerza magnética radial es la principal causa, por delante del par de cogging y el rizado del par, del ruido en los MSIP.

2.3.1 Fuerza radial

En general podemos expresar el flujo magnético como el producto de la fuerza magnetomotriz en el entrehierro y la permeancia magnética de éste [69]. La f. m. m. en el entrehierro en los MSIP se compone de la generada por los imanes del rotor y la creada por la reacción de inducido del devanado del estator. Podemos por tanto escribir la expresión:

$$b(\theta, t) = f(\theta, t)\Lambda(\theta) = b_{\text{imanes}}(\theta, t) + b_{\text{inducido}}(\theta, t) = \left[\sum_{\iota} f_{\iota}(\theta, t) + \sum_{v} f_v(\theta, t) \right] \Lambda(\theta) \quad (2.47)$$

donde $\Lambda(\theta)$ es la permeancia por unidad de superficie del entrehierro, $\sum_{\iota} f_{\iota}(\theta, t)$ es la f.m.m. creada por los imanes del rotor, $\sum_{v} f_v(\theta, t)$ es la f.m.m. de la reacción de inducido, ι es el orden del armónico espacial para el campo magnético del inducido y v es el orden del armónico espacial de la reacción de inducido.

La f.m.m. creada por los imanes puede escribirse:

$$f_{\iota}(\theta, t) = B_{\iota} \frac{l_{\delta}}{\mu_0} \cos(\iota\omega t - \iota p\theta) \quad (2.48)$$

donde ω es la frecuencia angular del movimiento del rotor, p es el número de pares de polos, B_{ι} es el armónico espacial de orden ι de la inducción creada por los imanes y l_{δ} es la longitud del entrehierro.

Si despreciamos la saturación magnética y las posibles excentricidades del eje del motor, podemos escribir la permeancia magnética del entrehierro, mediante análisis de Fourier:

$$\Lambda(\theta) = \frac{\mu_0}{l_\delta} \left[\Lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \Lambda_k \cos(kQ\theta) \right] \quad (2.49)$$

donde Λ_0 es el valor medio de la permeancia del entrehierro (como si no hubiera ranuras), Λ_k el armónico de orden k de la permeancia del entrehierro y Q es el número de ranuras del estator.

A partir de las ecuaciones 2.48 y 2.49 es posible escribir la inducción causada por los imanes del rotor:

$$\begin{aligned} b_{\text{imanes}}(\theta, t) &= \sum (B_i \Lambda_0 \cos(\omega t - \nu p \theta)) \\ &+ \sum_{\nu} \sum_k (-1)^{k+1} \frac{B_i \Lambda_k}{2} \cos[\omega t - (\nu p \pm kQ) \theta] \end{aligned} \quad (2.50)$$

expresión en la que se distingue un término debido a los imanes y otro debido a la existencia de ranuras en el estator.

La inducción creada por la reacción de inducido se puede expresar por medio de:

$$b_{\text{inducido}}(\theta, t) = \sum_{\nu} B_{\nu} \cos \left[\omega t - \nu p \theta - \left(\gamma + \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (2.51)$$

donde B_{ν} es el armónico de orden ν de la inducción del inducido y γ es el desfase entre la f.e.m. creada por los imanes y la intensidad.

La combinación de las ecuaciones 2.50 y 2.51 con la ecuación 2.47 nos permite escribir la siguiente expresión para la inducción en el entrehierro de un MSIP:

$$\begin{aligned} b(\theta, t) &= \sum B_i \Lambda_0 \cos(\omega t - \nu p \theta) \\ &+ \sum_{\nu} \sum_k (-1)^{k+1} \frac{B_i \Lambda_k}{2} \cos[\omega t - (\nu p \pm kQ) \theta] \\ &+ \sum_{\nu} B_{\nu} \cos \left[\omega t - \nu p \theta - \left(\gamma + \frac{\pi}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.52)$$

Como es conocido (ver sección 3.2), la fuerza radial generada por esta inducción magnética es proporcional a la diferencia de los cuadrados de la

componente normal y la tangencial. Admitiendo despreciable la componente tangencial, la fuerza por unidad de superficie viene dada por [69]:

$$\begin{aligned}
 f_n(\theta, t) = & \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum B_\nu A_0 \cos(\nu\omega t - \nu p\theta) \right. \\
 & + \sum_\nu \sum_k (-1)^{k+1} \frac{B_\nu A_k}{2} \cos[\nu\omega t - (\nu p \pm kQ)\theta] \\
 & \left. + \sum_\nu B_\nu \cos[\omega t - \nu p\theta - (\gamma + \frac{\pi}{2})] \right\}^2
 \end{aligned} \tag{2.53}$$

En esta expresión es posible observar que los órdenes de los armónicos espaciales están relacionados con los valores de p y Q , resultando de especial relevancia el máximo divisor común del número de p y Q a la hora de estudiar el número de repeticiones de la fuerza magnética a lo largo del entrehierro.

2.3.2 Vibración y ruido magnético en el diseño del estator

Otro aspecto a tener en cuenta para determinar la combinación adecuada de polos y ranuras es el equilibrado de las fuerzas magnéticas radiales.

Las fuerzas magnéticas radiales son fuerzas de atracción entre el estator y el rotor. Si no están regularmente distribuidas en el entrehierro, la reacción de los apoyos del eje no es capaz de lograr el equilibrado de las fuerzas. La concentración de estas fuerzas en puntos que rotan con el giro del rotor, suponen una fuente de ruido magnético y vibraciones en la máquina.

En los motores con devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina, las fuerzas magnetomotrices presentan irregularidades (como vimos en el apartado 2.2.2) que causan desequilibrio de las fuerzas radiales.

El equilibrado de las fuerzas radiales está relacionado con la simetría de la forma de onda del flujo magnético en el entrehierro. Para conseguir la mayor homogeneidad, es necesario que el número de veces que se repite la fuerza magnética sea el más alto posible [59].

En los MSIP, sin corriente por el estator y para motores con dientes de igual ancho, el número de repeticiones de las fuerzas magnéticas radiales es el máximo común divisor del número de polos y del número de ranuras:

$$X_1 = MCD(2p, Q) = \frac{2p}{c} \tag{2.54}$$

Cuando el estator está construido con dientes de distinto ancho, el número de repeticiones es el máximo común divisor del número de polos y la mitad del número de ranuras [43]:

$$X_2 = MCD(2p, Q/2) = \frac{2p}{c'} \quad (2.55)$$

Con el motor en carga, este valor depende del tipo de devanado.

Con devanado concentrado de paso entero con cruzamiento de cabezas de bobina, el número de repeticiones [68] es el máximo común divisor del número de polos y del número de ranuras (X_1). En este tipo de devanado, coincide con el número de polos.

Cuando utilizamos un devanado sin cruzamiento de cabezas de bobina de simple capa, el número de repeticiones [43] es el máximo común divisor del número de polos y la mitad del número de ranuras (X_2). Si este devanado se realiza en doble capa, el número de repeticiones es el máximo común divisor del número de polos y del número de ranuras (X_1).

Como se indicó anteriormente, para tener un buen equilibrado de las fuerzas magnéticas radiales es precisa una combinación de número de polos y ranuras que tenga un máximo común divisor alto (X_1 , X_2). Por otro parte, en el apartado 2.2.4 se indicó que la reducción del par de cogging requiere una combinación de número de polos y ranuras cuyo mínimo común múltiplo sea alto. Estas dos condiciones son contradictorias, por lo que en la fase de diseño habrá que elegir, en función de la aplicación y requerimiento de funcionamiento del MSIP, la combinación de número de polos y ranuras que suponga un compromiso entre un buen equilibrado de las fuerzas magnéticas radiales y la reducción del par de cogging (rizado del par).

Las Tablas 2.6 y 2.7 recogen todos los valores a considerar, para la elección de la combinación de número de polos y ranuras para devanados trifásicos concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina, para un número de polos entre 10 y 20.

Tabla 2.6. Repeticiones magnéticas: devanados concentrados sin cruzamiento (1).

Q		$2p$					
		10	12	14	16	18	20
9	q	3/10	1/4				
	k_{wDC}	0,945	0,866				
	C_{cogDI}	90	36				
	X_1	1	3				
12	q	2/5		2/7	1/4		
	k_{wSC}	0,966		0,966	0,866		
	k_{wDC}	0,933		0,933	0,866		
	C_{cogDI}	60		84	48		
	C_{cogDD}	30		42	48		
	X_1	2		2	4		
	X_2	2		2	2		
15	q	1/2		5/14	5/16		1/4
	k_{wDC}	0,866		0,951	0,951		0,866
	C_{cogDI}	30		210	240		60
	X_1	5		1	1		5
18	q		1/2	3/7	3/8		3/10
	k_{wSC}		0,866	0,902	0,945		0,945
	k_{wDC}		0,866	0,902	0,945		0,945
	C_{cogDI}		36	126	144		180
	C_{cogDD}		36	126	144		180
	X_1		6	2	2		2
	X_2		3	1	1		1
21	q			1/2	7/16		7/20
	k_{wDC}			0,866	0,890		0,953
	C_{cogDI}			42	336		420
	X_1			7	1		1
24	q				1/2		2/5
	k_{wSC}				0,866		0,966
	k_{wDC}				0,866		0,933
	C_{cogDI}				48		120
	C_{cogDD}				48		60
	X_1				8		4
	X_2				4		4

Tabla 2.7. Repeticiones magnéticas: devanados concentrados sin cruzamiento (2).

Q		$2p$					
		10	12	14	16	18	20
27	q					1/2	9/20
	k_{wDC}					0,866	0,877
	C_{cogDI}					54	540
	X_1					9	1
30	q						1/2
	k_{wSC}						0,866
	k_{wDC}						0,866
	C_{cogDI}						60
	C_{cogDD}						60
	X_1						10
	X_2						5

Se indica el número de ranuras por polo y fase q , los factores de devanado para simple capa k_{wSC} y doble capa k_{wDC} , el número de ciclos de par de cogging para dientes iguales C_{cogDI} y para dientes desiguales C_{cogDD} , el máximo común divisor del número de polos y del número de ranuras X_1 y el máximo común divisor del número de polos y de la mitad del número de ranuras X_2 . Las combinaciones de número de polos y ranuras que no presentan repeticiones producen motores con gran desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales, por lo que no son aconsejables ($X_1 = 1$ o $X_2 = 1$).

2.3.3 Modos de vibración

La fuerza radial sobre la superficie interior del estator se transmite a la totalidad del cuerpo del estator. El estator, debido a esta fuerza, inicia un movimiento oscilatorio que se traduce en ruido por el movimiento del aire en contacto con el motor.

El cuerpo del estator puede considerarse como un anillo sólido en el que el movimiento es mayoritariamente radial, presentando una serie de posibilidades de movimiento vibratorio, según el número de nodos existentes. Estos modos de vibración reciben el nombre de modos o formas modales, en la Figura 2.22 podemos ver los cinco primeros modos de vibración que pueden aparecer en el estator de un MSIP [69].

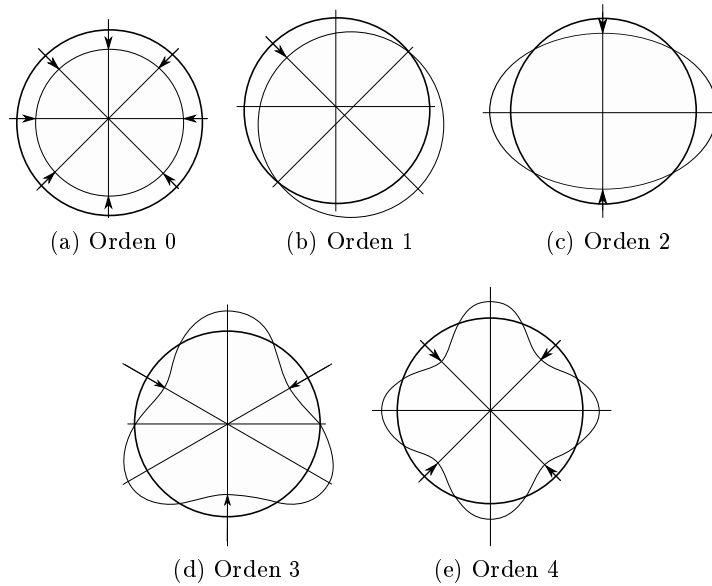


Figura 2.22. Modos de vibración del estator.

Cada modo de vibración corresponde a una forma de la distribución de la fuerza radial:

- modo 0: corresponde a una fuerza constante en todo el entrehierro;
- modo 1: la fuerza radial presenta un valor resultante no nulo desplazando el estator en una dirección;
- cuando la fuerza radial se concentra en dos zonas, tenemos la vibración de modo 2; según aumentan el número de zonas de concentración de la fuerza radial, tenemos los modos 3, 4, ...

El modo 0 corresponde al caso ideal de fuerza magnética equilibrada, mientras que el modo 1 con un valor importante de la fuerza resultante, corresponde en general al caso más desfavorable de desequilibrio.

La combinación del número de polos y ranuras y el tipo de devanado son los factores más importantes para condicionar el número de agrupaciones de las fuerzas magnéticas radiales [41]. Por tanto, durante el proceso de diseño mediante la elección de la combinación de número de polos y de ranuras, modificamos la forma de la distribución de fuerzas magnéticas radiales en el motor en funcionamiento.

Es posible identificar el número de repeticiones de la fuerza radial, mediante la descomposición en armónicos espaciales de la distribución de la fuerza radial a todo lo largo del entrehierro para un instante de tiempo. El número de agrupaciones coincide con el número de orden más bajo de los armónicos espaciales significativos de las fuerzas radiales. De este modo, podemos deducir del análisis de los armónicos espaciales de la fuerza magnética en un instante a lo largo de todo el entrehierro, el modo de vibración del estator.

2.3.4 Frecuencia de excitación y resonancia

Debido a la rigidez de los materiales utilizados en la fabricación del MSIP, podemos considerar su comportamiento vibratorio como amortiguado, pero debemos tener en cuenta la posibilidad de la aparición de fenómenos de resonancia para determinadas frecuencias, en las que la amortiguación se anule y aumente considerablemente el movimiento del estator.

La fuerza radial se repite con un período marcado por la velocidad de rotación del motor. Esa frecuencia, llamada frecuencia de excitación f_{exc} se calcula por [70]:

$$f_{exc} = k \frac{n}{60} p \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (2.56)$$

donde n es la velocidad de rotación en revoluciones por minuto y p es el número de pares de polos del rotor.

Cada una de las formas modales tiene su correspondiente frecuencia natural, de modo que, cuando la frecuencia de excitación de la fuerza radial coincide con la frecuencia natural de un modo de vibración, éste entra en resonancia y se produce un aumento de la vibración. Esto provoca un importante aumento del nivel de ruido magnético. Las expresiones para calcular las frecuencias naturales de los modos de vibración del estator requieren conocer la masa y dimensiones del estator, así como las propiedades mecánicas de los materiales de fabricación [11], [71].

Asumiendo varias simplificaciones para la geometría del estator, la frecuencia natural f_m de cada modo de vibración se puede calcular por medio de [72]:

$$f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_e + K_c + K_d}{M_e + M_c + M_d}} \quad (2.57)$$

donde K_e , K_c , K_d , y M_e , M_c , M_d , son la rigidez y la masa del estator, la carcasa y el devanado del motor (a efectos de cálculo). Todos estos factores dependen de los modos de vibración.

La amplitud del movimiento vibratorio del estator está relacionada con el número de nodos de la forma nodal, de tal forma que es más alta cuanto menor sea el número de nodos del modo de vibración del estator [72].

El cálculo de los valores de desplazamiento en el movimiento vibratorio de estator requiere un estudio por MEF de las características estructurales del motor. Si conseguimos que la forma modal de vibración sea de orden alto, lograremos que la respuesta mecánica y el ruido generado sean bajos.

Por tanto, es importante analizar los modos de orden más bajo, que son los más afectados por la combinación de número de ranuras y de polos en los MSIP de devanado fraccionario [73].

2.3.5 Nivel de ruido

El desplazamiento radial del estator y de la carcasa del motor son los causantes de la onda de presión en el aire circundante que genera el ruido del motor. Tanto el medio circundante al motor como la estructura de la carcasa del motor son determinantes de cuál es el nivel de ruido percibido por el oído humano.

Un motor cuya longitud es mayor que su diámetro puede ser representado por un cilindro, con frentes de onda cilíndricos radiando desde su eje. Sin embargo, para motores de dimensión pequeña y mediana es más habitual considerar la superficie de radiación como una esfera, ya que la superficie esférica facilita el cálculo de la potencia transmitida por la onda de presión. Este parámetro es más útil que los valores de presión para representar el nivel de ruido, ya que se puede comparar directamente con valores de referencia [74].

Se puede relacionar la amplitud del desplazamiento del estator Y_m con la potencia de la onda de presión generada por ese desplazamiento, a través de la siguiente expresión [69]:

$$W = 2\rho v\pi^2 f_m Y_m^2 S I_r \quad (2.58)$$

donde ρ es la densidad del medio de propagación (aire 1,186 kg/m³), v es la velocidad de propagación de la onda en el medio (aire 344 m/s), f_m es la frecuencia de la onda, S es la superficie del frente de onda y I_r es el coeficiente de intensidad de sonido relativa.

Para calcular el nivel de potencia de sonido asociado a cada frecuencia se usa el valor de potencia de la onda de presión, de modo que el nivel de ruido

en dB es:

$$L_W = 10 \cdot \log \frac{W}{W_0} \quad (2.59)$$

donde W_0 es el valor de referencia utilizado para el sonido $10^{-12}W$.

Es importante notar que cada frecuencia de sonido tiene una importancia diferente para la percepción del oído humano, de modo que sonidos con igual nivel de ruido pero con diferentes frecuencias pueden ser percibidos con una intensidad muy diferente. Si un sonido está compuesto por diferentes frecuencias, el volumen no es el resultado de componer los niveles de ruido de cada frecuencia de modo lineal, sino que es necesario filtrar las diferentes frecuencias presentes en el sonido y asignar a cada una un porcentaje diferente en el cálculo del nivel de ruido.

Los estándares de medición de ruido [75] proponen varios métodos de ponderación que atenúan con distintos coeficientes la potencia de las diferentes frecuencias, de manera semejante a como lo hace el mecanismo auditivo del oído humano, a lo largo del espectro auditivo. El método “A” de ponderación es el más habitual para ruidos de intensidad media, de modo que el valor total de nivel de ruido calculado mediante este método se mide en dBA.

2.4 Revisión de la literatura sobre motores de imanes permanentes

El desarrollo logrado en el diseño y producción de nuevos materiales para imanes, tanto en coercitividad como en remanencia, ha supuesto un aumento de la inducción magnética en el entrehierro y la extensión de los rangos de funcionamiento de los motores de imanes permanentes. Por otro lado, la mejora en los componentes de electrónica de potencia ha permitido aumentar los valores de tensión e intensidad, con tiempos de respuesta de los sistemas de control cada vez más reducidos.

A continuación se presenta una revisión de la literatura técnica más relevante para los motores de imanes permanentes, con atención preferente a los motores de imanes permanentes con devanados concentrados de paso fraccionario.

2.4.1 Monografías sobre motores de imanes permanentes

Sigue una relación por orden cronológico de las obras más significativas en el campo del diseño de motores de imanes permanentes.

En 1985, T. Kenjō y S. Nagamori publican una de las primeras obras [76] dedicadas en exclusiva a los motores de imanes permanentes. Esta obra se centra en motores de pequeña potencia para aplicaciones en robótica y accionamientos de control numérico. En el libro se describen tanto la estructura básica de los motores, como los circuitos de control, aportando numerosas ilustraciones.

En 1989, T. J. E. Miller publica un libro [1] dedicado a motores de imanes permanentes sin escobillas y motores de reluctancia, inspirada en la monografía de Kenjō y Nagamori de 1985. Presenta la teoría de las máquinas sin escobillas y plantea las posibilidades de desarrollo de estos motores, avances en el diseño y fabricación de materiales magnéticos, nuevas características de los semiconductores de potencia, así como la aparición de nuevos métodos en la electrónica de control y el diseño del motor. En el texto aparecen varios ejemplos y aplicaciones prácticas.

En 1990, M. Pérez Donsión y M. Fernández Ferro publican un libro [77] que trata brevemente sobre la configuración y construcción de los MSIP y en el que se describen varias configuraciones de rotor, considerando las diferencias en eficiencia. Se dedica mayor atención a las maniobras de arranque y frenado y al análisis del funcionamiento en régimen permanente y transitorio.

En 1994, J. R. Hendershot y T. J. E. Miller publican un libro [2] dedicado al diseño de los motores de imanes permanentes sin escobillas. El libro describe con gran precisión el diseño del circuito eléctrico, el circuito magnético, los materiales magnéticos, generación de calor... Aporta argumentos para la elección de combinaciones de polos y ranuras para motores con dos, tres, cuatro, cinco y seis fases teniendo en cuenta la reducción del par de cogging. Recomiendan en este aspecto el empleo de devanados de paso fraccionario y desaconseja el empleo de devanados de paso entero. Se describe también el funcionamiento de los sistemas de control.

En 2002, J. F. Gieras y M. Wing publican su trabajo [78] dedicada al diseño y las aplicaciones de los motores de imanes permanentes (segunda edición revisada y aumentada del volumen editado en 1996) cuyo éxito, junto al impulso que ha adquirido la tecnología de los motores de imanes permanentes y el gran aumento de las aplicaciones en las que han demostrado su utilidad, anima a J. F. Gieras a publicar en el año 2010 una tercera edición [3]

como único autor. En ella se incluyen los avances en la tecnología de los motores de imanes, nuevos apartados dedicados a motores de alta velocidad y micromotores, y se modifican algunos resultados de investigación. Se presentan fórmulas fundamentales y cálculos de eficiencia y coste para todo el sistema y se incluye una introducción al análisis por elementos finitos. Explica con claridad la selección de las características más adecuadas para las especificaciones de cada motor.

En 2005 J. F. Gieras publica, junto con C. Wang y J. C. S. Lai una obra [79] dedicada íntegramente a la generación de ruido en motores eléctricos, en la que recogen los últimos avances en métodos computacionales de predicción de ruido. El libro se centra en la problemática del ruido, aportando claves tanto para motores de inducción como para motores síncronos de imanes permanentes. Partiendo de los principios básicos de la generación de ruido, incluye tanto el ruido de origen mecánico como el electromagnético. Describe la problemática de la generación de par oscilatorio, así como la del desequilibrio de las fuerzas magnéticas y su influencia en la vibración del estator. Están también recogidas en este libro las técnicas de instrumentación para la medida del ruido, así como las técnicas numéricas y estadísticas para su valoración y predicción del ruido.

En el año 2010, R. Krishnan publica un texto [44] dedicado fundamentalmente al control de los MSIP y de los motores de corriente continua sin escobillas de imanes permanentes. El libro está dividido en tres partes, la primera cubre los fundamentos sobre motores síncronos y máquinas de c.c. sin escobillas de imanes permanentes, convertidores electrónicos de potencia y control. La segunda parte está dedicada al control de los motores síncronos de imanes permanentes, mientras que la tercera se refiere al control de los motores de c.c. de imanes permanentes sin escobillas. Se trata de una recopilación clasificada y ordenada de la ingente cantidad de información publicada en revistas y congresos.

2.4.2 Revisión de la literatura sobre motores de imanes permanentes con devanados fraccionarios concentrados

Los trabajos publicados en los últimos años muestran un aumento del interés por los MSIP con devanado de paso fraccionario concentrado sin cruzamiento de cabezas de bobina (devanados de diente), especialmente para aplicaciones de baja velocidad, en las que el número de polos del rotor es alto. Reseñamos a continuación en orden cronológico las publicaciones más relevantes que analizan el MSIP con devanado de diente, agrupadas por año de publicación.

En 2001, S. Huang, M. Aydin y T. A. Lippo presentan en [69] un modelo analítico de MSIP con imanes superficiales, de flujo axial y radial, que recoge todos los aspectos del ruido generado por las fuerzas magnéticas en el entrehierro .

En 2002, J. Cros y P. Viarouge describen en su trabajo [61] una serie de máquinas trifásicas con devanados concentrados. En este estudio se enuncia un sistema para determinar la disposición de los conductores en las ranuras, útil para devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina en doble capa.

Y. Asano y otros presentan un trabajo [80] que explora la generación de ruido en MSIP de devanado concentrado frente a los de devanado distribuido. El estudio se centra en la fuerza magnética radial y propone variaciones del ancho del entrehierro para reducir los armónicos de orden bajo en la fuerza radial. En este artículo se incluye también rotores con imanes interiores y se indica que son más ruidosos que los de imanes superficiales.

En 2004, P. Salminen presenta su tesis doctoral [35] dedicada al estudio de los MSIP con devanados fraccionarios para aplicaciones de baja velocidad. Este trabajo valora el rendimiento de diferentes configuraciones de motores con imanes permanentes, con devanados de paso fraccionario concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina en doble capa. La magnitud fundamental de su estudio es el par de cogging y el rizado del par electromagnético, que se calculan para varios modelos de elementos finitos en 2D. El objetivo de la autora es diseñar un motor de 45 kW, con un alto valor de par y baja velocidad. Uno de los modelos analizados corresponde a un rotor con imanes interiores en forma de V y 10 polos, combinado con un estator de 12 ranuras. Los resultados obtenidos en la simulación fueron validados con la construcción de un prototipo, obteniendo resultados muy semejantes a los calculados por el método de los elementos finitos.

F. Magnussen defiende su tesis doctoral [81], dedicada al análisis y diseño de MSIP aplicadas a la tracción de vehículos eléctricos híbridos. Una parte importante de la tesis se centra en el estudio de los devanados concentrados y a los efectos parásitos que presentan. Como consecuencia del trabajo desarrollado en la tesis, publica junto con P. Thelin y C. Sadarangani dos artículos en el mismo año. En el primero [82] estudian comparativamente MSIP con devanados distribuidos y con devanados concentrados, y en el segundo artículo [83] tratan únicamente las máquinas con devanados concentrados de paso fraccionario . En este artículo se dedica un apartado al desequilibrio de las fuerzas magnéticas en estos motores y los posibles modos de vibración

del estator.

En 2005, P. Salminen, J. Pyrhönen, F. Libert y J. Soulard publican un artículo [33] sobre el rizado del par en máquinas de imanes con devanados concentrados. Analizan la influencia de las dimensiones de los imanes y la geometría de las ranuras sobre la oscilación del par electromagnético para máquinas con devanados concentrados, con diferentes combinaciones de polos y ranuras.

W. Zhu, B. Fahimi y S. Pekarek presentan en su trabajo [84] un método para calcular las fuerzas radiales y el par en MSIP, definiendo también la forma de onda en la intensidad de estator que reduzca la variación de par y de fuerza radial. En un motor de 12 ranuras con 4 polos, calculan las fuerzas y el par mediante el método de reconstrucción de campo, aplicando después un método iterativo para definir la intensidad de estator que permite reducir variaciones de par y fuerza radial. El modelo por elementos finitos del motor analizado confirma la validez del método propuesto.

En 2006 Zi-Qiang Zhu, junto a Y. S. Chen y D. Howe estudia [66] el ruido en los MSIP de devanado fraccionario, prediciendo un mayor nivel de ruido para motores cuya relación de número de ranuras por número de polos es 1,5 frente a aquéllos cuya relación de número de ranuras y polos sea entero.

N. Bianchi, S. Bolognani, M. D. Prè y G. Grezzani presentan algunas consideraciones [85] sobre el diseño de máquinas síncronas de imanes con devanados fraccionarios. Proponen un método de diseño para devanados fraccionarios válido para devanados en simple y en doble capa.

J. Wang, Z. P. Xia, D. Howe y S. A. Long presentan un trabajo [86] sobre vibración en máquinas brushless de imanes permanentes con devanado modular (otra manera de denominar a los devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina). El análisis armónico de la fuerza magnética radial se realiza en un motor de 24 ranuras con 22 polos. Este análisis muestra que los armónicos espaciales de orden bajo aparecen en el estudio en carga, por lo que puede producir mayor nivel de ruido que un MSIP con el devanado distribuido. Este resultado es validado por el montaje experimental del motor.

S. Yu y R. Tang publican un artículo [87] que recoge un estudio experimental sobre un MSIP de 36 ranuras con 4 polos interiores en forma de V. El nivel de ruido generado por este motor es medido en laboratorio y comparado con los resultados del cálculo por MEF de las fuerzas magnéticas y del análisis modal realizado para la respuesta vibratoria del estator. El resultado es que

el armónico de orden 2 es el más susceptible de generar ruido, como se pudo observar en el estudio experimental.

En 2007, S. Morimoto publica un artículo [88] que describe la evolución en la tecnología de los MSIP, estudiando tanto la mejora de los materiales para imanes permanentes producida por la extensión del uso de los imanes de tierras raras, como las nuevas tendencias en el diseño del estator (materiales magnéticos, tipos de devanados). Se estudia el rendimiento en aplicaciones de tracción, incluyendo la reducción de ruido.

Z. Q. Zhu, D. Ishak, D. Howe y J. Chen publican un trabajo [40] dedicado al desequilibrio de las fuerzas magnéticas en máquinas síncronas de imanes permanentes. En este trabajo se presenta un método analítico para predecir el desequilibrio de las fuerzas radiales en motores de devanado fraccionario, que es validado con modelado por elementos finitos para 9 ranuras con 8 polos y 3 ranuras con 2 polos.

F. Magnussen y H. Lendenmann publican un interesante artículo [59] sobre los efectos parásitos en las máquinas de imanes con devanados concentrados. En este artículo se estudia mediante MEF una máquina de 10 polos con 12 ranuras, tanto en doble como en simple capa. Se estudia el rizado del par y el desequilibrio de las fuerzas radiales, y se compara con un motor de 8 polos y 12 ranuras. Los resultados son validados mediante un prototipo del MSIP de 10 polos.

J. F. Gieras y otros presentan en su trabajo [72] un modelo para la predicción de ruido para motores brushless de imanes permanentes. Se trata de un modelo analítico que aplica técnicas estadísticas para el cálculo del nivel de ruido generado por un motor de 36 ranuras con 10 polos. Los resultados indican que la amplitud de la vibración del estator es inversamente proporcional a la cuarta potencia del orden del armónico de la fuerza radial.

En 2008, G. Almandoz y J. Poza, entre otros, presentan en el estudio [89] un modelo analítico de un MSIP de imanes superficiales. Mediante el método expuesto en este trabajo, es posible predecir el par generado en el motor. Además, se clasifican las características geométricas del motor y su influencia en el par motor.

N. Bianchi, S. Bolognani, M. D. Pré y G. Grezzani estudian en su artículo [90] las características de MSIP de devanado fraccionario sin solapamiento de cabezas de bobina mediante un modelo analítico, validado mediante simulación MEF y experimentación con prototipos. Este modelo permite predecir el rendimiento de este tipo de motores, tanto con devanado en simple capa,

como en doble capa, en aspectos como potencia, pérdidas, homogeneidad del par o reacción de inducido.

F. Meier (antes Libert) presenta su tesis doctoral [36], en ella analiza los motores síncronos de imanes con devanado concentrado para aplicaciones de baja velocidad. El objetivo principal del trabajo es definir un motor síncrono con imanes permanentes de 4,5 kW y 50 r.p.m. usado como mezclador para el tratamiento de aguas residuales. En este trabajo se indica que de las diversas topologías de las máquinas de imanes permanentes, para aplicaciones de baja velocidad con acoplamiento directo sin reductores de velocidad, la más conveniente es la configuración de máquina de flujo radial, con un devanado con bobinas concentradas sin cruzamiento de cabezas, frente al motor convencional con un devanado distribuido. En esta tesis se analiza el desequilibrio de las fuerzas radiales y se hace un estudio por MEF de la inducción magnética en el entrehierro.

En 2009 R. Islam publica su tesis doctoral [12], en ella se propone una metodología para diseñar pequeños motores de imanes permanentes con bajo nivel de ruido. Se analiza el par de cogging, el rizado del par electromagnético, el ruido y las vibraciones debidas al desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales. Se investiga el efecto de la inclinación sobre el par de cogging y el rizado del par, con imanes de diferentes formas. Se estudian las configuraciones de 10 polos con 12 ranuras, 6 polos con 9 ranuras, 8 polos con 12 ranuras y 6 polos con 27 ranuras.

Z. Q. Zhu presenta con Z. P. Xia, L. J. Wu y G. Jewell un estudio [91] sobre las combinaciones de número de polos y ranuras que son más relevantes en la generación de ruido, identificando de modo analítico cuáles son los armónicos más problemáticos en un variado número de combinaciones de número de polos y ranuras para motores con devanado fraccionario tanto en simple como en doble capa.

En 2010, R. Islam y H. Iqbal presentan un artículo [92] que explora un método analítico para valorar la generación de ruido en motores síncronos de imanes permanentes. En este trabajo se explora el desequilibrio de las fuerzas radiales en motores de características semejantes a los tratados en la tesis doctoral [12], presentando expresiones analíticas para el cálculo del desplazamiento del estator en función de las fuerzas radiales obtenidas por MEF. Como conclusión se apunta que las consideraciones de reducción de par de cogging y de rizado del par electromagnético no coinciden con las del desequilibrio de las fuerzas radiales en cuanto a generación de ruido.

Z. P. Xia, Z. Q. Zhu, L. J. Wu y G. W. Jewell publican, primero como

ponencia [93] y luego como artículo [41], un estudio de las fuerzas radiales en máquinas con devanados fraccionarios. En él realizan una comparación de los resultados obtenidos por medio de un nuevo modelo analítico y por medio de un análisis por elementos finitos. El estudio se aplica a una configuración de máquina de flujo radial con el rotor interior de 12 ranuras con 10 polos, en rotores con imanes superficiales y con imanes interiores.

A. M. El-Refaie publica un artículo [94], que proporciona un análisis cuidadoso de las máquinas síncronas de imanes con devanados concentrados en términos de oportunidades y desafíos. El documento revisa 106 referencias dedicadas a estos motores. Incluye apartados que tratan sobre diseño y análisis, densidad de potencia, control por debilitamiento del flujo, comparación de devanados en simple y doble capa, pérdidas en el rotor, efectos parásitos (incluyendo el desequilibrio de las fuerzas radiales), tolerancia a fallos, comparación entre máquinas con imanes interiores y con imanes superficiales y otros tipos de máquinas. También se presenta un resumen de aplicaciones comerciales. En este artículo se muestra lo rápido que ha sido el avance en el área de las máquinas síncronas de imanes permanentes con devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina.

El año 2011 R. Islam junto con M. Islam y T. Sebastian presentan un trabajo [67] que intenta separar claramente el efecto que sobre el ruido tiene el rizado del par, del debido al desequilibrio de las fuerzas magnéticas, seleccionando motores en los que el rizado del par es bajo. El estudio analítico del mecanismo de generación de ruido se completa con una simulación por MEF del comportamiento electromagnético y mecánico de motores de 10 polos con 12 y 15 ranuras, 8 polos con 12 ranuras y 6 polos con 9 y 27 ranuras. Concluye que el modo de vibración de orden más bajo es el de más influencia en la generación de ruido en este tipo de motores.

Z. Q. Zhu publica un estudio [73] sobre todos los aspectos relevantes del diseño de MSIP con devanado fraccionario, aplicados a propulsión de vehículos eléctricos e híbridos. En este estudio se recogen diversos tipos de estructuras de estator y se analizan parámetros como inductancias del devanado, rendimiento ante debilitamiento de flujo y tolerancia a fallos, así como efectos parásitos como corrientes de Foucault, desequilibrio de las fuerzas magnéticas y vibraciones y ruido.

T. Sun y otros publican un artículo [95] en el que analizan el efecto de la combinación de número de polos y ranuras sobre la generación de ruido en MSIP. El estudio compara dos motores de imanes interiores de 8 polos, con 12 y 9 ranuras. El análisis de las fuerzas magnéticas mediante el tensor de Maxwell

muestra, para el motor de 9 ranuras, la asimetría de la fuerza magnética típica de los motores en los que el número de ranuras es una unidad mayor que el número de polos. El estudio de la fuerza local en cada diente emplea el método de la corriente magnetizante equivalente, calculando los valores de la fuerza radial y tangencial para ambos motores. El método analítico predice valores de sonido que son corroborados por experimento con motores reales, apuntando a la fuerza radial como el elemento más importante en la generación de ruido.

En 2012 N. Bracikowski presenta en la ponencia [96] un modelo de MSIP, que incluye aspectos eléctricos y magnéticos junto con las características del sistema electrónico del control de alimentación. Este modelo es capaz de integrar también las características mecánicas del motor, ofreciendo de manera precisa una previsión (validada con datos reales) de la generación de ruido en un motor aplicado a tracción de 72 ranuras con 12 polos.

J. Krotsch y B. Piepenbreier publican un artículo [97] en el que estudian las fuerzas radiales en MSIP de rotor externo con devanados sin cruzamiento de cabezas de bobina. El artículo se inicia con un estudio analítico y un análisis armónico de las fuerzas radiales, seguido de un modelo MEF de la amplitud de las fuerzas radiales generadas en un motor de 12 ranuras y 10 polos con devanado en doble capa. El estudio con el motor en carga propone intensidades con diferentes formas para la corriente del estator, diseñadas con objeto de reducir el ruido generado.

Y. Shen publica su tesis doctoral [98] sobre motores de imanes con rotores configurados según matriz Halbach. En la tesis se analizan diferentes disposiciones aplicadas a máquinas con devanados concentrados. Como consecuencia del trabajo desarrollado en la tesis, Y. Shen publica junto con otros autores en 2014 un artículo [99], donde desarrolla un modelo analítico para determinar la distribución del campo magnético y el rendimiento electromagnético en MSIP con los imanes del rotor según configuración Halbach.

D. Torregrossa, A. Khoobroo y B. Fahimi publican un artículo [39] en el que estudian la generación de ruido en MSIP en los que existen irregularidades, como la excentricidad del rotor o la desmagnetización parcial de los imanes del rotor. El cálculo de las fuerzas y el par en un motor de 12 ranuras y 4 polos se realiza por el método de la reconstrucción del campo, y es validado por MEF. El modelo mecánico en tres dimensiones permite estudiar los tipos de vibración y relacionarlos con las posibles irregularidades en el motor, donde la excentricidad del rotor provoca el mayor ruido.

En 2013, H. Y. I. Du presenta junto con L. Hao y H. Lin un estudio [100]

sobre vibraciones en MSIP de devanado fraccionario aplicados a tracción. En este estudio se analiza un modelo de elementos finitos de motores de 24 ranuras con 16 y 20 polos, en los que además se ha realizado inclinación de los imanes en dos y tres pasos. Se calculan tanto el par como las fuerzas magnéticas, radiales y tangenciales, para los motores estudiados a diferentes velocidades del rotor. El trabajo se completa con un modelo mecánico en 3 dimensiones que estudia con detalle el comportamiento dinámico de los motores, de modo que es posible realizar una predicción del nivel de ruido generado por cada configuración de motor.

Z. Q. Zhu, M. L. Mohd Jamil y L. J. Wu, analizan en su artículo [42] la influencia de la combinación de polos y ranuras en el desequilibrio de las fuerzas magnéticas en máquinas con devanados sin solapamiento de cabezas de bobina. Este trabajo se centra en los casos en los que el número de ranuras difiere del de polos en 1 o 2, casos en los que la fuerza magnética a lo largo de todo el entrehierro tiene una resultante no nula. El estudio se valida mediante montaje experimental para máquinas de 9 ranuras con 8 y 10 polos.

M. Huo, S. Wang, J. Xiu y S. Cao publican un artículo [101] en el que muestran de forma analítica la influencia de los diferentes factores geométricos en la distorsión de la fuerza magnética en los MSIP, especialmente la combinación de número de polos y de ranuras. El método analítico se centra tanto en el par de cogging como en el desequilibrio de las fuerzas radiales y es validado por un modelo MEF aplicado a un motor de 15 ranuras con 8 polos y otro de 12 ranuras y 8 polos.

En 2014 H. Yang y Y. Chen publican un artículo [68] en el que presentan una expresión analítica para calcular el orden más bajo de los armónicos espaciales de la fuerza magnética radial, para MSIP con devanado simétrico trifásico de doble capa. Esta expresión se valida con el análisis MEF de los modos de vibración de motores de 24 y 12 ranuras con 8 polos y de 12 ranuras con 10 polos. Además se propone un método para reducir el armónico de menor orden en el motor de 12 ranuras y 8 polos, consistente en variar la intensidad por el estator con el fin de generar armónicos en la reacción de inducido que reduzcan la amplitud de los armónicos que crean más ruido en la inducción en el entrehierro. El resultado se valida mediante montaje experimental.

G. Almandoz, J. Poza, I. Gómez, G. Ugalde y A. J. Escalada publican un trabajo [38] en el que el enfoque analítico se centra en el cálculo de las fuerzas magnéticas. Se desarrolla una clasificación de las características geométricas del motor y su influencia en las fuerzas magnéticas radiales, lo que contribuye

a centrar los problemas del rizado del par y el desequilibrio de las fuerzas radiales magnéticas.

J. Wang, con V. I Patel y W. Wang publican un artículo [102] sobre MSIP de devanado fraccionario sin solapamiento de cabezas de bobina. Proponen un método de devanado en doble capa que es capaz de reducir los armónicos espaciales de orden bajo en la f.m.m. del entrehierro, con la consiguiente reducción de efectos parásitos en el rendimiento de los motores de imanes permanentes.

A. Iraolagoitia publica su tesis doctoral [43] sobre el comportamiento electromagnético de los MSIP con devanado concentrado para aplicaciones de baja velocidad. En esta tesis se desarrolla un método de diseño para MSIP aplicados al movimiento de ascensores y se realiza un estudio por MEF para el cálculo del par electromagnético, el par de cogging y las fuerzas magnéticas radiales. Se comprueba que, cuando se emplean devanados concentrados fraccionarios sin cruzamiento de cabezas de bobina de doble capa, el número de repeticiones de las fuerzas magnéticas radiales puede ser diferente que para el devanado en simple capa; asimismo, se comprueba que el número de ciclos del par de cogging puede ser diferente cuando el estator tiene dientes desiguales que cuando todos los dientes son iguales con el mismo ancho. En la tesis se hace un estudio exhaustivo de todos los factores a considerar para la elección de la combinación más adecuada del número de polos y ranuras.

Del análisis del estado del arte se observa que existen varios métodos para valorar y predecir la generación de ruido para MSIP devanados concentrados fraccionarios sin cruzamiento de cabezas de bobina. Dado que para cada modo de vibración existe una frecuencia de excitación diferente, que resulta en una amplitud del movimiento oscilatorio distinta, es preciso valorar mediante MEF el comportamiento mecánico del motor completo para poder calcular la amplitud de las vibraciones en cada motor. Esta metodología precisa de las dimensiones y características mecánicas del motor, empleando además importantes tiempos de procesamiento para realizar las simulaciones mecánicas. Sin embargo, no aparece en la bibliografía existente un método general que permita estimar el ruido durante el proceso de diseño. En esta tesis se presenta un método más sencillo que puede estimar el nivel de ruido mediante el uso del coeficiente de correlación con una distribución modelo de desequilibrio nulo, y un índice transformado que permite realizar comparaciones entre distribuciones de fuerzas cuyo desarrollo en armónicos espaciales presente armónicos de distintos órdenes.

2.5 Datos de partida

En este apartado se describen los diferentes diseños de MSIP objeto de estudio y se recogen los resultados del par de cogging y par electromagnético previamente obtenidos en la tesis [43].

2.5.1 Descripción de los MSIP objeto de estudio

Se estudian veinticinco diseños válidos para la construcción de motores de diferentes potencias y pares, cuya aplicación prevista es el movimiento de ascensores.

Diez de los diseños utilizan devanado de paso entero con la combinación de 16 polos y 48 ranuras, cinco de los cuales tienen los imanes de rotor inclinados en dos tramos y los otros quince llevan devanado concentrado sin cruzamiento de cabezas de bobina con la combinación de 16 polos y 24 ranuras.

En las Tablas 2.8 y 2.9 se muestran los valores característicos de las combinaciones de polos y ranuras empleadas.

Tabla 2.8. Características de la combinación de 16 polos y 48 ranuras.

16 polos - 48 ranuras	
q	1
k_w sin inclinación	1
k_w con inclinación	0,989
$C_{cogDI} = MCM(2p, Q) = cQ$	48
$X_1 = MCD(2p, Q) = \frac{2p}{c}$	16

Tabla 2.9. Características de la combinación de 16 polos y 24 ranuras.

16 polos - 24 ranuras	
q	$1/2$
k_wSC	0,866
k_wDC	0,866
$C_{cogDI} = MCM(2p, Q) = cQ$	48
$C_{cogDD} = MCM(2p, Q/2) = c' \frac{Q}{2}$	48
$X_1 = MCD(2p, Q) = \frac{2p}{c}$	8
$X_2 = MCD(2p, Q/2) = \frac{2p}{c'}$	4

La disposición de los devanados en las ranuras se presenta en la Tabla 2.10.

Tabla 2.10. Disposición de los devanados en las ranuras del estator.

16 polos 48 ranuras ($q = 1$)								
Simple capa	U^+	W^-	V^+	U^-	W^+	V^-	U^+	...
16 polos 24 ranuras ($q = 1/2$)								
Simple capa	U^+	W^-	W^+	V^-	V^+	U^-	U^+	...
Doble capa	$U^+ V^-$		$V^+ W^-$		$W^+ U^-$		$U^+ V^-$...

En la Tabla 2.11 se indican las dimensiones principales comunes a todos los diseños.

Tabla 2.11. Dimensiones principales de los motores propuestos.

Diámetro exterior estator (mm)	230
Diámetro interior estator (mm)	160
Longitud entrehierro (mm)	1
Sección total ranuras A_{tr} (mm²)	7846,3
Sección total imanes A_{ti} (mm²)	2400

A continuación se describen las diferentes configuraciones del estator y del rotor analizadas.

2.5.1.1 Configuraciones de estator

- Estator 1: sección circular con 48 ranuras rectas equidistantes (ver Figura 2.23a). Devanado trifásico concentrado de paso entero ($q = 1$), con cruzamiento de cabezas de bobina en simple capa.
- Estator 2: sección circular con 24 ranuras rectas equidistantes (ver Figura 2.23b). Devanado trifásico concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina ($q = 1/2$), en simple capa ($E_2 SC$) y en doble capa ($E_2 DC$). En doble capa la división de las capas es horizontal (el resultado del par es similar si la división de las capas es horizontal o vertical [34]).

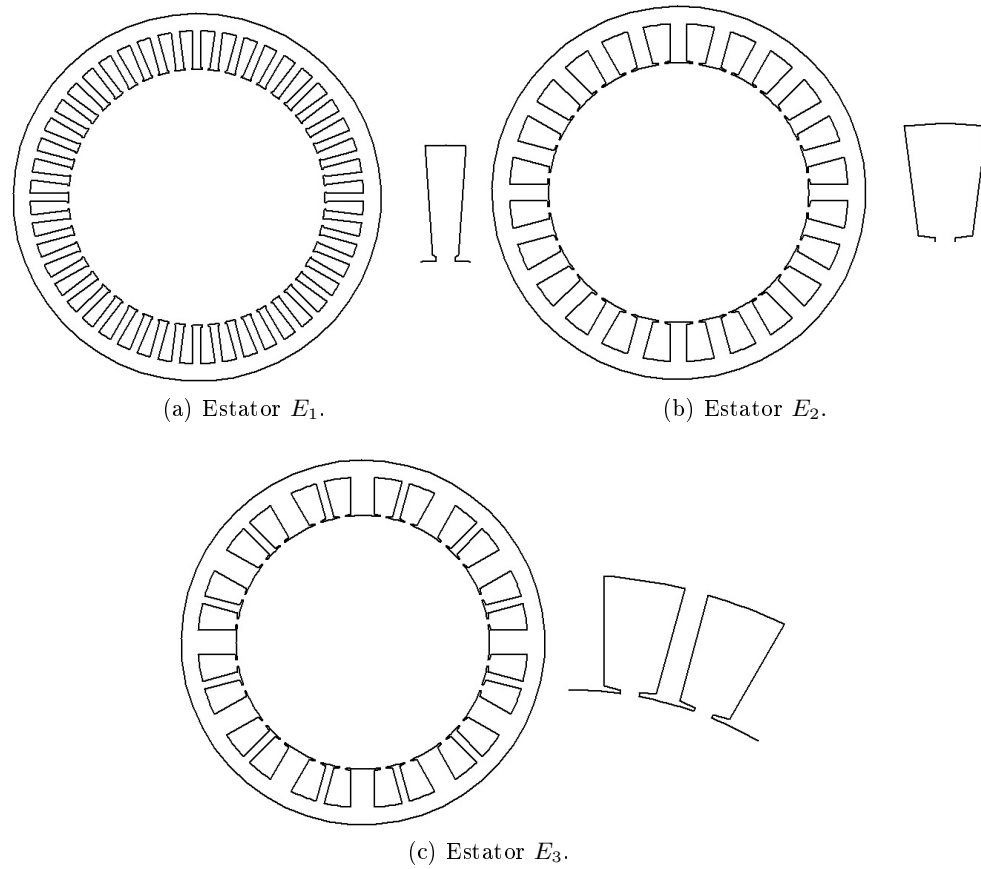


Figura 2.23. Configuraciones de estator.

- Estator 3: sección circular con 24 ranuras rectas, con dos anchos de dientes diferentes (ver Figura 2.23c). Devanado trifásico sin cruzamiento de cabezas de bobina en simple capa ($q = 1/2$). En el diseño de los dientes se ha tomado el ancho del diente más estrecho igual al ancho del diente del estator de 48 ranuras (E_1). El factor de devanado es 0,955 (ver apartado 2.2.3.1).

2.5.1.2 Configuraciones de rotor

En todas las configuraciones de rotor, la suma de las secciones transversales rectas de los imanes se mantiene constante.

- Rotor 1: tiene 16 imanes en forma de arco ocupando toda la superficie de la periferia del rotor (ver Figura 2.24). Cada imán ocupa un espacio angular del rotor igual a $360^\circ/16 = 22,5^\circ$, ancho de 5 mm y la sección transversal de cada imán es 150 mm^2 . Los imanes son de magnetización radial, alternando el sentido del eje de magnetización entre imanes consecutivos.

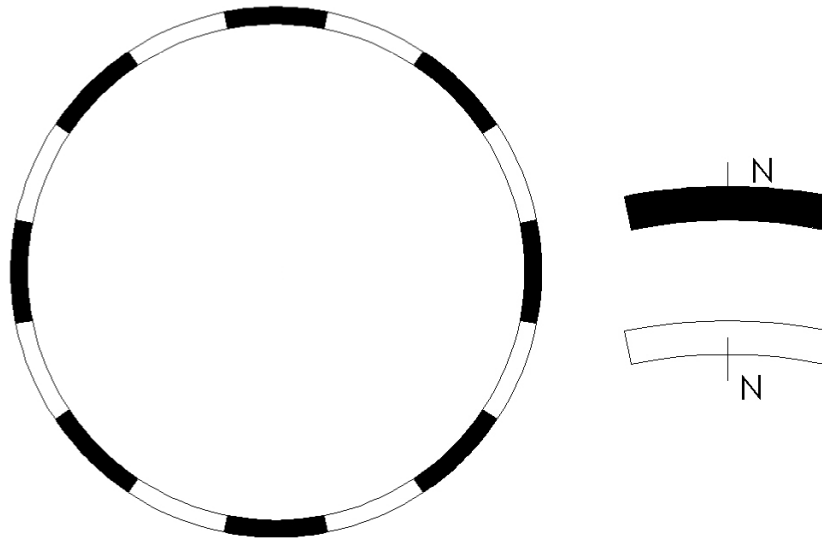
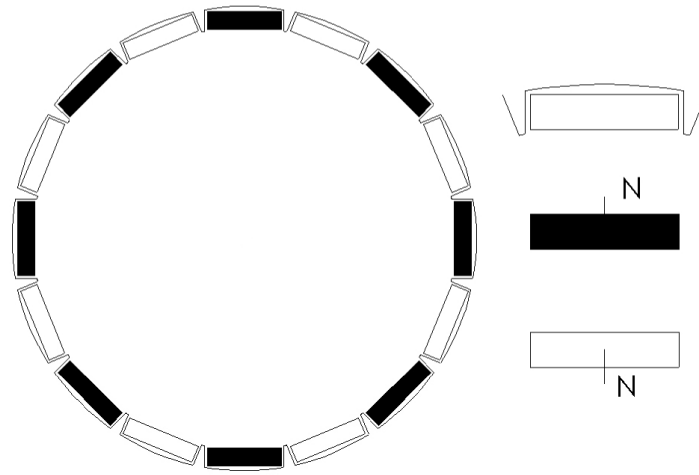
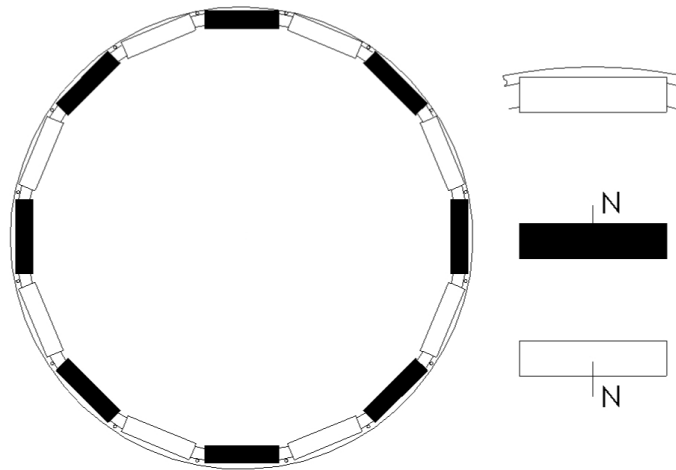


Figura 2.24. Rotor R_1 .

- Rotor 2: tiene 16 imanes de sección rectangular de $25 \times 6 \text{ mm}$, magnetizados en dirección radial, paralelamente a las caras laterales. Los imanes están colocados en la chapa del rotor muy cerca de la superficie (ver Figura 2.25).

Figura 2.25. Rotor R_2 .

- Rotor 3: con 16 imanes rectos de sección rectangular, iguales a los del rotor 2, situados cerca de la periferia del rotor sujetos mediante un anillo de material magnético (ver Figura 2.26).

Figura 2.26. Rotor R_3 .

- Rotor 4: con 16 imanes superficiales de sección trapezoidal, de dimensiones: base mayor 28 mm, base menor 22 mm y ancho 6 mm (ver

Figura 2.27). Los imanes están magnetizados en dirección radial paralelamente a la sección transversal del imán.

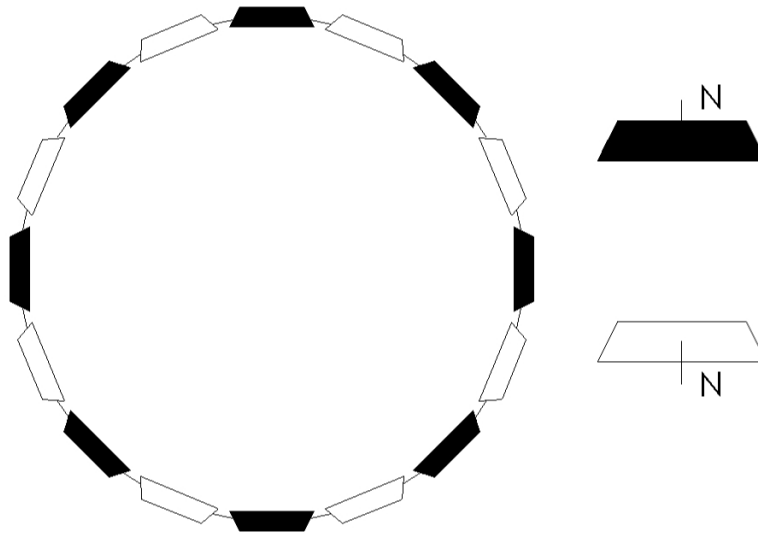


Figura 2.27. Rotor R_4 .

- Rotor 5: tiene 32 imanes rectos de sección rectangular, situados cerca de la periferia del rotor, según matriz Halbach [99], [103]. Es una combinación especial de imanes permanentes magnetizados radialmente con imanes magnetizados transversalmente, dispuestos de modo que refuerzan el campo magnético en la zona central de los polos, mientras que prácticamente eliminan el campo magnético en la zona entre polos, como puede verse en la Figura 2.28.

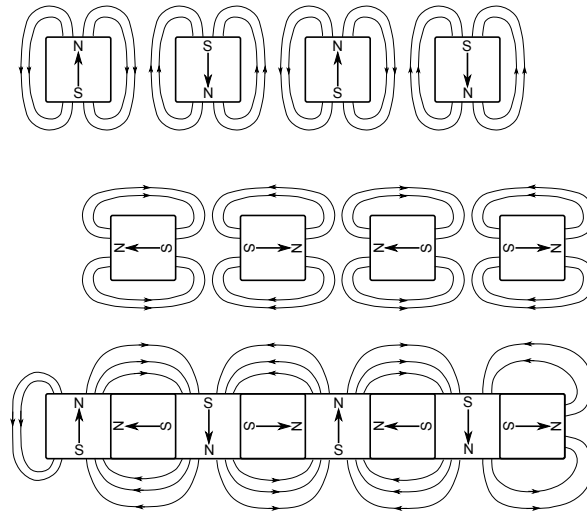


Figura 2.28. Matriz de imanes Halbach.

Los imanes imantados en dirección radial tienen una sección recta de 20 x 6 mm y los magnetizados en dirección transversal de 5 x 6 mm (ver Figura 2.29).

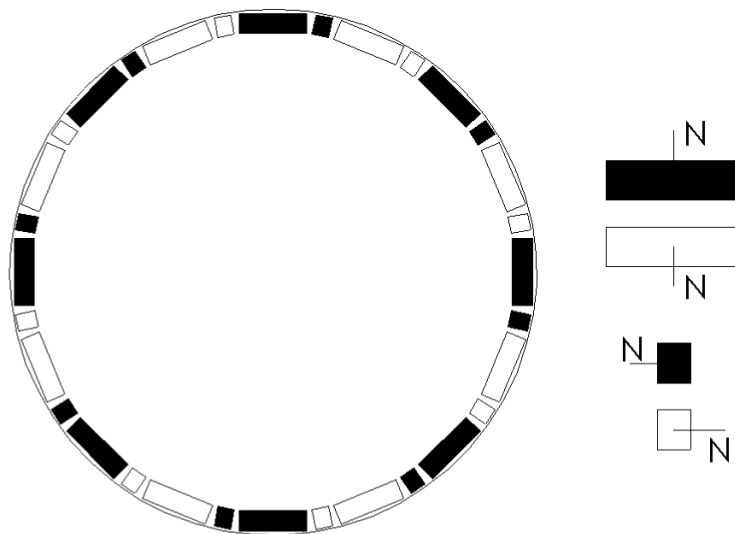


Figura 2.29. Rotor R_5 .

- Imanes inclinados por tramos: La configuración del estator E_1 , con un devanado concentrado de paso entero y la combinación de 16 polos y 48 ranuras ($q = 1$), se analiza tanto con rotores de imanes rectos como con rotores de imanes inclinados en dos tramos. La inclinación de los imanes del rotor se realiza con un ángulo correspondiente a medio paso de ranura ($3,75^\circ$).

2.5.1.3 Diseños objeto de estudio

En la Tabla 2.12 se recogen todos los diseños de MSIP que son objeto de estudio de la presente tesis.

Tabla 2.12. Diseños de MSIP propuestos.

	Estator 1 48 ranuras	Estator 2 24 ranuras	Estator 3 24 ranuras
Rotor 1	Sin inclinación $E_1 R_1$	Simple capa $E_2 SC R_1$	$E_3 R_1$
	Inclinación imán dos tramos $E_1 2T R_1$	Doble capa $E_2 DC R_1$	
Rotor 2	Sin inclinación $E_1 R_2$	Simple capa $E_2 SC R_2$	$E_3 R_2$
	Inclinación imán dos tramos $E_1 2T R_2$	Doble capa $E_2 DC R_2$	
Rotor 3	Sin inclinación $E_1 R_3$	Simple capa $E_2 SC R_3$	$E_3 R_3$
	Inclinación imán dos tramos $E_1 2T R_3$	Doble capa $E_2 DC R_3$	
Rotor 4	Sin inclinación $E_1 R_4$	Simple capa $E_2 SC R_4$	$E_3 R_4$
	Inclinación imán dos tramos $E_1 2T R_4$	Doble capa $E_2 DC R_4$	
Rotor 5	Sin inclinación $E_1 R_5$	Simple capa $E_2 SC R_5$	$E_3 R_5$
	Inclinación imán dos tramos $E_1 2T R_5$	Doble capa $E_2 DC R_5$	

2.5.2 Par desarrollado

En este apartado se presentan los resultados previamente obtenidos del par de cogging, par electromagnético máximo, mínimo y medio, factor de rizado y factor de cogging.

El par de cogging se calcula simulando el comportamiento del motor para diversas posiciones del rotor, cuando no hay corriente en las bobinas del estator. El ángulo de estudio es el correspondiente a un ciclo del par de cogging. Para todos los diseños objeto de esta investigación, este ángulo es de $7,5^\circ$.

En los motores con el rotor inclinado en dos tramos, el par de cogging se calcula como el valor medio del obtenido para dos motores con los imanes rectos, desplazados entre sí el ángulo correspondiente a medio paso de ranura ($3,75^\circ$).

El par electromagnético y el rizado del par se calculan simulando el comportamiento de la máquina en el funcionamiento en carga. Para ello, el devanado del estator se excita con corrientes sinusoidales trifásicas equilibradas para producir una onda de fuerza magnetomotriz que gira a la velocidad de sincronismo. La simulación del comportamiento en carga para las distintas posiciones del rotor, se realiza de tal forma que en cada posición, el flujo producido por las corrientes del estator y el flujo producido por los imanes sean perpendiculares, es decir, con la corriente únicamente en el eje q . El ángulo de estudio del par electromagnético es el correspondiente a un ciclo del par, y éste se produce en un giro del rotor de un tercio del ángulo correspondiente al paso polar. Como todos los diseños estudiados son de 16 polos, el ángulo de estudio es igual que el ángulo de estudio del par de cogging ($7,5^\circ$).

En los motores con imanes inclinados en el rotor, el par se calcula como el valor medio del par obtenido por dos motores con imanes sin inclinación. En el primer motor la intensidad está en adelanto respecto al eje q la mitad del ángulo de inclinación, mientras que en el segundo la intensidad está retrasada el mismo ángulo [16].

La comparación de distintos motores en relación al rizado y al par de cogging se puede realizar mediante los factores de rizado (t_r) y de cogging (t_{cog}) y se calculan por medio de las expresiones;

$$t_r = \frac{T_{m\acute{a}x} - T_{m\acute{i}n}}{T_{medio}} \cdot 100 \quad (2.60)$$

$$t_{cog} = \frac{T_{cog\ pp}}{T_{medio}} \cdot 100 \quad (2.61)$$

En las Tablas 2.13 a 2.17 se muestran los resultados del par máximo ($T_{m\acute{a}x}$), par mínimo ($T_{mín}$), par medio (T_{medio}), factor de rizado (t_r), par de cogging de pico a pico ($T_{cog\ pp}$) y factor de cogging (t_{cog}). En cada tabla se presentan agrupados los resultados de los diseños que emplean el mismo rotor.

Tabla 2.13. Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_1 .

	$T_{m\acute{a}x}$ (N·m/m)	$T_{mín}$ (N·m/m)	T_{medio} (N·m/m)	t_r (%)	$T_{cog\ pp}$ (N·m/m)	t_{cog} (%)
$E_1 R_1$	1757,2	1022,6	1436,3	51,7	716,4	49,9
$E_1 2T R_1$	1532,5	1263,7	1387,6	19,4	214,5	15,5
$E_2 SC R_1$	1351,9	1066,7	1221,4	23,4	426,7	34,9
$E_2 DC R_1$	1414,3	1072,3	1243,3	27,5	426,7	34,3
$E_3 R_1$	1559,4	1306,4	1415,7	17,9	212,4	15,0

Tabla 2.14. Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_2 .

	$T_{m\acute{a}x}$ (N·m/m)	$T_{mín}$ (N·m/m)	T_{medio} (N·m/m)	t_r (%)	$T_{cog\ pp}$ (N·m/m)	t_{cog} (%)
$E_1 R_2$	1538,1	1014,4	1249,9	41,9	440,4	35,2
$E_1 2T R_2$	1246,3	1158,2	1205,8	7,3	89,6	7,4
$E_2 SC R_2$	1153,2	1047,6	1101,0	9,6	189,6	17,2
$E_2 DC R_2$	1196,7	1068,8	1137,0	11,2	189,6	16,7
$E_3 R_2$	1354,7	1216,8	1297,1	10,6	54,5	4,2

Tabla 2.15. Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_3 .

	$T_{m\acute{a}x}$ (N·m/m)	$T_{m\acute{i}n}$ (N·m/m)	$T_{m\acute{e}d\acute{i}o}$ (N·m/m)	t_r (%)	$T_{cog\ pp}$ (N·m/m)	t_{cog} (%)
E_1R_3	1456,6	965,8	1226,4	40,0	436,7	35,6
E_12TR_3	1241,2	1134,6	1183,9	9,0	126,6	10,7
E_2SCR_3	1105,7	1033,7	1066,9	6,7	215,5	20,2
E_2DCR_3	1178,5	1060,6	1111,7	10,6	215,5	19,4
E_3R_3	1262,4	1189,5	1237,1	5,9	9,6	7,3

Tabla 2.16. Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_4 .

	$T_{m\acute{a}x}$ (N·m/m)	$T_{m\acute{i}n}$ (N·m/m)	$T_{m\acute{e}d\acute{i}o}$ (N·m/m)	t_r (%)	$T_{cog\ pp}$ (N·m/m)	t_{cog} (%)
E_1R_4	1389,3	1120,6	1272,5	21,1	243,2	19,1
E_12TR_4	1325,6	1148,1	1228,1	14,5	124,3	10,1
E_2SCR_4	1182,7	993,6	1082,6	17,5	99,9	9,2
E_2DCR_4	1196,9	1003,5	1099,5	17,6	99,9	9,1
E_3R_4	1247,7	1217,5	1232,5	2,4	49,9	4,1

Tabla 2.17. Par máximo, mínimo y medio, factor de rizado y de cogging en diseños con rotor R_5 .

	$T_{m\acute{a}x}$ (N·m/m)	$T_{m\acute{i}n}$ (N·m/m)	$T_{m\acute{e}d\acute{i}o}$ (N·m/m)	t_r (%)	$T_{cog\ pp}$ (N·m/m)	t_{cog} (%)
E_1R_5	1273,1	1112,2	1175,4	13,7	138,1	11,7
E_12TR_5	1193,6	1059,9	1135,7	12,1	96,6	8,5
E_2SCR_5	1053,2	977,0	1026,3	7,4	67,4	6,6
E_2DCR_5	1101,0	1032,1	1064,0	6,5	67,4	6,3
E_3R_5	1267,2	1144,6	1215,7	10,1	84,2	6,9

2.5.2.1 Conclusiones del par electromagnético

Las principales conclusiones que se desprenden de los resultados obtenidos del par desarrollado son:

- el diseño de referencia E_1R_1 (devanado de paso entero y rotor sin inclinación con imanes curvos pegados en la superficie) es el que desarrolla el mayor par medio, pero también el que presenta los valores más altos del par de cogging, factor de rizado y factor de cogging;
- los diseños que emplean la configuración de referencia del estator E_1 presentan con todas las configuraciones de rotor analizadas los valores del factor de rizado y factor de cogging más altos, sin embargo, los valores del par medio no son los mayores con todos los rotores;
- en los diseños con el rotor inclinado en dos tramos, se consiguen reducciones muy importantes en el rizado con una pequeña pérdida de par;
- los diseños que emplean la geometría del estator E_2 (dientes iguales) con devanado concentrado sin cruzamiento en doble capa, obtienen valores del par medio mayores que con devanado en simple capa, con todos los rotores estudiados. Sin embargo, salvo en los diseños con el rotor R_5 con el devanado en doble capa, los factores de rizado aunque similares, son mayores que con el devanado en simple capa;
- los diseños con la configuración del estator E_3 (dientes desiguales y devanado concentrado sin cruzamiento en simple capa) obtienen valores de par electromagnético medio mayores que los que emplean el estator E_2 , y también mayores que los obtenidos con la solución de la inclinación del rotor en dos tramos, incluso con algunos rotores (R_2 , R_3 y R_5), mayores que en los diseños con el estator E_1 . Además es la configuración del estator con la que se consiguen los dos valores menores del factor de rizado (con R_3 y R_4);
- el estator E_3 es, sin tener en cuenta de momento otras consideraciones, una configuración ventajosa respecto al estator E_2 , así como frente a la solución de la inclinación de los imanes del rotor en dos tramos, ya que con ella se consiguen valores del par medio mayores y factores de rizado menores o similares;

- los diseños con la configuración de referencia del rotor R_1 (con imanes curvos pegados en la superficie) producen los valores mayores del par de cogging y del par electromagnético medio, con todas las geometrías de estator analizadas, así mismo, también producen los mayores valores del factor de rizado y factor de cogging;
- los diseños con el rotor R_5 (con imanes rectos dispuestos según matriz Halbach), obtienen los valores de par medio menores, con todas las configuraciones del estator;
- para los diseños con el rotor R_2 (con imanes rectos insertos en la chapa cerca de la superficie) los valores del par medio son mayores, aunque similares, que con el rotor R_3 (con imanes rectos situados cerca de la periferia del rotor y con un anillo de sujeción) y, salvo para las configuraciones con el estator E_1 , también mayores que con el rotor R_4 (con imanes superficiales de sección en forma de trapecio);
- respecto al factor de rizado y factor de cogging, con todos los rotores propuestos se consiguen reducciones importantes en relación al rotor de referencia R_1 , pero no hay ninguno con el que los resultados se repitan para las diferentes configuraciones del estator (salvo con el rotor R_1 que, como ya se ha dicho, produce los valores de factor de rizado y de cogging más altos).

2.6 Conclusiones

En este capítulo se han descrito los principios constructivos de los motores síncronos de imanes permanentes y las características de los devanados concentrados. Se ha analizado el funcionamiento de dichos motores y se han expuesto los principios de la generación de ruido en estos motores.

También se ha presentado una revisión de las publicaciones más significativas sobre este tipo de motores, especialmente sobre motores con devanados concentrados de paso fraccionario. Se han seleccionado los trabajos que se centran en el estudio de la influencia del desequilibrio de las fuerzas radiales en el ruido, y los métodos para reducir el desequilibrio.

De acuerdo con el trabajo realizado en [43], se han descrito una serie de configuraciones de motor con devanado concentrado sin cruzamiento de cabezas de bobina, adecuadas para la aplicación de movimiento de ascensores. De

estos motores, se han anotado los valores de par de cogging, de par electromagnético medio y de rizado del par obtenidos por simulación utilizando el MEF.

Muchas de las investigaciones sobre máquinas síncronas de imanes permanentes con devanados concentrados fraccionarios se centran en analizar una configuración concreta para una aplicación definida; no encontrándose investigaciones en relación con la aplicación al movimiento de ascensores.

La aplicación de los MSIP al movimiento de ascensores, para el caso de los edificios de tamaño medio con menos de 20 pisos, ha aumentado notablemente en los últimos años. La mayoría de los fabricantes de ascensores han optado por realizar la conexión de la polea con la máquina de forma directa [4, 5, 6], [104], sin reductores de velocidad, logrando un aumento de eficacia, menor ruido y reducción de la necesidad de espacio por la eliminación del cuarto de máquinas.

La información que facilitan los fabricantes de ascensores sobre los diseños de sus motores es muy limitada, apenas aportan detalles sobre la configuración (combinación de polos-ranuras, tipo de devanado...). Sin embargo, por la relación que se ha mantenido para el desarrollo de varios proyectos de investigación previos a esta tesis con fabricantes de motores de ascensor de nuestro entorno [105, 106], sabemos que algunos de los diseños utilizan devanados concentrados fraccionarios, pero con cruzamiento de cabezas de bobina. Por ello, nos proponemos en esta tesis estudiar con detalle la generación de ruido en motores cuyo devanado es sin cruzamiento de cabezas de bobina. Para realizar un estudio comparativo, se toma como referencia motores con devanados concentrados de paso entero, sin y con inclinación de los imanes del rotor.

En un motor de ascensor es fundamental conseguir un ruido reducido en marcha. Para lograrlo el rizado del par debe ser bajo y debe de existir un buen equilibrio de las fuerzas magnéticas radiales. No es frecuente encontrar publicaciones en la que se presenten comparativas que estudien en conjunto el par y las fuerzas magnéticas radiales para diferentes configuraciones de estator y rotor, buscando optimizar el diseño para conseguir el par máximo, el rizado del par mínimo y el máximo equilibrio de las fuerzas radiales, como se realiza en esta tesis.

Capítulo 3

METODOLOGÍA PARA EL ESTUDIO DEL

COMPORTAMIENTO ELECTROMAGNÉTICO DEL MOTOR

En este capítulo se describe la metodología utilizada para el estudio del comportamiento electromagnético de motores síncronos de imanes permanentes.

Se explica la definición de los modelos de elementos finitos, la realización de las simulaciones del funcionamiento del motor y los cálculos para la determinación del par electromagnético y las fuerzas magnéticas radiales.

Se introduce el uso de índices de correlación y nuevos índices de correlación de distribuciones transformadas. Se propone un método para valorar el ruido generado por los MSIP a partir de los índices de correlación y la densidad de energía, por comparación respecto a un motor teórico al que se toma como referencia.

3.1 Método de los elementos finitos. Modelos

Las características del funcionamiento del motor se calculan utilizando el método de los elementos finitos (MEF), mediante modelos planos en dos dimensiones. Los modelos están constituidos por una sección transversal en el centro del motor (360° mecánicos), y un espacio de aire que la rodea. La condición de contorno es que el vector potencial magnético sea nulo en la periferia del modelo.

Para minimizar los errores en el cálculo del modelo, es fundamental una adecuada realización del mallado. El mallado debe ser más fino en las zonas

en las que la variación de la inducción sea mayor. Se debe de tener especial cuidado en la zona del entrehierro, con el fin de minimizar los errores de integración. En esta zona se realiza un mallado con cuatro capas; dos capas del espacio del entrehierro se construyen junto con el estator y una capa junto con el rotor; se define una cuarta capa como interfase de contacto de rotor y estator en los modelos correspondientes a diferentes posiciones del rotor. Con este procedimiento se consigue que los nodos de la línea media del entrehierro (en los que se van a medir la inducción para determinar las fuerzas magnéticas y el par) sean los mismos en los diferentes modelos.

En la Figura 3.1 se muestra a modo de ejemplo un zoom del mallado en la zona del entrehierro para el motor E_2R_2 .

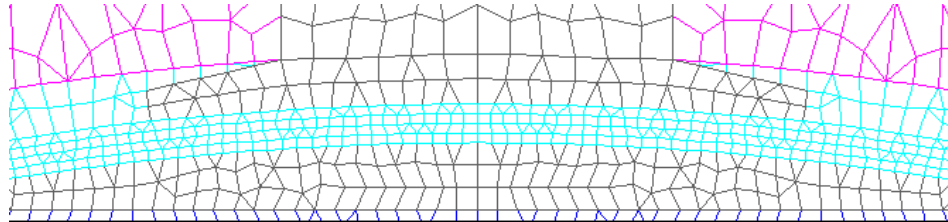


Figura 3.1. Mallado del entrehierro.

Se ha observado [43] que los errores se reducen si en la realización del mallado se aplican simetrías. Se trata de realizar mallados simétricos, aprovechando todas las simetrías geométricas del modelo.

En la Figura 3.2 se aprecian simetrías de mallado según ejes radiales, en ranuras, dientes, imanes...

Es de la máxima importancia la definición de las características de los materiales que conforman el modelo del motor:

- el aire y el cobre (bobinas del estator) por medio de la permeabilidad magnética;
- la chapa de núcleo magnético del estator y del rotor, por medio de su curva BH;
- los imanes permanentes, por medio de la su fuerza coercitiva y permeabilidad magnética.

Se realizan análisis no lineales del campo magnético para calcular la inducción en cada nodo del modelo.

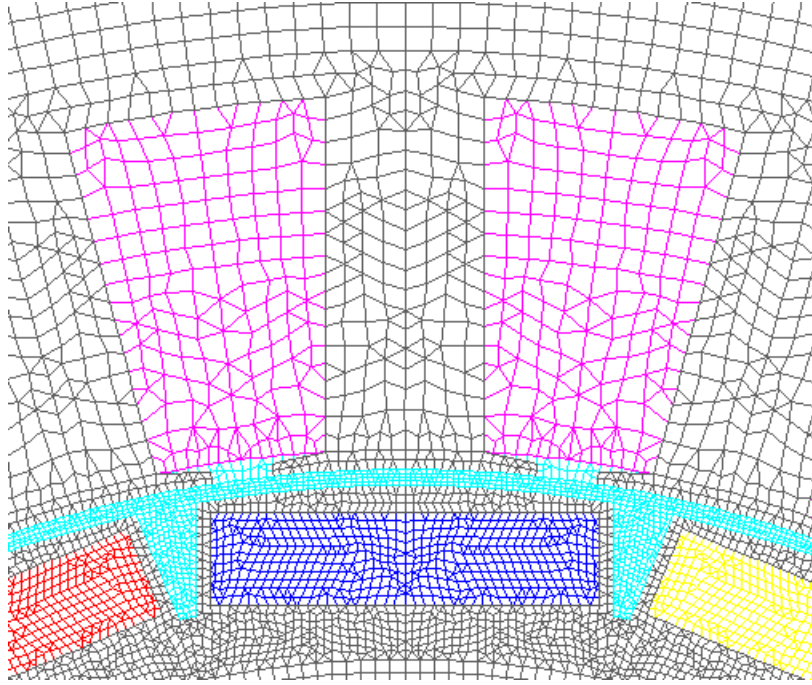


Figura 3.2. Mallado simétrico.

3.2 Determinación de las fuerzas electromagnéticas y del par

Para determinar las fuerzas electromagnéticas se emplea el método del tensor de Maxwell [3]. Este método parte de la distribución local de la inducción magnética a lo largo de un contorno determinado. La fuerza se puede calcular por medio de la siguiente expresión:

$$\mathbf{F} = \int_S \frac{1}{2\mu_0} (B_n^2 - B_t^2) dS \cdot \mathbf{n} + \int_S \frac{1}{\mu_0} B_n B_t dS \cdot \mathbf{t} \quad (3.1)$$

donde B_n y B_t son las componentes tangencial y normal de la inducción magnética, \mathbf{n} y \mathbf{t} son los vectores unitarios normal y tangencial a la superficie de integración S y μ_0 es la permeabilidad magnética del aire.

La componente normal de la fuerza es:

$$\mathbf{F}_n = \int_S \frac{1}{2\mu_0} (B_n^2 - B_t^2) dS \cdot \mathbf{n} \quad (3.2)$$

y la componente tangencial:

$$\mathbf{F}_t = \int_S \frac{1}{\mu_0} B_n B_t dS \cdot \mathbf{t} \quad (3.3)$$

Para modelos en dos dimensiones la superficie de integración S se reduce a un contorno circular de radio r (radio medio del entrehierro). Como la inducción magnética se calcula en puntos discretos del entrehierro (los nodos), las densidades de fuerza normal y tangencial (presiones) en cada punto de la trayectoria, se pueden calcular por medio de las expresiones:

$$f_n = \frac{B_n^2 - B_t^2}{2\mu_0} \quad (3.4)$$

$$f_t = \frac{B_n B_t}{\mu_0} \quad (3.5)$$

Puesto que sólo la componente tangencial de la fuerza genera par, el par por unidad de longitud del paquete de chapa se puede calcular [107] por:

$$\frac{T}{L} = r \left(\sum \frac{1}{\mu_0} B_n B_t s \right) \quad (3.6)$$

donde r es el radio de la trayectoria en la que calculamos la fuerza y s es la longitud de la trayectoria entre dos nodos consecutivos.

3.3 Simulaciones

De cada uno de los veinticinco diseños objeto de estudio se analizan las fuerzas magnéticas radiales por unidad de superficie (en adelante nos referimos a ellas como fuerzas magnéticas radiales) obtenidas por medio de la

expresión 3.4 en todos los nodos de la línea media del entrehierro, para dos funcionamientos del motor:

- sin corrientes por el devanado del estator y;
- a plena carga, con la corriente nominal en el eje q .

Según se explica en el apartado 2.1.5, en los motores con imanes superficiales el par es máximo cuando la intensidad sólo tiene componente en el eje q . Los diseños de rotor que se estudian en este trabajo tienen los imanes prácticamente en la superficie, de modo que presentan una diferencia entre las inductancias síncronas en los dos ejes muy pequeña y se puede considerar que su comportamiento es equivalente al de motores con imanes superficiales.

De acuerdo con lo indicado anteriormente, admitimos que todos los motores analizados producen el par máximo para la situación de intensidad transversal. Así pues, la simulación en carga para las distintas posiciones del rotor se realiza de forma que, en cada posición, el flujo producido por las corrientes del estator y el flujo producido por los imanes tengan un desfase de 90° , es decir, con la corriente únicamente en el eje transversal q .

En ambas simulaciones (vacío y carga) la situación del rotor es la misma, corresponde a una posición de equilibrio en la que el par de cogging es nulo; no siendo necesario para determinar la distribución de fuerzas, realizar nuevos modelos de MEF a los utilizados para calcular el par.

En las Figuras 3.3 a 3.6 se muestra la disposición del devanado en las ranuras y la posición de los imanes en las simulaciones realizadas para los diseños con el estator E_1 , E_2SC , E_2DC , y E_3 . Las simulaciones del funcionamiento de la máquina en carga corresponden al instante en que la corriente por la fase U es igual a 0.

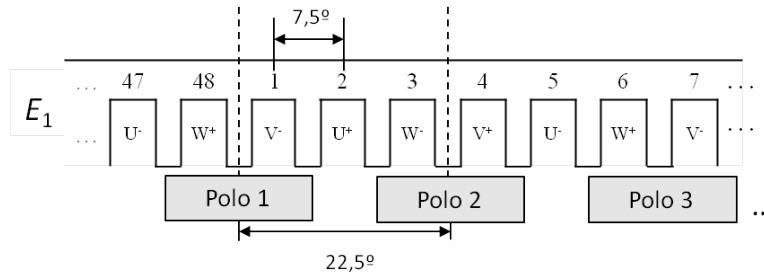


Figura 3.3. Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_1 .

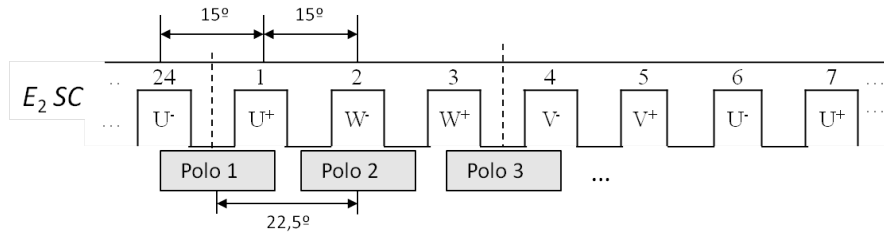


Figura 3.4. Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_2SC .

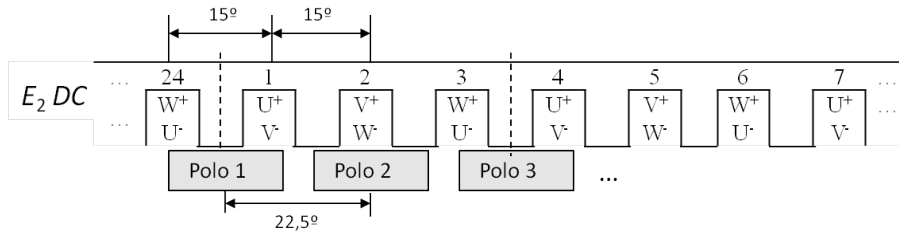


Figura 3.5. Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_2DC .

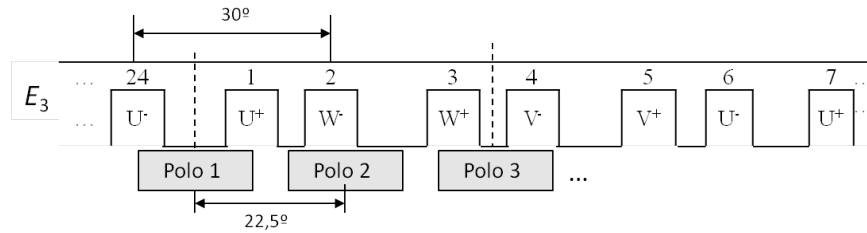


Figura 3.6. Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_3 .

En los motores con el estator E_1 con el rotor inclinado en dos tramos, las fuerzas en el funcionamiento del motor sin corrientes se calculan como el valor medio calculado a partir de las simulaciones de dos motores con los imanes rectos, desplazados entre sí el ángulo de correspondiente a medio paso de ranura ($3,75^\circ$). En la Figura 3.7 se muestra la posición de los imanes en ambas simulaciones.

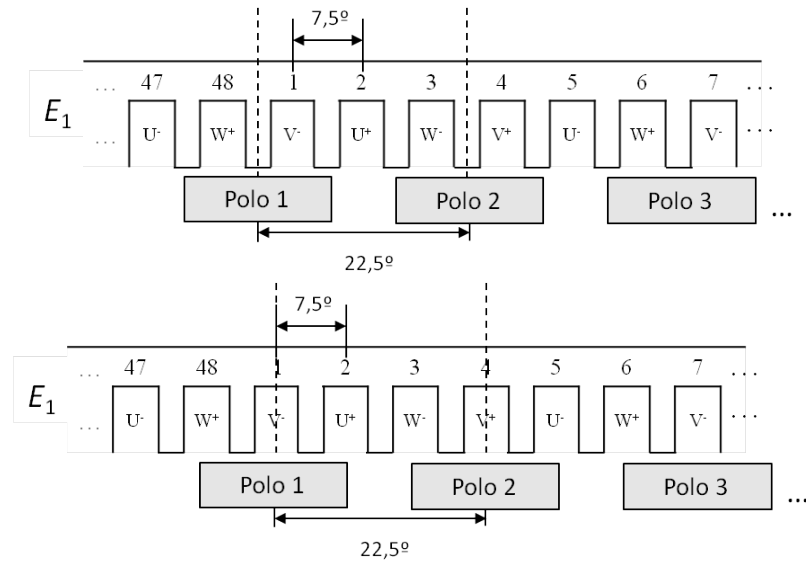


Figura 3.7. Disposición del devanado y los polos para diseños con estator E_1 , con el rotor inclinado en dos tramos.

En el funcionamiento en carga, de los diseños con el estator E_1 con el rotor inclinado, las fuerzas se calculan como el valor medio de las fuerzas obtenidas por dos motores con imanes sin inclinación, en el primer motor la intensidad está en adelante respecto al eje q , la mitad del ángulo de inclinación ($1,875^\circ$), mientras que en el segundo la intensidad está retrasada el mismo ángulo [16].

3.4 Método para la evaluación del desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales

El desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales es la principal causa de vibraciones y ruido magnético en la máquina.

Para estudiar dicho desequilibrio, se determina la distribución de la densidad de las fuerzas magnéticas radiales en todos los nodos de la línea media del entrehierro. No se precisan nuevos modelos a los utilizados para el cálculo del par electromagnético. La fuerza normal se calcula por aplicación de la ecuación 3.4, una vez conocidas las componentes normal y tangencial de la inducción.

Los valores de las fuerzas a lo largo de un ciclo de rotación nos indican la presencia de concentraciones locales que suponen desequilibrio de la fuerza radial. Para realizar una valoración del desequilibrio, utilizaremos una distribución de fuerzas modelo que presenta un desequilibrio nulo (fuerzas de igual módulo en todo el entrehierro) y realizaremos la comparación de las distribuciones de fuerzas radiales calculadas para cada diseño, con la distribución modelo constante.

Para llevar a cabo de forma numérica dicha comparación, utilizaremos el concepto de correlación entre dos señales, también llamado correlación cruzada. A mayor valor de correlación, mayor semejanza con la distribución ideal y, por tanto, mayor homogeneidad de la distribución de fuerzas radiales.

Con objeto de aportar información complementaria a la aportada por los coeficientes de correlación, calcularemos también la densidad espectral de energía para todas las distribuciones de fuerza radial. La información que aporta el coeficiente de correlación se refiere sólo al grado de uniformidad de la distribución de fuerzas radiales. Sin embargo, el número de repeticiones de las concentraciones de fuerza es indicador de la amplitud de la vibración, ya que es inversamente proporcional a éstas.

Finalmente, como método para valorar cuantitativamente todos estos factores, se propone el uso de un indicador que permite comparar las distribuciones con armónicos de distintos órdenes.

3.4.1 Correlación

Una señal que sigue un modelo periódico y cuyos valores pueden ser determinados con precisión es una señal determinística. Cuando los valores individuales de una señal no pueden ser determinados ni se puede predecir qué valor tendrán, se habla de variable aleatoria.

Se conoce como variable aleatoria al resultado de un experimento realizado en un instante determinado de tiempo. Al conjunto de valores de una variable aleatoria, obtenidos a partir de una serie de experimentos realizados para el mismo instante de tiempo, le llamamos proceso aleatorio. A través de conceptos estadísticos es posible analizar el comportamiento de dichos procesos, mediante una serie de coeficientes de distintos tipos [108].

Al analizar datos, nuestro objetivo es realizar inferencias sobre las variables representadas por una serie de muestras (los datos de que disponemos). En

nuestro caso, la información que buscamos es el grado de relación que existe entre dos señales [109]. Para ello utilizaremos como índice estadístico la correlación cruzada entre señales.

El concepto de relación o correlación expresa el grado de relación entre dos o más señales. En nuestro caso analizamos únicamente dos señales, lo que se conoce como correlación simple.

Dos conceptos muy importantes en la descripción de las características de una función discreta de variable discreta $x(k)$ son energía E_x y potencia media P_x :

$$E_x = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)^2 \quad (3.7)$$

$$P_x = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N} \sum_{k=-N}^{N-1} x(k)^2 \quad (3.8)$$

Ambas expresiones pueden converger o no, definiendo un primer criterio en el estudio de la función. Si la energía de la función es finita, la potencia media es nula (señales de energía finita) y si la potencia media es finita, la energía es infinita (señales de potencia media finita).

Si consideramos el espacio vectorial de las funciones, podemos estudiar el producto escalar de dos funciones, ya que se trata de dos elementos de dicho espacio vectorial. En el espacio vectorial se define el concepto de norma de un vector, como la raíz cuadrada del producto escalar de un vector por si mismo.

$$\|x\| = \sqrt{(x, x)} \quad (3.9)$$

Con este concepto podemos aplicar el de distancia entre dos funciones de dicho espacio, se trata de la norma de la diferencia entre dos vectores.

$$d(x, y) = \|x - y\| \quad (3.10)$$

En el espacio vectorial de las funciones de tiempo discreto y energía finita, se define el producto escalar de dos funciones $x(k)$ e $y(k)$ por:

$$(x(k), y(k)) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \cdot y(k) \quad (3.11)$$

En este espacio, el cuadrado de la norma de una función $x(k)$ es:

$$\|x(k)\|^2 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)^2 \quad (3.12)$$

y por tanto, el cuadrado de la distancia entre dos funciones es:

$$d^2(x(k), y(k)) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (x(k) - y(k))^2 \quad (3.13)$$

Podemos usar la distancia como un criterio válido para comparar el grado de similitud entre dos funciones discretas, ya que es cero cuando ambas funciones coinciden. Sin embargo, en función del valor discreto que escojamos para el origen de coordenadas de la variable independiente, obtendremos distintos valores para esta distancia aunque las dos funciones coincidan. Vamos a generalizar este concepto para el caso que exista traslación en alguna de las dos señales, de modo que la distancia que vamos a definir sea función del desplazamiento τ de la traslación de una de las funciones $x(k + \tau)$ respecto a la otra $y(k)$:

$$\begin{aligned} d^2(x(k + \tau), y(k)) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} (x(k + \tau) - y(k))^2 = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k + \tau)^2 + \sum_{k=-\infty}^{\infty} y(k)^2 - 2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k + \tau) \cdot y(k) \end{aligned} \quad (3.14)$$

En el segundo miembro de esta expresión aparecen tres sumandos:

- el primer término representa la energía de la función $x(k + \tau)$. Se demuestra que la energía de una función no varía frente a traslación del origen de coordenadas de la variable independiente, por lo que este primer término es igual a E_x (energía de la función $x(k)$);
- el segundo término es la energía (E_y) de la función $y(k)$;

- el tercer término varía con el desplazamiento y engloba a las dos funciones. Este término es el que llamamos *función de correlación* cruzada [110] entre $x(k)$ e $y(k)$ y lo definimos por:

$$R_{xy}(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k + \tau) \cdot y(k) \quad (3.15)$$

Podemos generalizar esta definición de correlación para el caso de que las dos señales sean la misma, conocido como *autocorrelación* de la función $x(k)$:

$$R_{xx}(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k + \tau) \cdot x(k) \quad (3.16)$$

Para el valor del desplazamiento $\tau = 0$ obtenemos:

$$R_{xx}(0) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \cdot x(k) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)^2 = E_x \quad (3.17)$$

es decir, el valor de la autocorrelación de una señal es igual a la energía de la señal para desplazamiento cero.

De modo que la distancia entre $x(k)$ e $y(k)$, en función del desplazamiento τ de la primera de ellas se puede escribir:

$$d^2(x(k + \tau), y(k)) = E_x + E_y - 2R_{xy}(\tau) \quad (3.18)$$

Se puede observar que la distancia entre las dos funciones es mínima para el valor de τ que hace máximo $R_{xy}(\tau)$. Es decir, que la distancia entre las dos funciones es proporcional al valor de la función de correlación, por tanto podemos utilizar esta función como criterio para comparar dos funciones ($x(k)$ e $y(k)$).

3.4.1.1 Coeficiente de correlación

La función de correlación depende de las amplitudes de las señales $x(k)$ e $y(k)$, por lo que es conveniente normalizar sus valores de modo que indique la distancia entre dos funciones con independencia de la amplitud de éstas. Para ello utilizamos el coeficiente de correlación, definido por:

$$\rho_{xy}(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau)}{\sqrt{R_{xx}(0) \cdot R_{yy}(0)}} = \frac{R_{xy}(\tau)}{\sqrt{E_x \cdot E_y}} \quad (3.19)$$

Se demuestra [111] que este coeficiente es una serie de números menores o iguales que uno. Su valor es inversamente proporcional a la distancia entre las dos funciones $x(k)$ e $y(k)$. Utilizaremos el valor máximo de esta serie como indicador de la semejanza entre dos funciones, por tanto sólo valen 1 cuando $x(k)$ e $y(k)$ coinciden. Cuanto mayor sea éste, mayor será la semejanza entre las dos funciones. Es importante señalar que el signo no es relevante, ya que si éste es negativo, indica sólo el tipo de relación entre las dos señales (cuando una aumenta, la otra disminuye), no alterando en nada la relación de semejanza entre las funciones. Por esta razón usaremos el valor absoluto de este coeficiente.

3.4.1.2 Correlación y frecuencia

La correlación es una magnitud del dominio del tiempo de una o más señales. Es decir, se refiere a la variación de los sucesivos valores de la señal para diferentes valores de la variable independiente. Mediante la correlación cruzada podemos analizar el grado de similitud entre dos señales, en cuanto a los valores de ambas señales (en el dominio del tiempo).

En el campo de los sistemas lineales, en los que se cumple el principio de superposición, resulta muy importante el estudio de las señales en el dominio de la frecuencia. Dado que cualquier señal se puede descomponer en suma de funciones sinusoidales, podemos estudiar la respuesta de un sistema a un determinado estímulo a través del estudio de la respuesta a una señal sinusoidal. La suma de las respuestas del sistema ante las componentes de la señal que introducimos en el sistema, será la respuesta de éste ante la señal original. Dado que es más sencillo obtener la respuesta de un sistema ante una señal sinusoidal que ante una señal cuya expresión analítica no conocemos, resulta muy conveniente realizar la descomposición de ésta en componentes sinusoidales de frecuencias crecientes y diferentes amplitudes. Este estudio es lo que llamamos análisis en el dominio de la frecuencia.

Naturalmente, el estudio en un dominio no anula al otro. Dentro del cálculo de la correlación cruzada entre dos señales están sus componentes armónicas, pero el valor del coeficiente de correlación cruzada se refiere a los valores de las señales, no a los de sus componentes. Por tanto, esa información queda enmascarada al analizar únicamente el valor de correlación.

Analizaremos la influencia del contenido de armónicos de una señal en el valor de los coeficientes de correlación cruzada con otra señal, a la que llamaremos señal modelo.

3.4.1.3 Influencia de la amplitud de la señal modelo

En este apartado se estudia cómo varía la correlación de una señal dada en función de la amplitud de la señal modelo constante.

En la Figura 3.8 se ha representado una función determinada y tres señales constantes de diferentes amplitudes. Estas señales se han seleccionado para servir de modelo con las que calcular los coeficientes de correlación cruzada de la función objeto de estudio, comparada con cada una de las señales modelo.

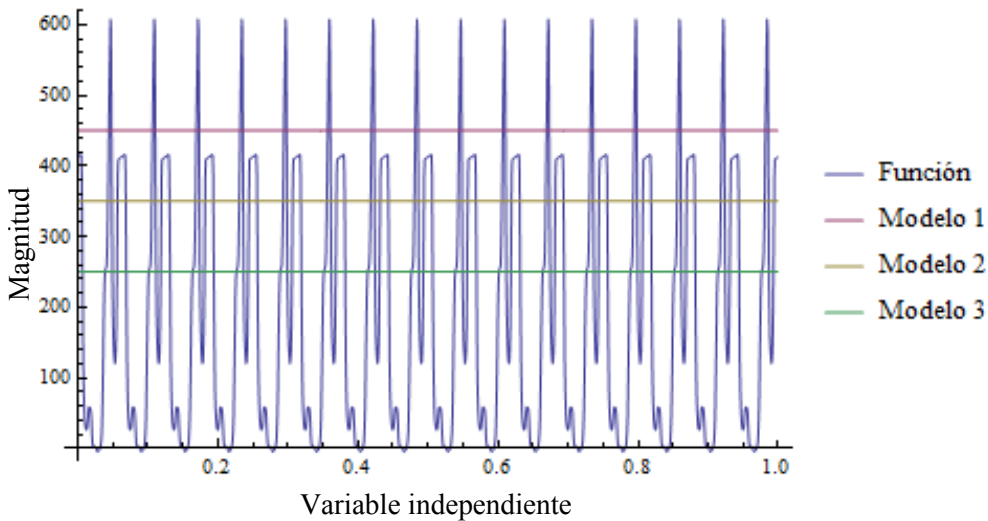


Figura 3.8. Modelo constante de diferentes amplitudes.

Podemos preguntarnos ¿el coeficiente de correlación dependerá de la amplitud de la señal modelo?

En la Tabla 3.1 se muestran los coeficientes de correlación calculados. Podemos observar que el coeficiente de correlación es independiente de la amplitud de la señal modelo utilizada.

Tabla 3.1. Coeficientes de correlación con diferentes amplitudes de modelo constante.

	Coeficiente de correlación
Modelo 1	0,7280
Modelo 2	0,7280
Modelo 3	0,7280

Esta observación resulta muy importante. Es claro a partir de la definición de función de correlación, expresada en la ecuación 3.15, que su valor depende de cuáles son los valores de cada una de las dos señales que se introducen en el cálculo. Sin embargo, al estudiar los coeficientes de correlación (ecuación 3.19), introducimos la energía de cada señal, lo que hace que el coeficiente sea independiente de la amplitud de la señal. Este valor es un coeficiente entre 0 y 1 independiente de la amplitud de las señales cuya correlación estamos calculando. Por esta razón, podemos elegir un valor arbitrario para la amplitud del modelo constante a la hora de analizar una función.

3.4.1.4 Influencia de la frecuencia de la señal modelo

En este apartado se determinan los índices de correlación de una función dada cuando se compara con señales modelos sinusoidales de igual amplitud y distinta frecuencia.

En la Figura 3.9, representamos la misma función del caso anterior frente a tres señales modelo constituídas por una señal constante más otra senoidal. Las tres señales modelo tienen la misma amplitud en la componente constante y en la componente senoidal, pero de diferentes frecuencias. La segunda señal modelo tiene el doble de frecuencia en su componente senoidal que la primera, mientras que la tercera señal modelo contiene una componente de frecuencia cuatro veces la de la primera señal.

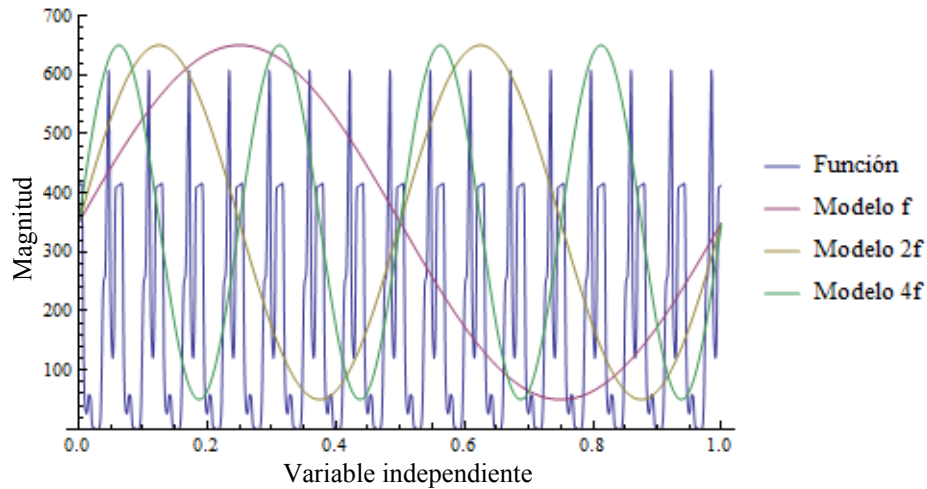


Figura 3.9. Modelo sinusoidal de diferentes frecuencias.

La Tabla 3.2 muestra los coeficientes de correlación calculados, observando que el coeficiente de correlación es independiente de la frecuencia de la señal modelo.

Tabla 3.2. Coeficientes de correlación con diferentes frecuencias de modelo senoidal.

	Coeficiente de correlación
Modelo f	0.6226
Modelo 2f	0.6226
Modelo 4f	0.6226

3.4.1.5 Señales senoidales de distinta frecuencia (un armónico)

En este apartado se analiza la influencia de la frecuencia de señales senoidales en el índice de correlación, comparadas con una señal modelo constante. En la Figura 3.10 se muestran las tres señales y la función modelo constante. Las tres señales son la suma de una componente constante (la misma para las tres), con una senoidal de frecuencia creciente (la segunda tiene una frecuencia doble que la de la primera y la tercera una frecuencia ocho veces la de la primera).

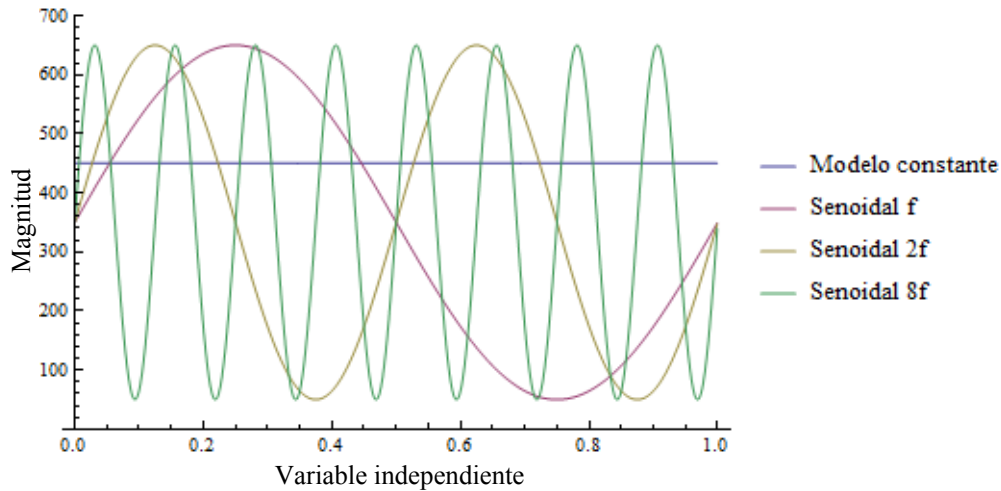


Figura 3.10. Modelo constante y señales de diferentes frecuencias.

En la Tabla 3.3 se muestran los coeficientes de correlación calculados, observando que el coeficiente de correlación cruzada es independiente de la frecuencia de la señal senoidal.

Tabla 3.3. Coeficientes de correlación con modelo constante para señales de distintas frecuencias.

	Modelo constante
Senoidal frecuencia f	0,8165
Senoidal frecuencia $2 f$	0,8165
Senoidal frecuencia $8 f$	0,8165

3.4.1.6 Señal periódica con varios armónicos

Pero veamos qué ocurre en un caso más complejo, en el que la señal está compuesta de varios armónicos. Para ello se calcula la correlación de varias señales construidas mediante la suma de un valor constante más otras dos componentes senoidales de diferente frecuencia y amplitud, comparadas con una señal modelo constante.

En la Figura 3.11 se representan las cuatro señales periódicas y el modelo constante. Las cuatro señales son suma de una componente constante (de igual amplitud), una función senoidal de frecuencia f (de igual amplitud) y

una función senoidal de frecuencia $\frac{f}{16}$ con amplitudes distintas (las amplitudes son 0, 0,5, 1 y 1,5 de la componente de frecuencia f).

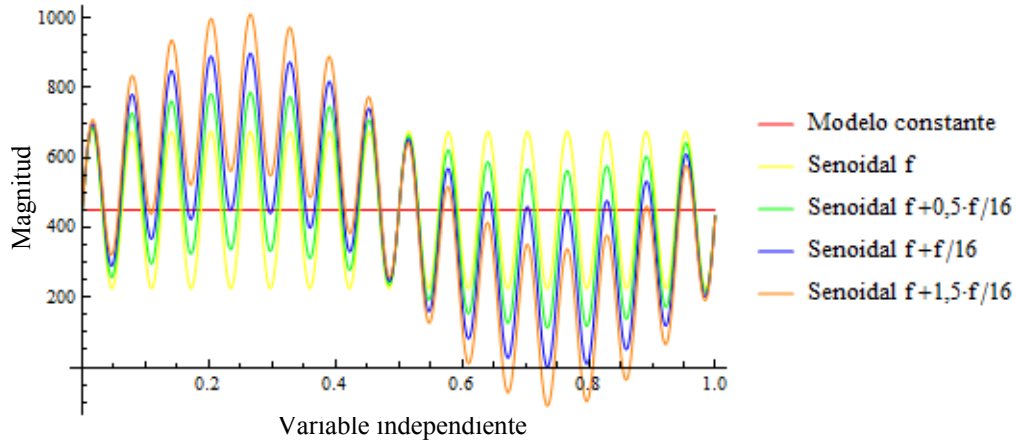


Figura 3.11. Modelo constante y señales de dos frecuencias diferentes.

En la Tabla 3.4 se muestran los índices de correlación cruzada calculados (donde se ha incluido también señales con amplitudes de la segunda componente de 0,25 y 1,25 veces). Podemos observar, a diferencia de los casos estudiados anteriormente, que los índices de correlación son distintos. La máxima correlación la tiene la señal con la mínima amplitud en la segunda componente senoidal (señal con una sola componente senoidal), y la mínima correlación la señal con la máxima amplitud de la segunda componente senoidal.

Tabla 3.4. Coeficientes de correlación con modelo constante para señales con frecuencias f y $f/16$.

	Correlación con constante
Constante + frecuencia f	0,9428
Constante más frecuencia $f+ 0,25$ frecuencia $f/16$	0,9396
Constante más frecuencia $f+ 0,5$ frecuencia $f/16$	0,9300
Constante más frecuencia $f+ $ frecuencia $f/16$	0,8944
Constante más frecuencia $f+ 1,25$ frecuencia $f/16$	0,8703
Constante más frecuencia $f+1,5$ frecuencia $f/16$	0,8433

Se puede observar que las componentes armónicas sí tienen influencia en la correlación. Pero sólo estamos observando que la distintas amplitudes de un

armónico tienen influencia en la correlación (a mayor amplitud, menor correlación). Nos podemos preguntar ¿qué significado tiene para la correlación la frecuencia del armónico cuya amplitud varía?

Para verificar si se puede obtener de la correlación información sobre la frecuencia de los armónicos de una señal, se realiza ahora el mismo análisis que en el caso anterior, cambiando la frecuencia de la segunda componente senoidal de $\frac{f}{16}$ a $2f$ (véase Figura 3.12).

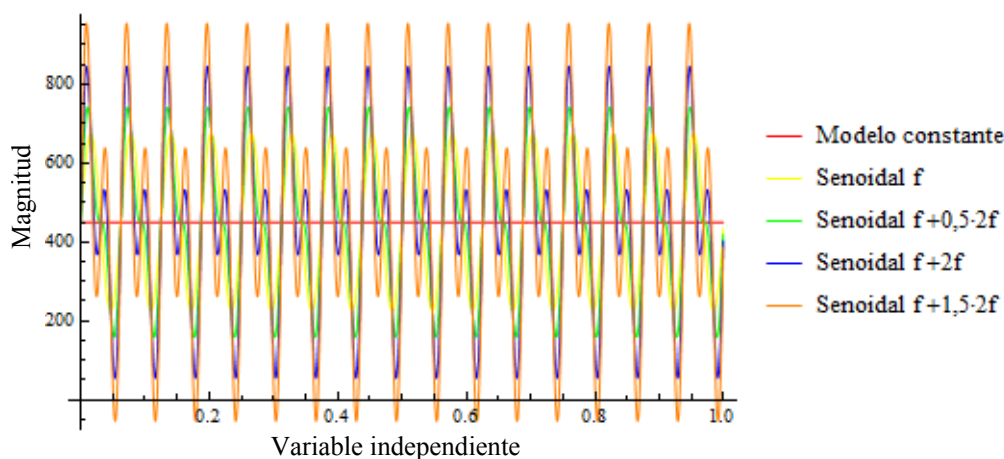


Figura 3.12. Modelo constante y señales de dos frecuencias diferentes f y $2f$.

Las correlaciones de las señales con el modelo constante se muestran en la Tabla 3.5. De nuevo se observa que la correlación desciende a medida que el armónico de frecuencia $2f$ aumenta de amplitud.

Tabla 3.5. Coeficientes de correlación con modelo constante para señales con frecuencia f y $2f$.

	Correlación con constante
Constante + frecuencia f	0,9428
Constante más frecuencia $f+ 0,25$ frecuencia $2f$	0,9396
Constante más frecuencia $f+ 0,5$ frecuencia $2f$	0,9300
Constante más frecuencia $f+$ frecuencia $2f$	0,8944
Constante más frecuencia $f+ 1,25$ frecuencia $2f$	0,8703
Constante más frecuencia $f+1,5$ frecuencia $2f$	0,8433

Sin embargo, comparando esta tabla con la 3.4, es fácil comprobar que los

valores se repiten para la misma amplitud en el armónico, es decir, que la frecuencia de la componente de amplitud variable no afecta al valor del coeficiente de correlación.

En resumen, es posible observar mediante el coeficiente de correlación la aparición de cambios en la amplitud de los armónicos de una señal, pero no es posible deducir de la correlación cuál es la frecuencia de ese armónico, pues el aumento de la amplitud de ese armónico provoca un descenso del índice de correlación, que no depende de cuál sea la frecuencia del armónico. Realizados varios análisis con señales de diferentes componentes, en ningún caso se observa cambio alguno en el índice de correlación, si las amplitudes de cada componente se mantienen, aunque las componentes sean de diferentes frecuencias.

Es por ello necesario extender el análisis mediante una herramienta que considere el dominio de la frecuencia. En nuestro caso, utilizaremos la densidad espectral de energía de la señal.

3.4.2 Densidad espectral de energía

Los métodos en el dominio de la frecuencia, basados en transformadas, son poderosas herramientas para el análisis de señales discretas [112].

Un elemento de gran importancia para el estudio de una señal $x(k)$ en el dominio de la frecuencia es su transformada de Fourier $X(\Omega)$, definida por:

$$X(\Omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \cdot e^{-j\Omega k} \quad (3.20)$$

El examen de esta definición revela el significado de la transformada. Se trata de la correlación, para retardo $\tau = 0$, de la función $x(k)$ con una función exponencial de variable compleja $e^{-j\Omega k}$. Puesto que estas exponenciales están relacionadas con las funciones sinusoidales a través de la ecuación de Euler, lo que representa la transformada de Fourier desde el punto de vista de la correlación es la semejanza entre la señal $x(k)$ y cada una de todas las funciones sinusoidales que aparecen al tomar como variable sus frecuencias.

Otro resultado interesante es la relación entre la energía de una señal $x(k)$ y su transformada de Fourier $X(\Omega)$, relación conocida como teorema de Parseval:

$$E_x = R_{xx}(0) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)^2 = \int |X(\Omega)|^2 d\Omega = \int \Psi_x d\Omega \quad (3.21)$$

Dicho teorema indica que la energía de una señal se puede expresar como la integral para todos los valores de frecuencia del cuadrado del módulo de la transformada de Fourier de la señal.

Esta magnitud nos sirve para definir una nueva función llamada *densidad espectral de energía* Ψ_x . Podemos describir el significado de esta función como la expresión del reparto de la energía de la señal a lo largo de su espectro según vamos recorriendo los valores de frecuencia. Aunque la densidad espectral de energía se define para funciones no periódicas y es por definición una función continua, podemos usarla para caracterizar una función discreta, periódica o no, a través del desarrollo en serie de Fourier (técnica conocida como transformada discreta de Fourier).

3.4.3 Análisis conjunto de la correlación y la densidad espectral de energía

La densidad espectral de energía nos permite descomponer la distribución de fuerzas radiales en una serie de componentes de diferentes frecuencias. La frecuencia de cada componente indica su número de repeticiones a lo largo de una vuelta completa del entrehierro, mientras que la amplitud de cada una representa la importancia relativa de cada elemento componente de la distribución de fuerzas radiales.

Para el cálculo del índice de correlación transformado, partimos de la densidad espectral que presenta el motor de referencia (diseño E_1R_1). La distribución de fuerzas radiales que aparece en la simulación del modelo de este motor presenta únicamente armónicos significativos para los órdenes 16, 32 y 48. Para hacer comparables las distribuciones de fuerzas de todos los motores, construimos funciones que contengan sólo esos armónicos y con la misma amplitud, salvo en la componente constante y el armónico de orden 16. Para ello variamos el valor de la amplitud del armónico 16 hasta que el índice de correlación de la función transformada y de la distribución de fuerzas sean iguales.

Los armónicos de orden diferente al 16 reparten la energía de la distribución de fuerzas en componentes con diferente número de repeticiones. Al construir funciones transformadas de la distribución original, conseguimos que sean comparables con la distribución de fuerzas del modelo del motor de referencia, porque en todas el contenido de armónicos es el mismo, salvo el armónico de orden 16 (y el de orden 0, que no produce desequilibrio en las fuerzas radiales).

El valor de la amplitud de este armónico servirá como índice comparativo del desequilibrio (incluyendo la información de otros armónicos de la distribución de fuerzas radiales). En todas las funciones transformadas tenemos el mismo índice de correlación con el modelo constante que la distribución de fuerzas radiales del modelo de motor correspondiente. De este modo aseguramos que la función transformada presenta un grado de desequilibrio de fuerza radial equivalente al del motor estudiado.

Los valores de armónico 16 de la función transformada serán un índice que englobe el grado de homogeneidad de la distribución de fuerzas con la importancia relativa de los diferentes armónicos.

3.4.4 Estudio comparativo

El análisis del comportamiento electromagnético para los diferentes diseños propuestos lo realizaremos mediante un estudio comparativo, que evalúa el empleo de devanados concentrados fraccionarios sin cruzamiento de cabezas y la inclinación de los imanes del rotor frente a un diseño con devanado concentrado de paso entero.

El estudio se inicia con la influencia de la inclinación de imanes, geometría del estator y tipo de devanado. Para ello, se comparan los resultados que se obtienen en las simulaciones para cada una de las configuraciones de rotor sin inclinación y la configuración de referencia del estator, designada como estator E_1 (48 ranuras equidistantes y devanado concentrado de paso entero), con los obtenidos con las soluciones de mejora de diseño propuestas, que son:

- inclinación de los imanes del rotor en dos tramos, con un ángulo de inclinación de la mitad del paso de ranura, y
- el empleo de devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina, con un número de ranuras por polo y fase $q = 1/2$. En este caso, a su vez, con las tres configuraciones del estator:
 - estator $E_2 SC$, geometría con 24 ranuras equidistantes y devanado en simple capa;
 - estator $E_2 DC$, geometría con 24 ranuras equidistantes y devanado en doble capa;
 - estator E_3 , geometría con 24 ranuras con dientes de dos anchos diferentes y devanado en simple capa.

En segundo lugar, para evaluar la influencia de la geometría del rotor, estudiamos cada estator con las diferentes geometrías de rotor propuestas, tomando como referencia los resultados obtenidos con la configuración del rotor R_1 .

Para valorar la generación de ruido debida al desequilibrio de las fuerzas radiales, con esta estructura de estudio comparativo, realizaremos el estudio del índice de correlación entre las fuerzas radiales en los motores objeto de estudio y la distribución modelo de desequilibrio nulo. Igualmente, calcularemos la densidad espectral de energía de todas las distribuciones de fuerzas radiales calculadas. Finalmente, estudiaremos el valor del armónico 16 de las transformadas de las distribuciones de fuerzas radiales de los motores estudiados.

3.5 Conclusiones

En este capítulo se recogen las expresiones de cálculo que se emplean para determinar las fuerzas magnéticas radiales.

Se describe el proceso de definición de los modelos de elementos finitos y la realización de las simulaciones del funcionamiento del motor.

Se explica el concepto de correlación cruzada y de densidad espectral de energía, los cuales aplicaremos al estudio del desequilibrio de las fuerzas radiales, como una técnica de aplicación novedosa a la estimación del ruido en las máquinas eléctricas rotativas.

Se observa que la amplitud de la señal modelo constante no tiene influencia en los valores de correlación.

Se comprueba que el estudio del índice de correlación no aporta información de las frecuencias de los armónicos de las señales en estudio, siendo necesario completarlo con un análisis en el dominio de la frecuencia.

Se presenta un método para analizar el desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales, mediante la comparación con una distribución modelo constante de desequilibrio nulo.

Capítulo 4

RESULTADOS. FUERZAS RADIALES

En este capítulo se presentan las fuerzas magnéticas radiales obtenidas a partir de las simulaciones por elementos finitos; los valores se han calculado de acuerdo con la expresión 3.4 para todos los nodos de la línea media del entrehierro (360° mecánicos) en cada uno de los motores analizados.

El estudio se ha realizado para dos funcionamientos del motor:

- sin corrientes por el devanado del estator. De este modo las fuerzas magnéticas se deben únicamente a la inducción creada por los imanes del rotor y a las diferencias de reluctancia magnética en el entrehierro;
- a plena carga con la intensidad nominal en el eje q .

Una vez conocidas las distribuciones de fuerzas magnéticas en el entrehierro, para valorar el equilibrio de las fuerzas magnéticas, se realizan tres análisis:

- se calcula el índice de correlación de las distribuciones indicadas por comparación con una distribución modelo de fuerza constante. Este índice permite identificar en qué medida la distribución de fuerzas real se acerca a la distribución ideal;
- se realiza un análisis armónico espacial de las distribuciones de fuerzas para identificar los modos de vibración del estator que resultan más susceptibles de generación de ruido;
- se determina el índice de correlación transformado. Este índice recoge la información de los armónicos espaciales más relevantes en un formato

agregado a un sólo índice, lo que permite una comparación cuantitativa de las diferentes distribuciones de fuerzas radiales para los motores analizados.

De acuerdo con los resultados de estos análisis estaremos en disposición de elegir el diseño de motor adecuado.

4.1 Fuerzas radiales en circuito abierto

Las Figuras 4.1 a 4.5 presentan las fuerzas magnéticas radiales para cada una de las configuraciones analizadas en el funcionamiento sin corrientes por el estator, agrupadas por tipo de rotor. En el caso del estator E_1 se muestran también los valores con los imanes inclinados en dos tramos.

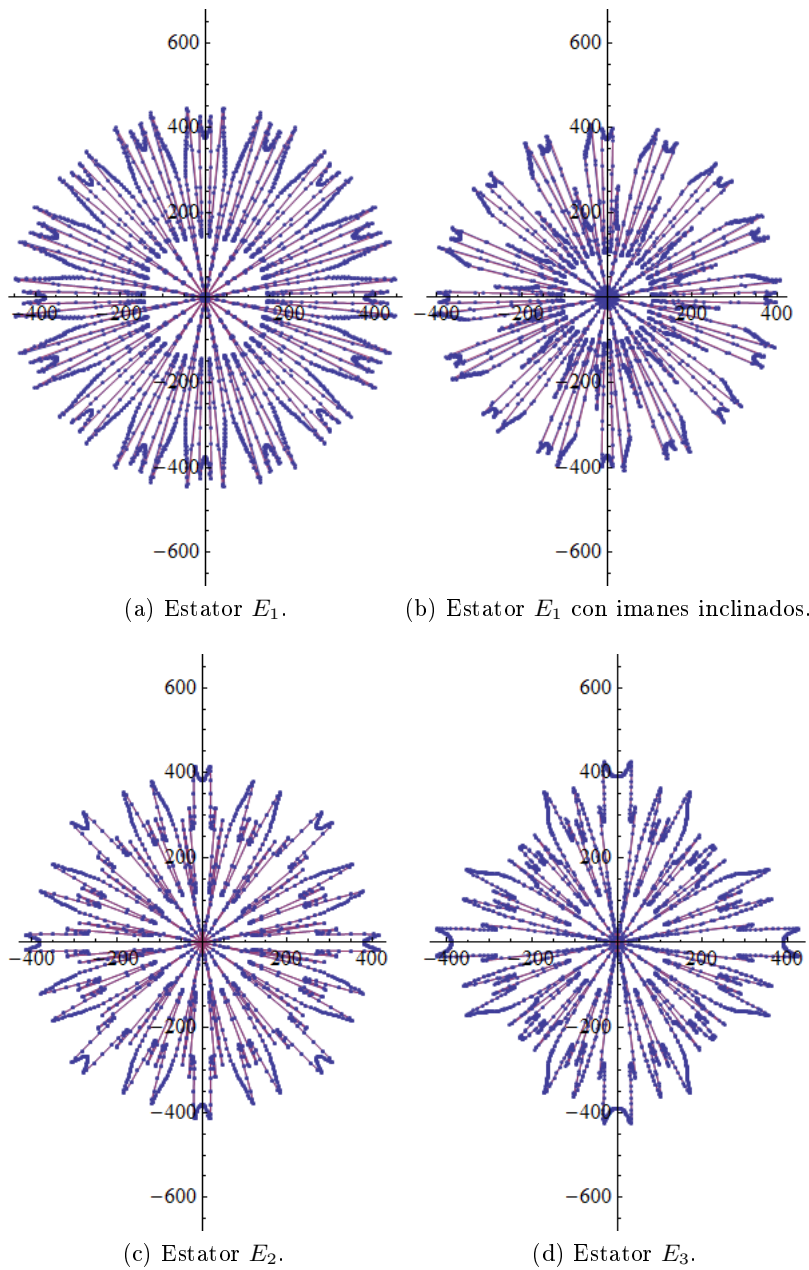
En estas gráficas se observan importantes diferencias en las fuerzas radiales que existen entre los distintos diseños, tanto en magnitud como en grado de repetición.

En los diseños con el estator E_1 (48 ranuras equidistantes y devanado de paso entero) se comprueba que:

- las fuerzas magnéticas radiales presentan 16 repeticiones, igual al máximo común divisor entre el número de polos y el número de ranuras ($X_1 = MCD(2p, Q) = 2p/c$);
- en los diseños con el rotor inclinado se obtienen las mismas repeticiones.

En los diseños con el estator E_2 (24 ranuras equidistantes y devanado concentrado sin cruzamiento) la distribución de la fuerza magnética muestra 8 repeticiones ($X_1 = MCD(2p, Q) = 2p/c$).

En los diseños con el estator E_3 (24 ranuras con dos anchos de dientes y devanado concentrado sin cruzamiento) el número de repeticiones magnéticas es 4 ($X_2 = MCD(2p, Q/2) = 2p/c'$).

Figura 4.1. Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_1 (kN/m^2).

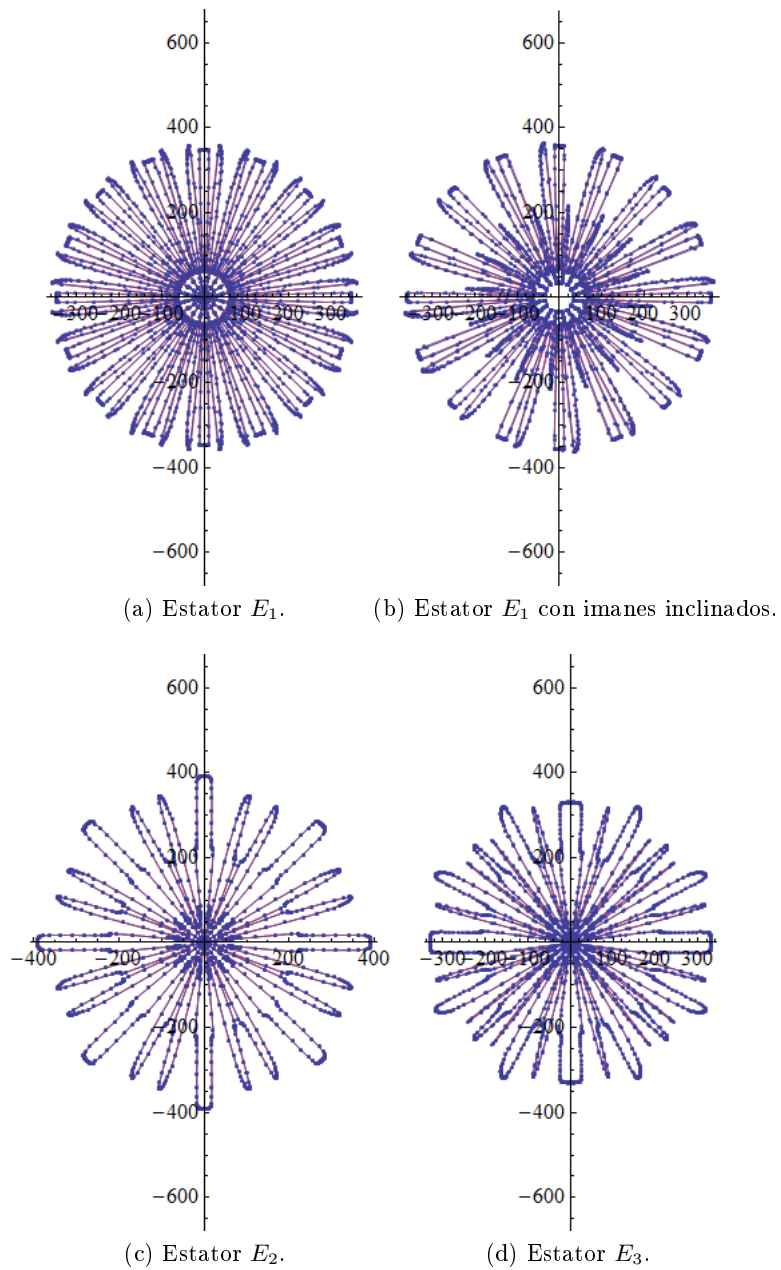
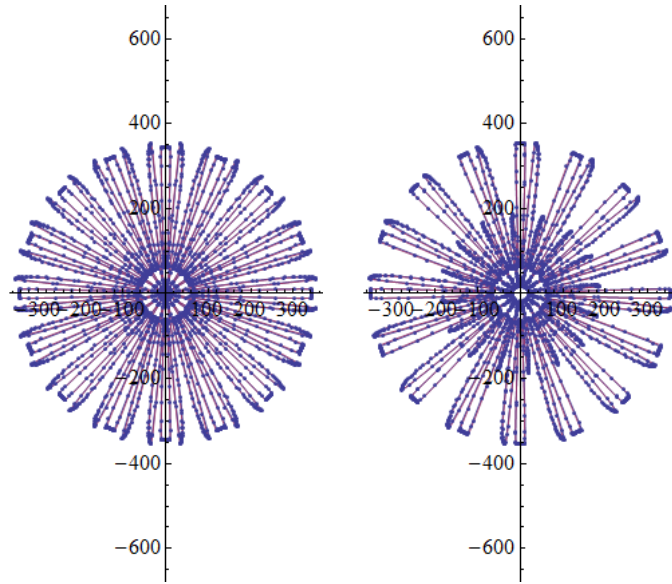
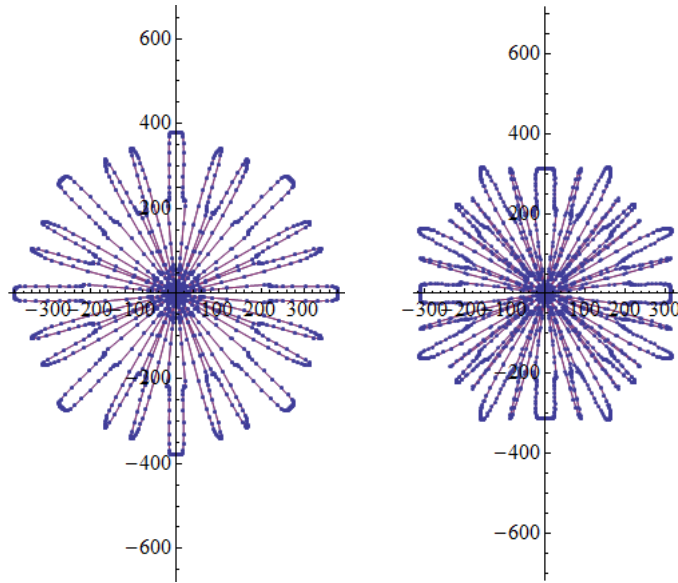


Figura 4.2. Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_2 (kN/m^2).

(a) Estator E_1 .(b) Estator E_1 con imanes inclinados.(c) Estator E_2 .(d) Estator E_3 .Figura 4.3. Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_3 (kN/m^2).

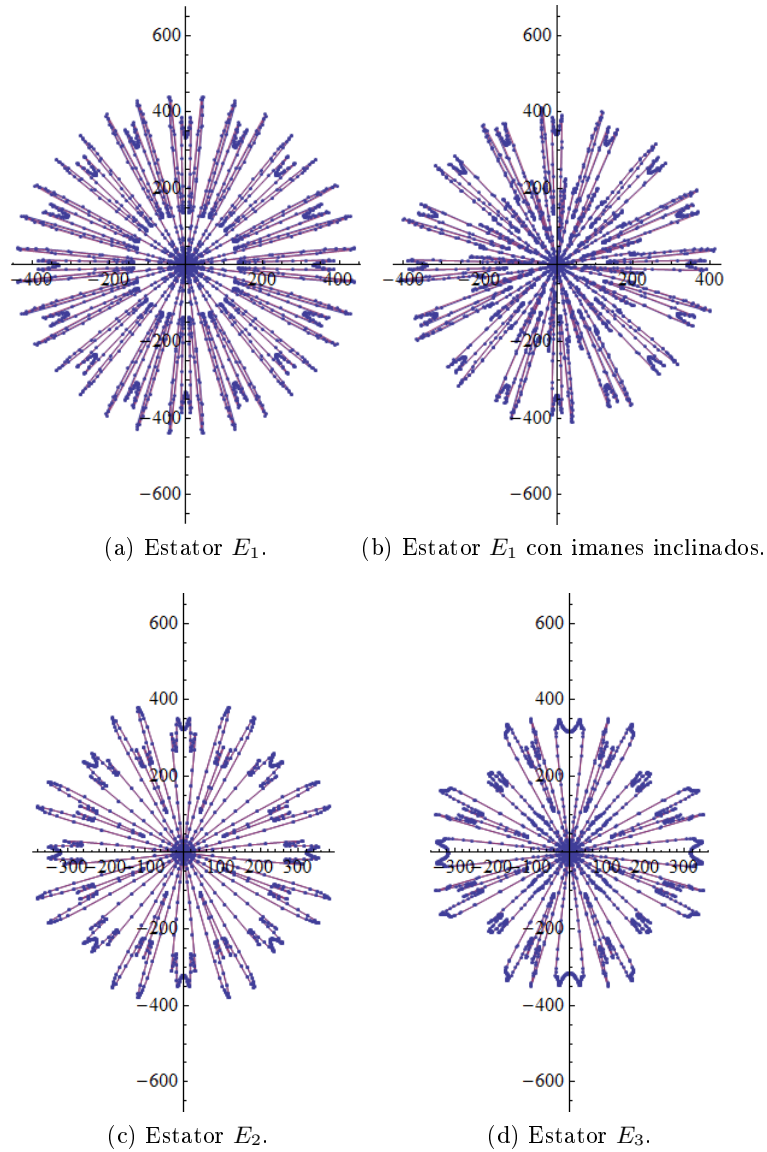


Figura 4.4. Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_4 (kN/m^2).

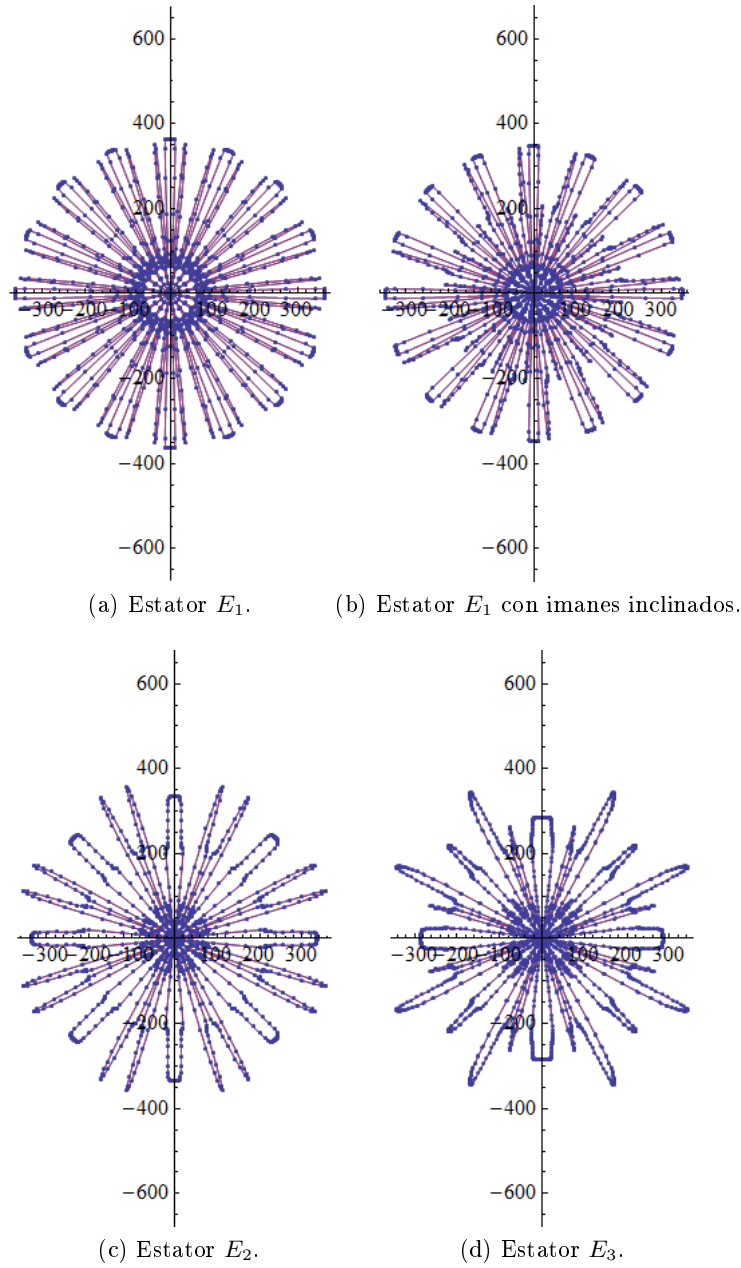


Figura 4.5. Fuerzas radiales sin corrientes con el rotor R_5 (kN/m^2).

4.1.1 Estudio del índice de correlación respecto a una distribución modelo constante

La variedad de resultados presentes en las distribuciones de fuerza radial para los modelos de motor estudiados, hace difícil alcanzar conclusiones claras a partir de la amplitud y el número de repeticiones (revisión cualitativa). Para realizar un estudio comparativo coherente se ha recurrido al estudio del índice de correlación de estas distribuciones de fuerzas con una distribución modelo constante.

4.1.1.1 Influencia del diseño de estator

Para estudiar la influencia de la geometría del estator, condicionada por el tipo de devanado elegido, sobre el desequilibrio de las fuerzas radiales, se ha calculado el índice de correlación de la distribución de fuerzas radiales obtenida para cada diseño, comparadas con un modelo constante de desequilibrio nulo.

En la Tabla 4.1 se muestra el valor de correlación de los diseños que emplean el mismo rotor y tienen diferentes geometrías del estator. Aparece también el valor porcentual con respecto a los valores obtenidos en los diseños que emplean la configuración del estator E_1 .

Tabla 4.1. Índice de correlación para modelo constante. Influencia del estator.

	R_1	%	R_2	%	R_3	%	R_4	%	R_5	%
E_1	0,905	100,0	0,832	100,0	0,820	100,0	0,786	100,0	0,793	100,0
$E_1 2T$	0,889	98,3	0,849	101,9	0,839	102,3	0,824	104,9	0,817	103,0
E_2	0,913	100,9	0,825	99,1	0,810	98,8	0,786	100,0	0,800	100,9
E_3	0,917	101,4	0,841	101,0	0,832	101,5	0,800	101,8	0,810	102,1

De los resultados se desprende que:

- los índices de correlación más altos se obtienen con el estator E_1 con los imanes en el rotor inclinados en dos tramos ($E_1 2T$), salvo con el rotor R_1 ;
- el siguiente valor es siempre el correspondiente al diseño de estator E_3 , salvo para el rotor R_1 , que es la combinación que presenta el mayor índice de correlación;

- las configuraciones que usan el estator E_2 presentan una homogeneidad de la fuerza radial semejante o superior a las del estator E_1 , siendo algo menor con los rotores R_2 y R_3 ;
- en todos los motores se observan índices de correlación muy similares al modificar el diseño con diferentes estatores. El aumento más importante se observa con el rotor R_4 , en el que pasar de la configuración E_1R_4 a E_12TR_4 representa un aumento del índice de correlación de un 4,9 %.

4.1.1.2 Influencia de la geometría del rotor

La Tabla 4.2 muestra el valor de correlación de los diseños que emplean el mismo estator y tienen diferentes diseños de rotor. Aparece también el valor porcentual con respecto a los valores obtenidos en los diseños que emplean el rotor R_1 .

Tabla 4.2. Índice de correlación para modelo constante. Influencia del rotor.

	E_1	%	E_12T	%	E_2	%	E_3	%
R_1	0,905	100,0	0,889	100,0	0,913	100,0	0,917	100,0
R_2	0,832	92,0	0,849	95,4	0,825	90,4	0,841	91,7
R_3	0,820	90,6	0,839	94,3	0,810	88,8	0,832	90,7
R_4	0,786	86,8	0,824	92,7	0,786	86,1	0,800	87,2
R_5	0,793	87,7	0,817	91,9	0,800	87,7	0,810	88,3

De los resultados contenidos en la tabla se desprende:

- para cada diseño de estator, el rotor R_1 presenta el mayor índice de correlación con una distribución de fuerza constante en todo el entrehierro. La mayor homogeneidad se consigue con el estator E_3 ;
- el siguiente diseño de rotor en homogeneidad es el R_2 . El mejor índice se obtiene con la combinación E_12TR_2 ;
- la inclinación de los imanes, salvo para el rotor R_1 , produce una mejora en el índice de correlación para todos los rotores considerados.
- el rotor R_4 es, salvo para el diseño E_12TR_4 , el que tiene los menores valores de correlación (mejor distribución de las fuerzas radiales).

4.1.1.3 Comparación respecto al diseño de referencia E_1R_1

En la Tabla 4.3 se muestran los valores del índice de correlación con modelo constante para todos los motores, en relación al valor obtenido en el diseño de referencia E_1R_1 .

Tabla 4.3. Índice de correlación para modelo constante. Comparación con E_1R_1 .

	E_1	%	E_12T	%	E_2	%	E_3	%
R_1	0,905	100,0	0,889	98,3	0,913	100,9	0,917	101,4
R_2	0,832	92,0	0,849	93,8	0,825	91,1	0,841	93,0
R_3	0,820	90,6	0,839	92,7	0,810	89,5	0,832	91,9
R_4	0,786	86,8	0,824	91,1	0,786	86,9	0,800	88,4
R_5	0,793	87,7	0,817	90,3	0,800	88,5	0,810	89,5

Se observa que la configuración E_3R_1 presenta el mayor índice de correlación (101,4%) y el valor más bajo lo tiene el diseño E_1R_4 (86,8%).

4.1.2 Análisis de la densidad espectral de energía

El índice de correlación informa sobre el grado de uniformidad de la distribución de fuerza radial en cada motor, pero esto no aclara todos los puntos relativos a la generación de ruido. El número de repeticiones de las zonas de concentración de fuerza es muy importante, ya que indica el modo natural de vibración del estator, y la amplitud de la vibración es mayor cuanto menor sea el número de agrupaciones [67]. Esto nos lleva a continuar el análisis de las fuerzas radiales en el dominio de la frecuencia, a través del análisis de la densidad espectral de energía.

En las Figuras 4.6 a 4.10 se presentan las densidades espectrales de energía para los motores estudiados, agrupando el mismo rotor y diferentes estatores, por el mismo método como se presentaron las fuerzas radiales en el apartado 4.1.

La información de la densidad espectral de energía nos indica que los armónicos espaciales significativos en la generación de ruido son los de orden 4, 8 y 16, ya que en todas las configuraciones analizadas, son los armónicos de amplitud significativa de menor orden.

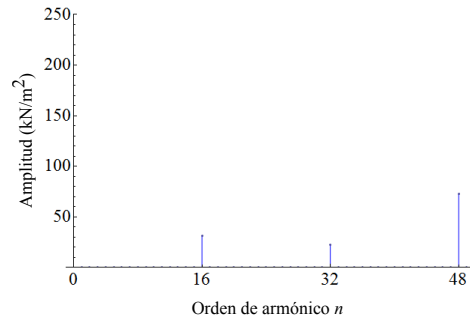
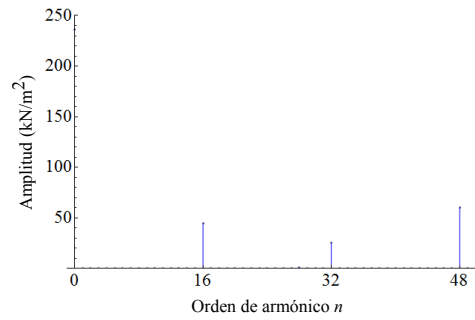
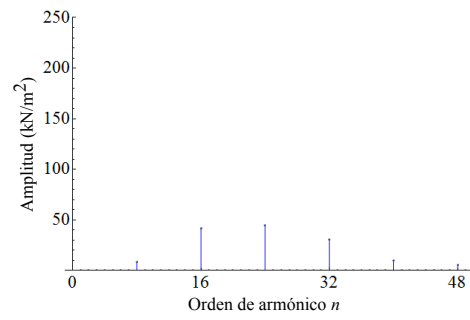
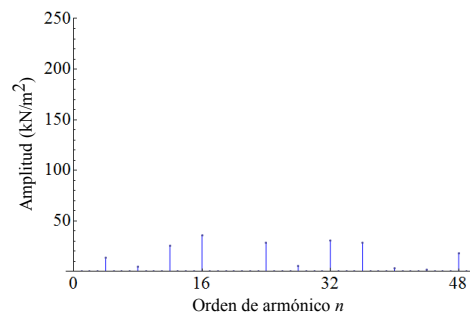
(a) Estator E_1 .(b) Estator E_1 con imanes inclinados.(c) Estator E_2 .(d) Estator E_3 .

Figura 4.6. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_1 .

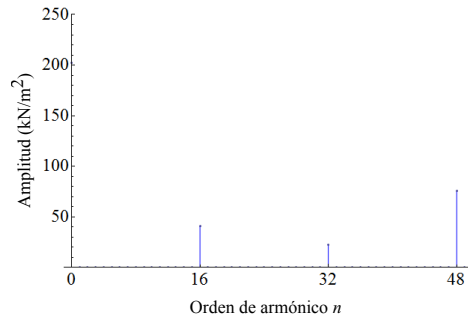
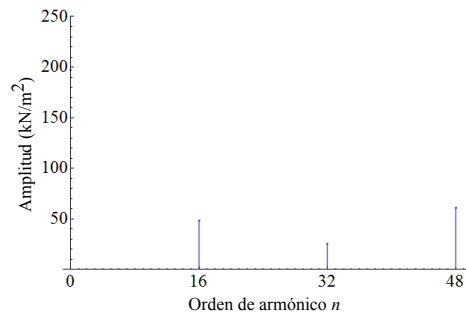
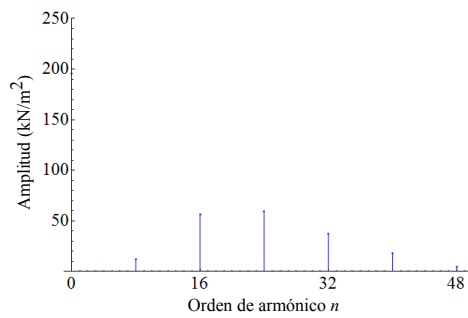
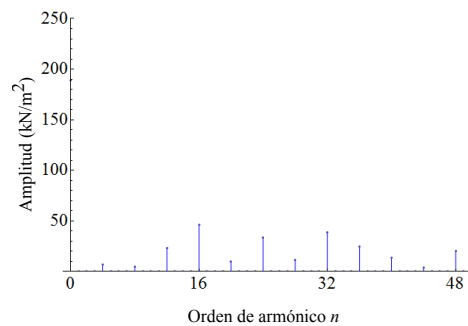
(a) Estator E_1 .(b) Estator E_1 con imanes inclinados.(c) Estator E_2 .(d) Estator E_3 .

Figura 4.7. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_2 .

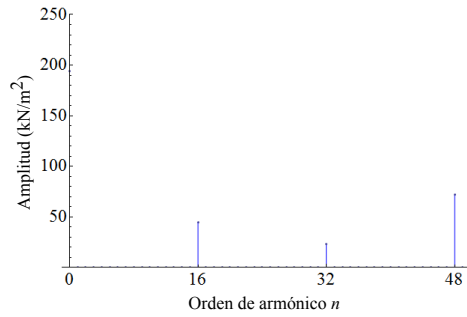
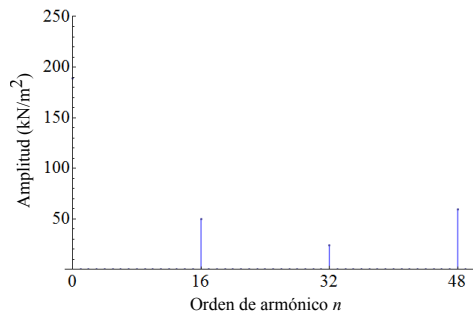
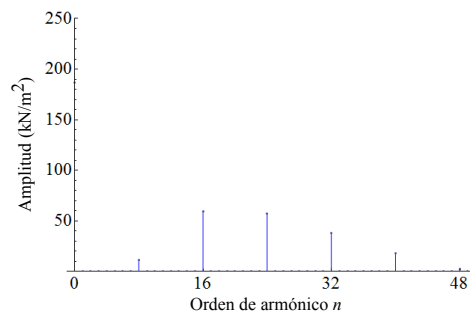
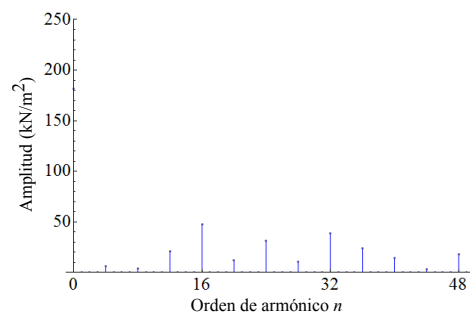
(a) Estator E_1 .(b) Estator E_1 con imanes inclinados.(c) Estator E_2 .(d) Estator E_3 .

Figura 4.8. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_3 .

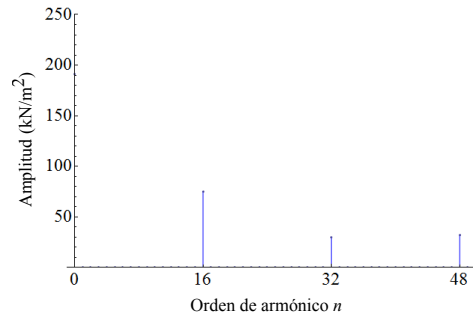
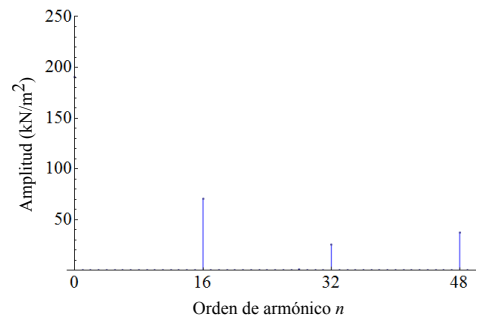
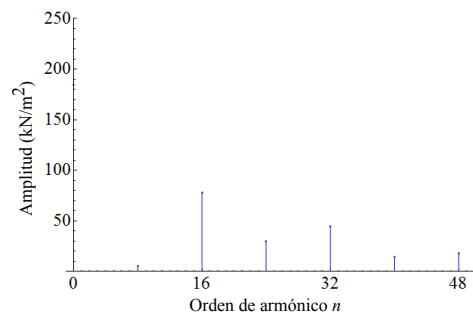
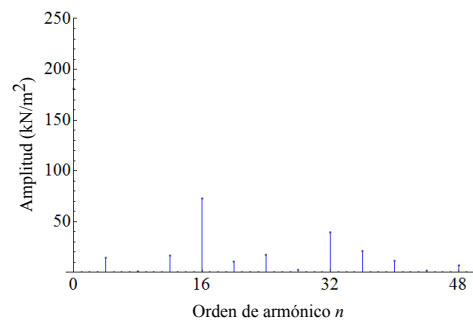
(a) Estator E_1 .(b) Estator E_1 con imanes inclinados.(c) Estator E_2 .(d) Estator E_3 .

Figura 4.9. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_4 .

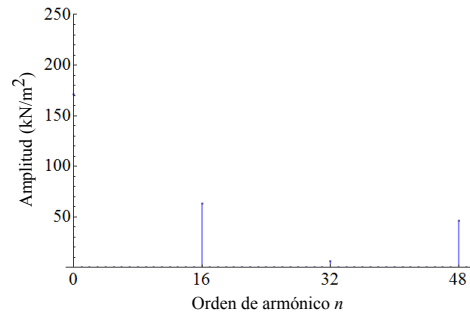
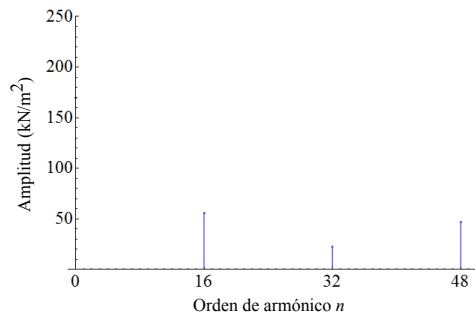
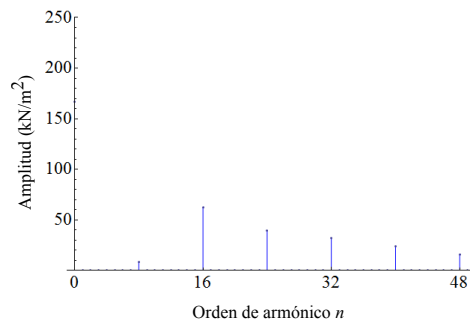
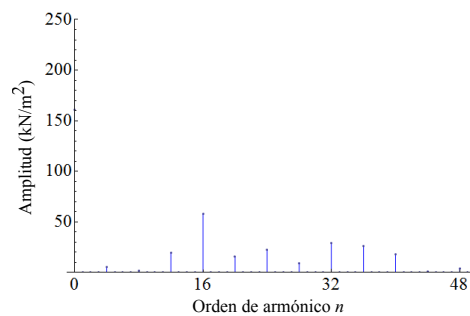
(a) Estator E_1 .(b) Estator E_1 con imanes inclinados.(c) Estator E_2 .(d) Estator E_3 .

Figura 4.10. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas sin corrientes para el rotor R_5 .

En la Tabla 4.4 se presenta la amplitud de estos armónicos para todos los motores analizados.

Tabla 4.4. Amplitud (kN/m^2) de los armónicos espaciales de menor orden.

Motores	Orden del armónico		
	4	8	16
E_1R_1	0,11	0,06	31,47
E_12TR_1	0,02	0,06	44,49
E_2R_1	0,00	8,19	41,81
E_3R_1	13,34	4,44	35,49
E_1R_2	0,02	0,04	40,52
E_12TR_2	0,06	0,02	48,09
E_2R_2	0,00	12,17	56,25
E_3R_2	7,00	4,87	45,72
E_1R_3	0,02	0,05	44,74
E_12TR_3	0,06	0,04	50,11
E_2R_3	0,00	11,18	59,30
E_3R_3	6,35	3,51	47,49
E_1R_4	0,12	0,01	75,09
E_12TR_4	0,20	0,07	70,34
E_2R_4	0,00	5,10	78,22
E_3R_4	13,85	1,13	72,97
E_1R_5	0,00	0,00	63,03
E_12TR_5	0,00	0,00	55,39
E_3R_4	0,00	8,58	62,24
E_3R_5	5,50	1,57	57,69

De los resultados mostrados en la Tabla 4.4 se desprende lo siguiente:

- los motores que utilizan el estator E_1 son los que presentan un orden mayor en el armónico significativo de menor orden, es decir, los que presentan un mayor número de repeticiones en la distribución de fuerza radial. En consecuencia, deben ser los de menor generación de ruido;
- el uso de imanes inclinados sólo supone una reducción de los armónicos para los motores que emplean los rotores R_4 y R_5 , por lo que no siempre supone una medida efectiva en la mejora del desequilibrio de las fuerzas radiales;

- el estator E_3 es el que presenta armónicos de menor orden (orden 4), en consecuencia debe ser el más ruidoso. Es reseñable que la amplitud del armónico 4 es máxima para este estator con los rotores R_1 y R_4 .

Es importante recalcar que no es suficiente una comparación basada en la amplitud de los armónicos espaciales de las distribuciones de fuerzas radiales, ya que la importancia de cada armónico en la generación de ruido depende del orden de éste, siendo inversamente proporcional al orden del armónico.

Una comparación cuantitativa de estas magnitudes requiere la elaboración de un índice numérico que nos permita englobar la información del índice de correlación, unido a la densidad espectral de energía. Este índice es el que hemos introducido como correlación transformada.

4.1.3 Índice de correlación transformada

Para calcular el índice de correlación transformado, se parte de la densidad espectral que presenta el motor de referencia E_1R_1 . Como la distribución de fuerzas radiales que aparece en la simulación del modelo de este motor presenta únicamente armónicos significativos para los órdenes 16, 32 y 48, buscaremos funciones transformadas que contengan sólo esos armónicos y con la misma amplitud, salvo el armónico 16 y la componente constante (que no supone desequilibrio).

La amplitud de este armónico servirá como índice comparativo, ya que las funciones transformadas tendrán todas las mismas amplitudes en todos los armónicos salvo el de orden 16. En todas las funciones transformadas tenemos el mismo índice de correlación con el modelo constante que la distribución de fuerzas radiales del modelo de motor correspondiente, asegurando así que la función transformada presenta un grado de desequilibrio de fuerza radial equivalente al del motor estudiado.

Los motores con mayor amplitud del armónico 16 para la función transformada serán los de mayor desequilibrio y generación de ruido, ya que presentan agrupaciones de mayor amplitud en el armónico de menor orden.

4.1.3.1 Influencia de la inclinación de imanes, geometría del estator y tipo de devanado

La Tabla 4.5 muestra la amplitud del armónico 16 de las funciones transformadas de todos los motores (salvo para la combinación E_1R_1 , que es la

amplitud del armónico 16 de la densidad espectral de la distribución de fuerzas del modelo original sin transformar). Se presentan los valores agrupados por configuración de rotor (con objeto de comparar la influencia del tipo de estator). Se han separado los valores del estator E_1 con los imanes sin y con inclinación en el rotor. En todos los casos se ha tomado como referencia, para calcular los valores porcentuales en cada grupo de motores con el mismo rotor, el valor de armónico 16 que se obtiene con el estator E_1 .

Tabla 4.5. Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Influencia del tipo de estator.

	R_1	%	R_2	%	R_3	%	R_4	%	R_5	%
E_1	31,47	100,0	57,19	100,0	58,07	100,0	74,33	100,0	53,01	100,0
$E_1 2T$	39,25	124,7	41,83	73,1	40,99	70,6	52,27	70,3	36,23	68,3
E_2	29,30	93,1	56,59	99,0	57,84	99,6	68,87	92,7	44,68	84,3
E_3	18,28	58,1	39,90	69,8	39,08	67,3	57,81	77,8	30,82	58,1

De los valores de esta tabla podemos observar:

- los diseños que utilizan el estator E_1 presentan peor índice de correlación que los diseños que utilizan devanados fraccionarios sin cruzamiento de cabezas de bobina (E_2 y E_3). El máximo índice de correlación transformada se obtiene con la configuración $E_1 R_4$ ($74,33 \text{ kN/m}^2$);
- para los diseños con estator E_1 , inclinar los imanes del rotor en dos tramos tiene un efecto beneficioso en la reducción del armónico 16 transformado, salvo con el rotor R_1 . Las diferencias en el valor de la amplitud del armónico 16 transformado oscilan entre el 24,7% de aumento para el rotor R_1 y el descenso del 31,7% para el rotor R_5 ;
- los diseños con el estator E_3 presentan los valores más bajos de armónico 16 transformado. Estas reducciones varían entre el 22,2% ($E_3 R_4$) y el 41,9% ($E_1 R_3$) comparado con E_1 .

4.1.3.2 Influencia de la geometría del rotor

La Tabla 4.6 recoge los mismos valores del armónico 16 transformado, agrupando los modelos que tienen el mismo estator y tipo de devanado. En cada grupo, se ha escogido el valor correspondiente al rotor R_1 como referencia para presentar valores porcentuales.

Tabla 4.6. Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Influencia del tipo de rotor.

	E_1	%	$E_1 2T$	%	E_2	%	E_3	%
R_1	31,47	100,0	39,25	100,0	29,30	100,0	18,28	100,0
R_2	57,19	181,8	41,83	106,6	56,59	193,1	39,90	218,3
R_3	58,07	184,6	40,99	104,4	57,84	197,4	39,08	213,8
R_4	74,33	236,2	52,27	133,2	68,87	235,1	57,81	316,2
R_5	53,01	168,5	36,23	92,3	44,68	152,5	30,82	168,6

Del estudio de esta tabla podemos obtener las siguientes observaciones:

- los diseños con el rotor R_1 presentan los valores más bajos del armónico 16 transformado, siendo mínimo con el estator E_1 ;
- el rotor R_4 es el que tiene los valores más altos de armónico 16 transformado. El más alto se presenta en combinación con el estator E_1 ;
- el rotor R_3 presenta valores muy semejantes a los del rotor R_2 ;
- la configuración en matriz de Halbach utilizada en el rotor R_5 supone una ventaja en el equilibrado de las fuerzas radiales, ya que los valores de amplitud del armónico 16 transformado son siempre menores que los obtenidos con los rotores R_2 , R_3 y R_4 .

4.1.3.3 Comparación respecto al diseño de referencia $E_1 R_1$

En la Tabla 4.7 se muestran los valores del armónico 16 transformado para todos los motores, en relación al valor obtenido en el diseño de referencia $E_1 R_1$.

Se observa que la configuración $E_1 R_4$ presenta la mayor amplitud del armónico 16 transformado (236,2%) y la menor la presenta el diseño $E_3 R_1$ (58,1%).

4.1.4 Conclusiones de las fuerzas radiales en circuito abierto

De acuerdo a los resultados previos, se pueden establecer las siguientes conclusiones:

Tabla 4.7. Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Comparación con E_1R_1 .

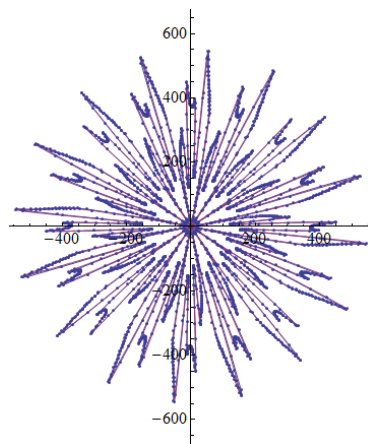
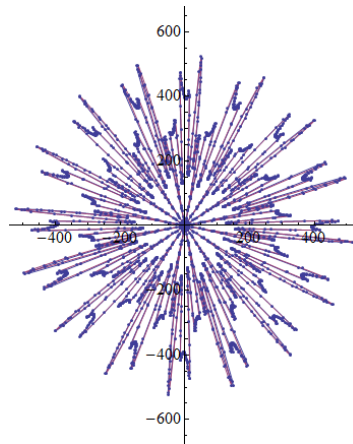
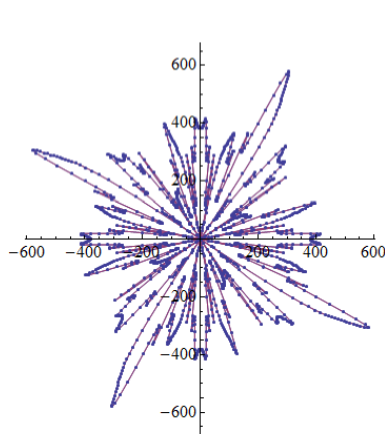
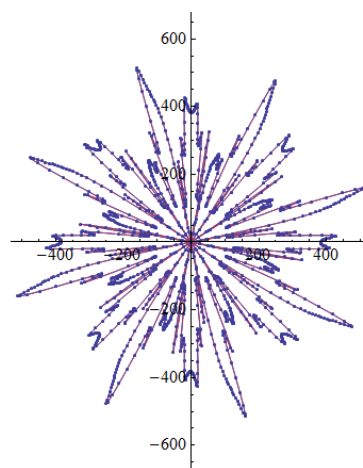
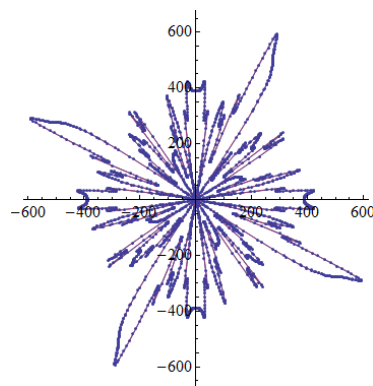
	E_1	%	E_12T	%	E_2	%	E_3	%
R_1	31,47	100,0	39,25	124,7	29,30	93,1	18,28	58,1
R_2	57,19	181,8	41,83	132,9	56,59	179,8	39,90	126,8
R_3	58,07	184,6	40,99	130,3	57,84	183,8	39,08	124,2
R_4	74,33	236,2	52,27	166,1	68,87	218,9	57,81	183,7
R_5	53,01	168,5	36,23	115,1	44,68	142,0	30,82	97,9

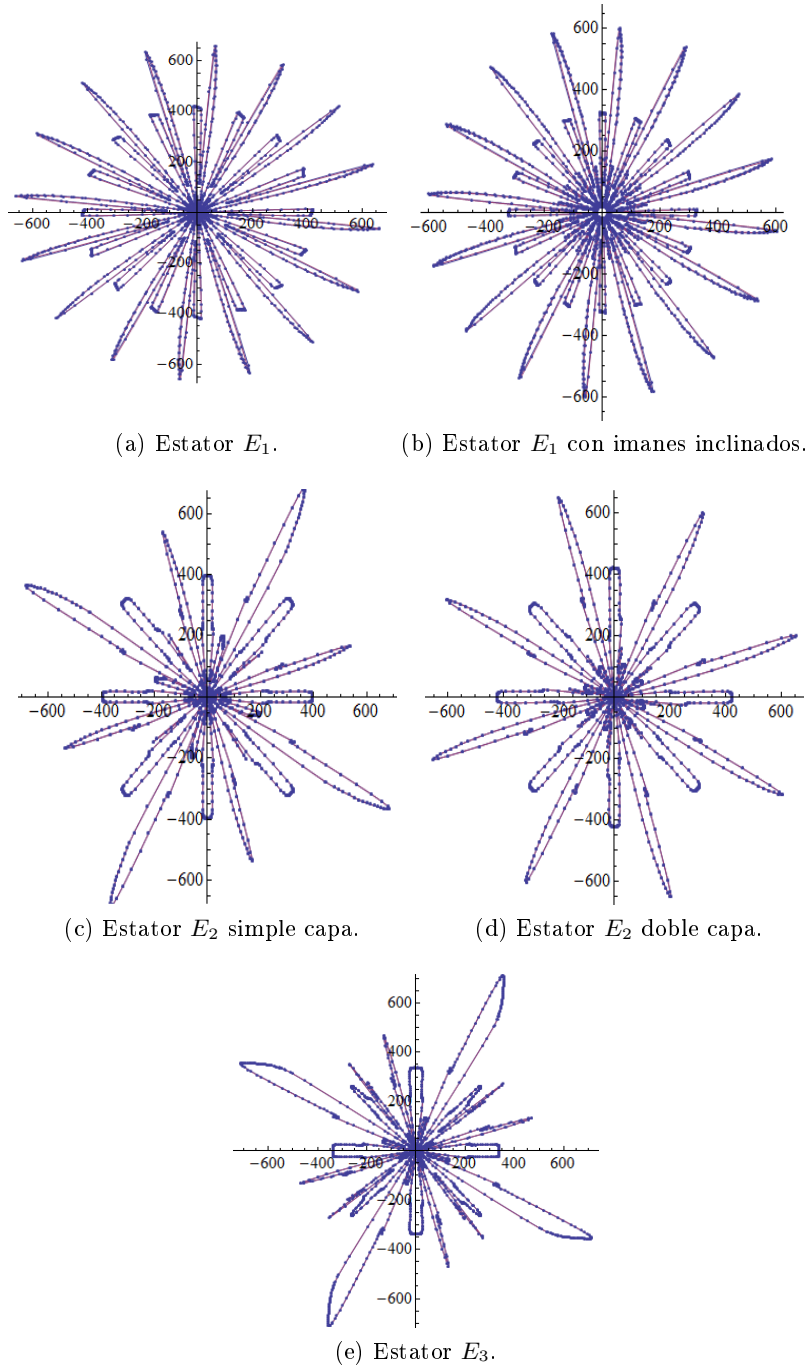
- el estator E_1 presenta una mayor homogeneidad en las fuerzas magnéticas, con mayor número de repeticiones y menor generación de ruido que los motores con devanado sin cruzamiento de cabezas de bobina;
- el motor E_3R_5 presenta la amplitud del armónico 16 transformado semejante a la del motor de referencia E_1R_1 ;
- la mejor configuración con respecto a la amplitud del armónico 16 transformado es la E_3R_1 y la peor es E_1R_4 ;
- cuando se utiliza el estator E_1 , inclinar los imanes en el rotor tiene un efecto beneficioso en la reducción de la amplitud del armónico 16 transformado (ver Tabla 4.7), excepto con el rotor R_1 . Este mismo resultado se obtiene al comparar el índice de correlación (ver Tabla 4.2), sin embargo ahora las diferencias son más evidentes, permitiendo una mejor valoración cuando se utiliza la amplitud del armónico 16 transformado.

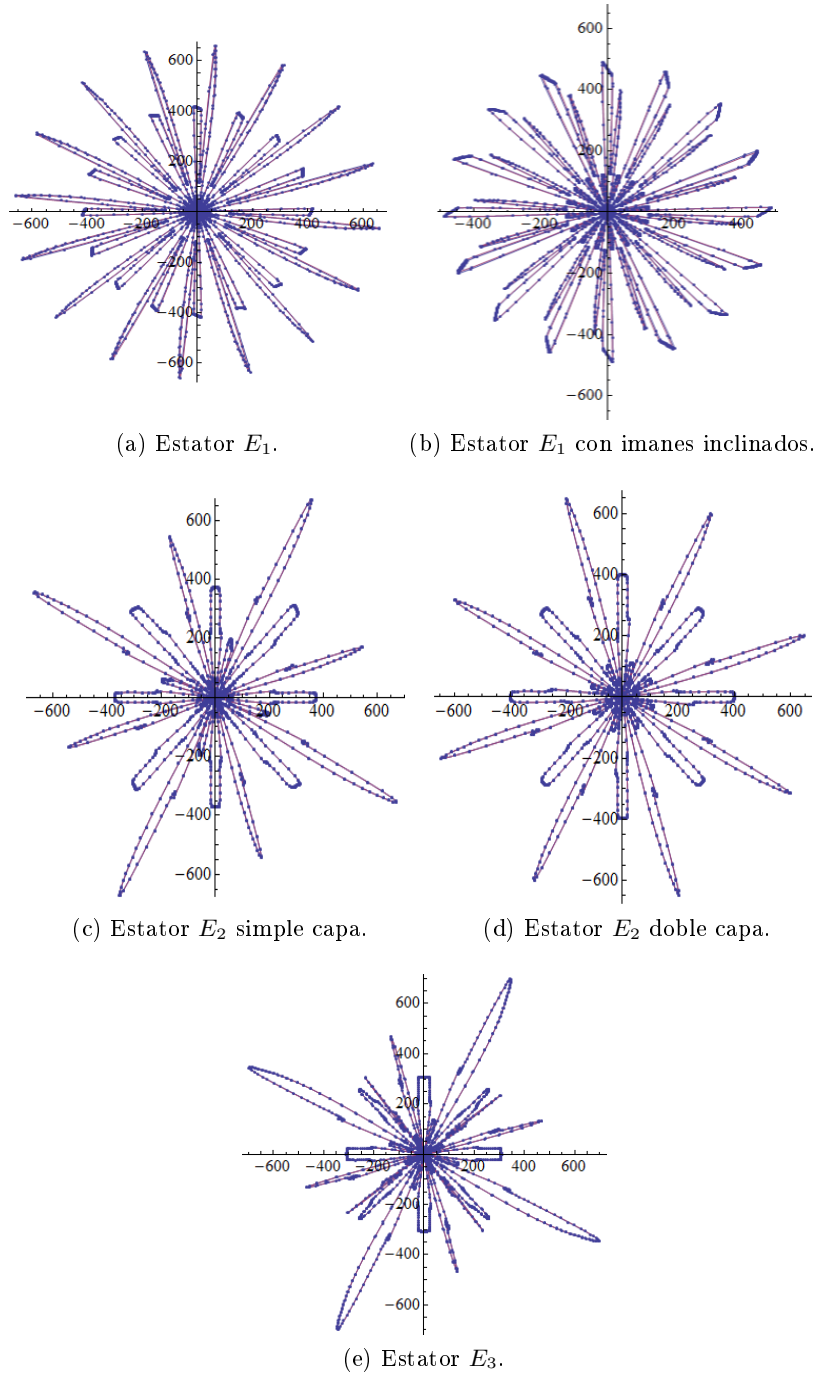
El análisis en vacío puede no ser suficiente para obtener una estimación de los motores con el menor nivel de ruido, siendo importante contrastar esta información con el análisis de la distribución de las fuerzas magnéticas con funcionamiento a plena carga.

4.2 Fuerzas radiales en carga

Las Figuras 4.11 a 4.15 muestran las fuerzas magnéticas radiales en el funcionamiento en carga, agrupadas por tipo de rotor. Para el estator E_1 se exponen también los valores con los imanes inclinados en dos tramos, mientras que para el estator E_2 se muestran las fuerzas para los motores con devanado en simple capa y después para doble capa.

(a) Estator E_1 .(b) Estator E_1 con imanes inclinados.(c) Estator E_2 simple capa.(d) Estator E_2 doble capa.(e) Estator E_3 .Figura 4.11. Fuerzas radiales en carga con el rotor R_1 (kN/m^2).

Figura 4.12. Fuerzas radiales en carga con el rotor R_2 (kN/m^2).

Figura 4.13. Fuerzas radiales en carga con el rotor R_3 (kN/m^2).

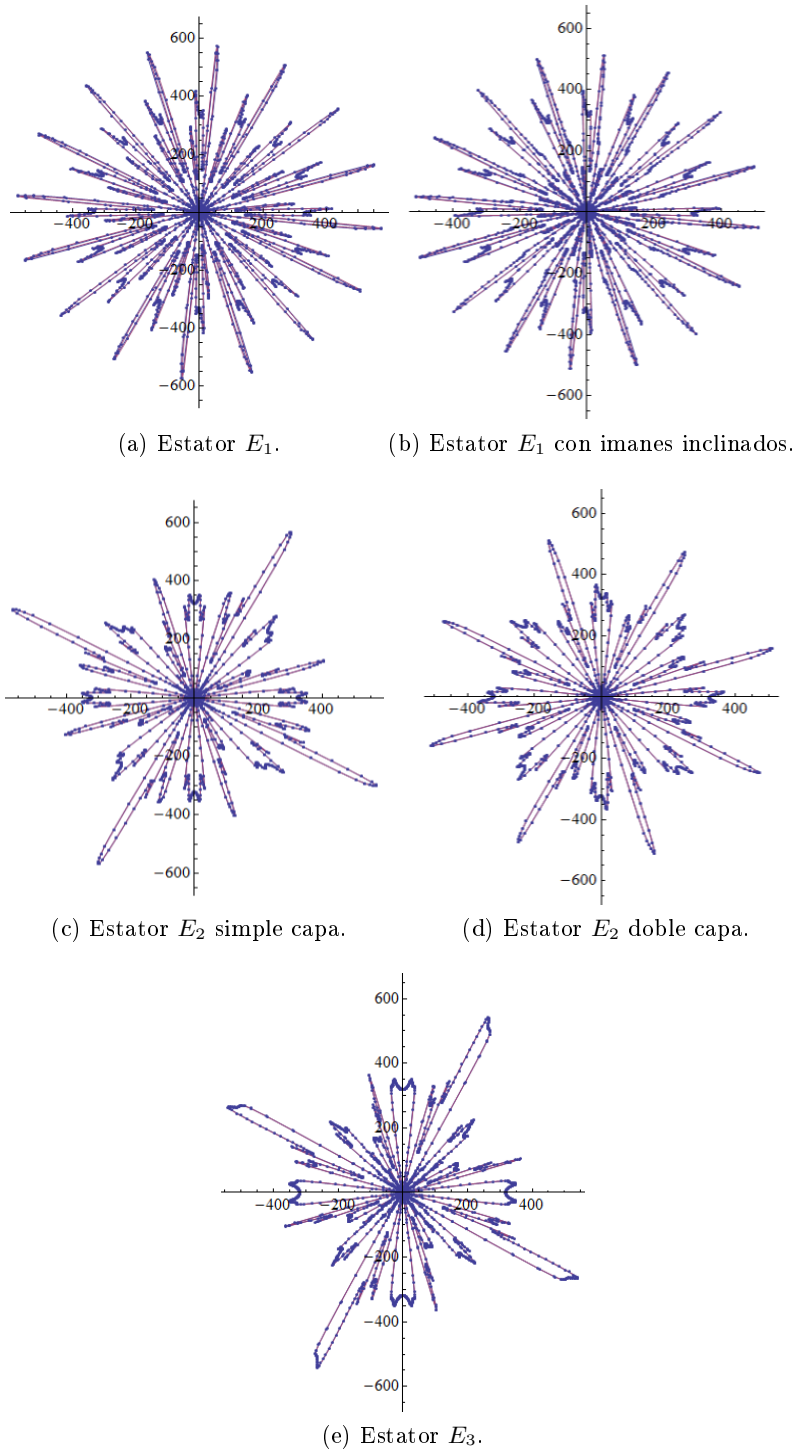
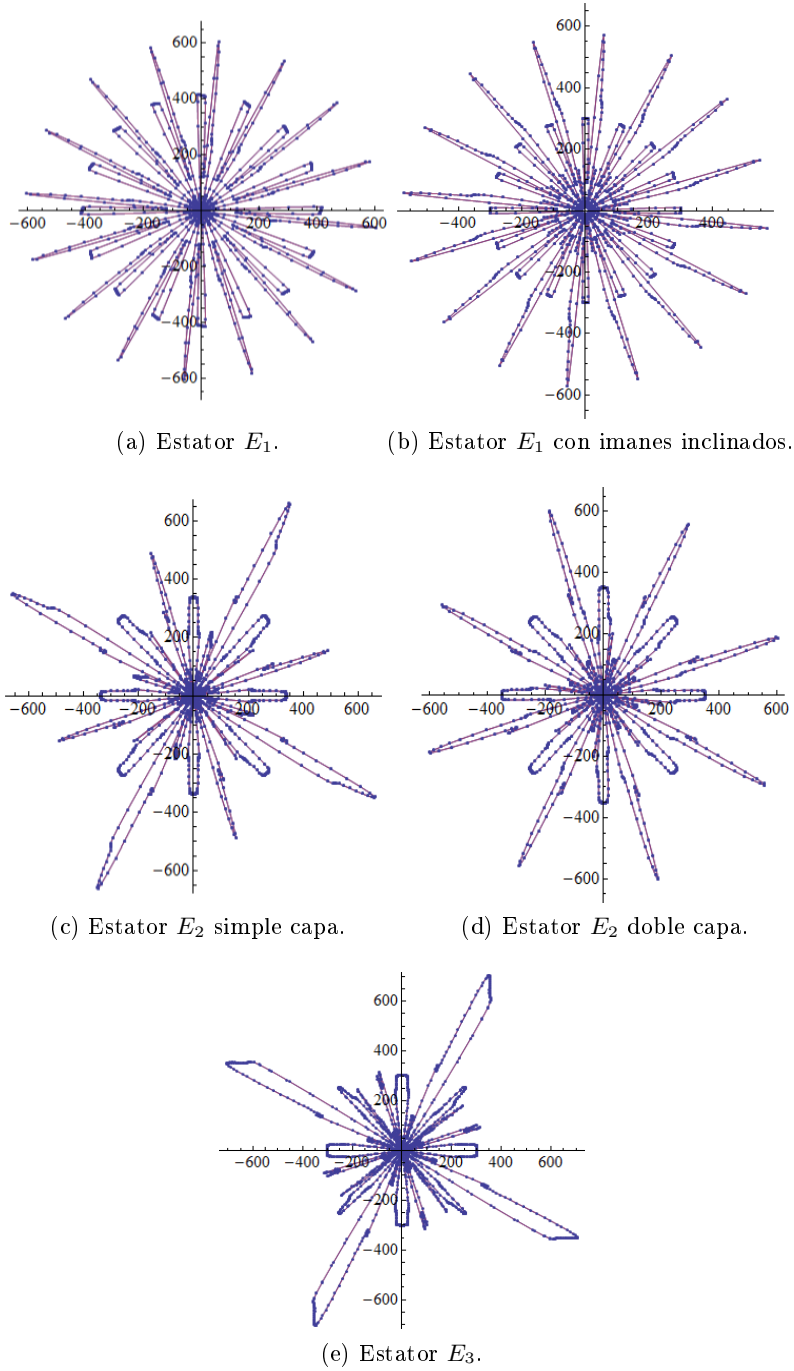


Figura 4.14. Fuerzas radiales en carga con el rotor R_4 (kN/m^2).

Figura 4.15. Fuerzas radiales en carga con el rotor R_5 (kN/m^2).

Estas gráficas muestran las importantes diferencias en las fuerzas radiales que existen entre los distintos diseños, tanto en magnitud como en grado de agrupamiento. En todos los casos se observa un agrupamiento más homogéneo, con más repeticiones, para la configuración de estator E_1 . La homogeneidad de la fuerza radial aumenta especialmente con el rotor inclinado en dos tramos, se observa en este caso una notable reducción de los valores de la fuerza.

En los diseños con el estator E_1 (48 ranuras equidistantes y devanado de paso entero) se comprueba que:

- las fuerzas magnéticas radiales presentan 16 repeticiones, igual al máximo común divisor entre el número de polos y el número de ranuras ($X_1 = MCD(2p, Q) = 2p/c$);
- en los diseños con el rotor inclinado se obtienen las mismas repeticiones.

En los diseños con el estator E_2 (24 ranuras equidistantes) los valores de la fuerza indican que:

- para simple capa el número de repeticiones es 4 ($X_2 = MCD(2p, Q/2) = 2p/c'$);
- para doble capa el número de repeticiones es 8 ($X_1 = MCD(2p, Q) = 2p/c$).

En los diseños con el estator E_3 (24 ranuras con anchos de dientes desiguales y devanado concentrado sin cruzamiento en simple capa) el número de repeticiones magnéticas es 4 ($X_2 = MCD(2p, Q/2) = 2p/c'$).

4.2.1 Estudio del índice de correlación respecto a una distribución modelo constante

La variedad de resultados presentes en las distribuciones de fuerza radial para los modelos de motor estudiados, hace difícil alcanzar conclusiones claras a partir de la revisión cualitativa. Para realizar un estudio comparativo coherente se ha recurrido al estudio del índice de correlación de estas distribuciones de fuerzas comparada con una distribución modelo constante.

4.2.1.1 Influencia del diseño de estator

Para estudiar la influencia de la geometría del estator, condicionada por el tipo de devanado elegido, sobre el desequilibrio de las fuerzas radiales, se ha calculado el índice de correlación de la distribución de fuerzas radiales obtenida para cada diseño, comparadas con un modelo constante de desequilibrio nulo.

En la Tabla 4.8 se muestra el valor de correlación de los diseños que emplean el mismo rotor y tienen diferentes geometrías del estator. Aparece también el valor porcentual con respecto a los valores obtenidos en los diseños que emplean la configuración del estator E_1 .

Tabla 4.8. Índice de correlación para modelo constante. Influencia del tipo de estator.

	R_1	%	R_2	%	R_3	%	R_4	%	R_5	%
E_1	0,878	100,0	0,734	100,0	0,722	100,0	0,773	100,0	0,728	100,0
$E_1 2T$	0,911	103,7	0,771	105,0	0,777	107,6	0,807	104,5	0,762	104,7
$E_2 SC$	0,874	99,5	0,751	102,3	0,748	103,6	0,776	100,4	0,739	101,5
$E_2 DC$	0,892	101,5	0,754	102,7	0,744	103,1	0,780	101,0	0,751	103,2
E_3	0,870	99,0	0,737	100,3	0,737	102,1	0,777	100,6	0,707	97,1

Se observa en los valores contenidos en esta tabla:

- en todos los casos los valores más altos de índice de correlación se obtienen con los diseños E_1 con los imanes inclinados en el rotor en dos tramos ($E_1 2T$);
- el siguiente valor es siempre el correspondiente al diseño de estator E_2 , con una ligera mejoría en el caso de doble capa, salvo para el rotor R_3 , en el que el diseño en simple capa presenta un índice de correlación ligeramente mayor;
- la configuración que usa el estator E_3 mejora la homogeneidad de la fuerza radial que presenta el estator E_1 sin el uso de imanes inclinados, excepto con los rotores R_1 y R_5 ;
- en cada tipo de rotor se observan aumentos reducidos del índice de correlación al modificar el estator. El aumento más importante (7,6%)

se observa con el rotor R_3 y los imanes inclinados en el rotor en dos tramos.

4.2.1.2 Influencia de la geometría del rotor

En la Tabla 4.9 aparece el valor de correlación de los diseños que emplean el mismo estator y tienen diferentes diseños de rotor. Aparece también el valor porcentual con respecto a los valores obtenidos en los diseños que emplean el rotor R_1 .

Tabla 4.9. Índice de correlación para modelo constante. Influencia del diseño del rotor.

	E_1	%	$E_1 2T$	%	$E_2 SC$	%	$E_2 DC$	%	E_3	%
R_1	0,878	100,0	0,911	100,0	0,874	100,0	0,892	100,0	0,870	100,0
R_2	0,734	83,6	0,771	84,6	0,751	86,0	0,754	84,5	0,737	84,7
R_3	0,722	82,2	0,777	85,3	0,748	85,6	0,744	83,4	0,737	84,7
R_4	0,773	88,0	0,807	88,6	0,776	88,8	0,780	87,5	0,777	89,4
R_5	0,728	82,9	0,762	85,6	0,739	84,6	0,751	84,2	0,707	81,3

De los resultados expuestos en esta tabla se pueden obtener las observaciones siguientes:

- para cada diseño de estator, el rotor R_1 presenta el mayor índice de correlación con una distribución de fuerza constante en todo el entrehierro, la mayor homogeneidad se consigue con el estator E_1 y los imanes inclinados en dos tramos;
- el siguiente diseño de rotor en homogeneidad es el R_4 , se mantiene el mejor valor con el estator E_1 y la inclinación de los imanes en dos tramos;
- los rotores R_2 , R_3 y R_5 logran valores muy semejantes en cuanto al índice de correlación, siempre menores que los logrados con los diseños de rotor R_1 y R_4 .

4.2.1.3 Comparación respecto al diseño de referencia E_1R_1

La Tabla 4.10 muestra los valores del índice de correlación con la distribución uniforme para todos los motores, en relación al valor obtenido en el diseño de referencia del rotor R_1 con el estator E_1 .

Tabla 4.10. Índice de correlación para modelo constante. Comparación con E_1R_1 .

	E_1	%	E_12T	%	E_2SC	%	E_2DC	%	E_3	%
R_1	0,878	100,0	0,911	103,7	0,874	99,5	0,892	101,5	0,870	99,0
R_2	0,734	83,6	0,771	87,7	0,751	85,5	0,754	85,8	0,737	83,8
R_3	0,722	82,2	0,777	88,4	0,748	85,2	0,744	84,7	0,737	83,9
R_4	0,773	88,0	0,807	91,9	0,776	88,4	0,780	88,8	0,777	88,5
R_5	0,728	82,9	0,762	86,8	0,739	84,1	0,751	85,5	0,707	80,5

Se observa que las configuraciones $E_12T R_1$ y $E_2DC R_1$ presentan mayor índice de correlación que el motor de referencia E_1R_1 . El menor índice de correlación se tiene con la configuración E_3R_5 .

4.2.1.4 Conclusiones del índice de correlación respecto a una distribución modelo constante

De los resultados anteriores se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- la validez del uso del índice de correlación como método para valorar el equilibrio de las fuerzas radiales, ya que las conclusiones obtenidas del análisis cuantitativo de los valores de este índice coinciden con la observación de los diagramas que muestran la distribución de la fuerza radial a lo largo del entrehierro de los distintos motores analizados;
- el motor con el mayor índice de correlación es el que utiliza el estator E_1 y el rotor R_1 con los imanes inclinados en dos tramos;
- los diseños con el estator E_2 producen la distribución de fuerza radial más homogénea de los motores de devanado fraccionario sin cruzamiento de cabezas de bobina, con ligeras mejoras en caso de utilizar devanado en doble capa. Estas diferencias dependen del diseño de rotor

utilizado, siendo los rotores R_1 y R_4 los que presentan mayores índices de correlación. Con el rotor R_3 el devanado de simple capa resulta más homogéneo que en doble capa;

- el estator E_3 combinado con el el rotor R_5 , presenta el valor más bajo de índice de correlación de todos los diseños de motor;
- el estator E_1 (sin inclinación de imanes) presenta la menor homogeneidad de todos los diseños de motor cuando se combina con los rotores R_2 , R_3 y R_5 .

4.2.2 Análisis de la densidad espectral de energía

El índice de correlación no informa sobre el número de repeticiones de las fuerzas. Esto nos lleva a continuar el análisis de las fuerzas radiales a través del análisis de la densidad espectral de energía.

En las Figuras 4.16 a 4.20 se presentan las densidades espectrales de energía para los motores estudiados, agrupando el mismo rotor y diferentes estatores, por el mismo método como se presentaron las fuerzas radiales en el apartado 4.2.

La información de la densidad espectral de energía nos indica que los armónicos espaciales significativos, en la generación de ruido, son los de orden 4, 8 y 16, ya que en todas las configuraciones analizadas, son los armónicos de amplitud significativa de menor orden.

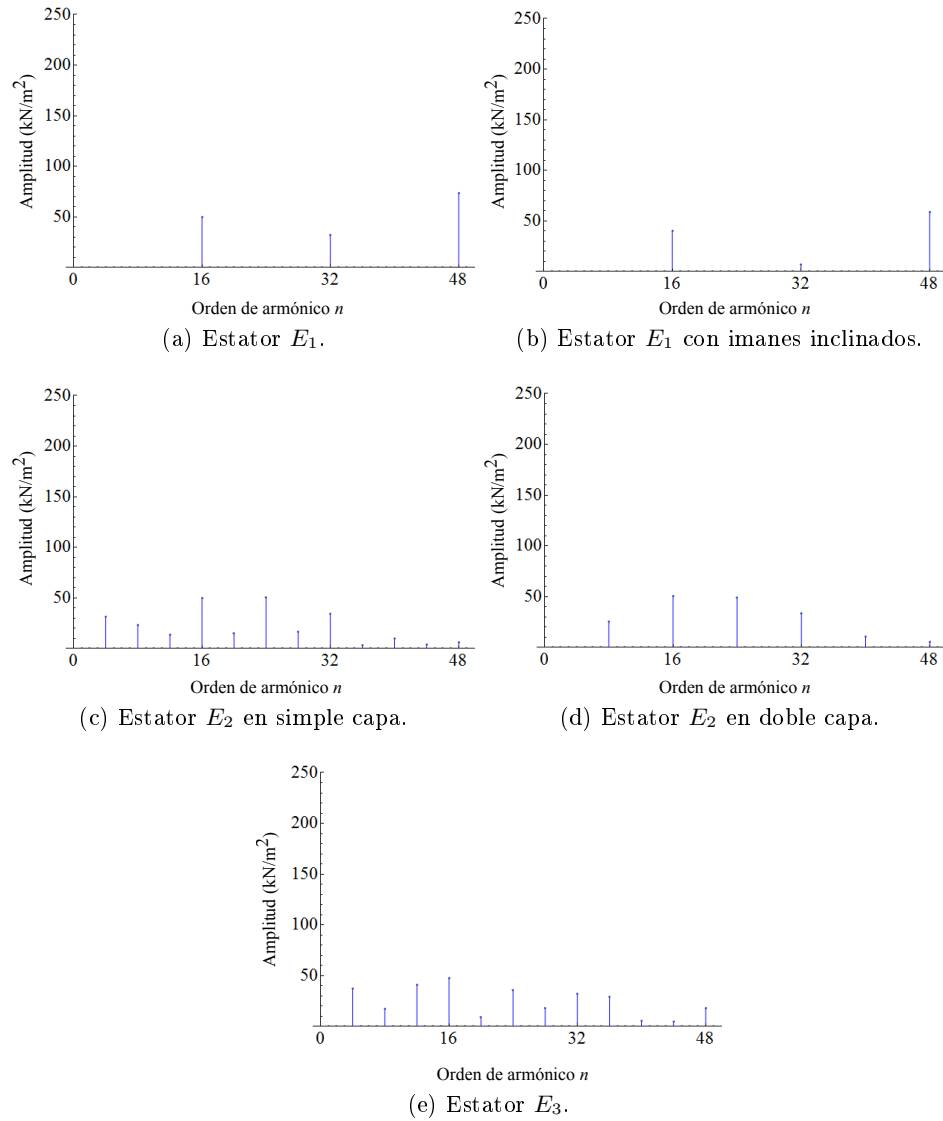


Figura 4.16. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_1 .

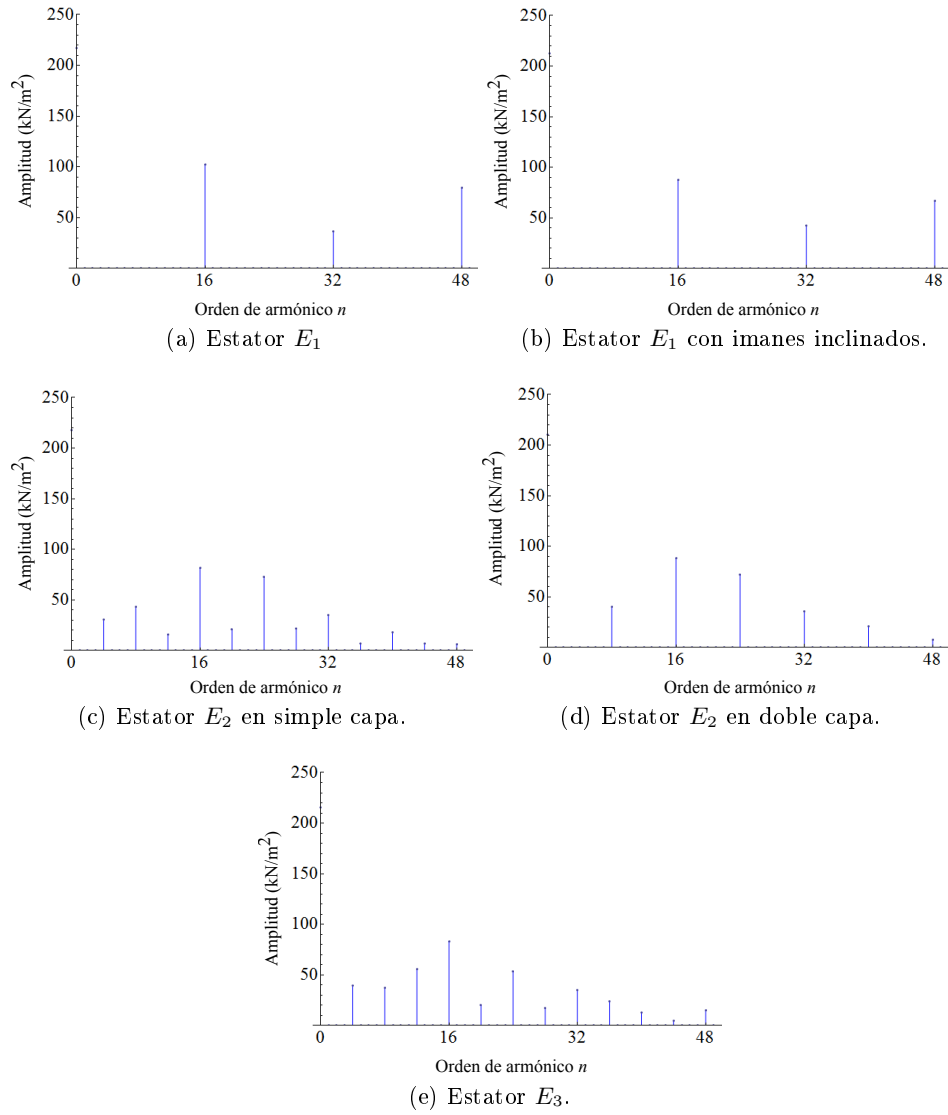


Figura 4.17. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_2 .

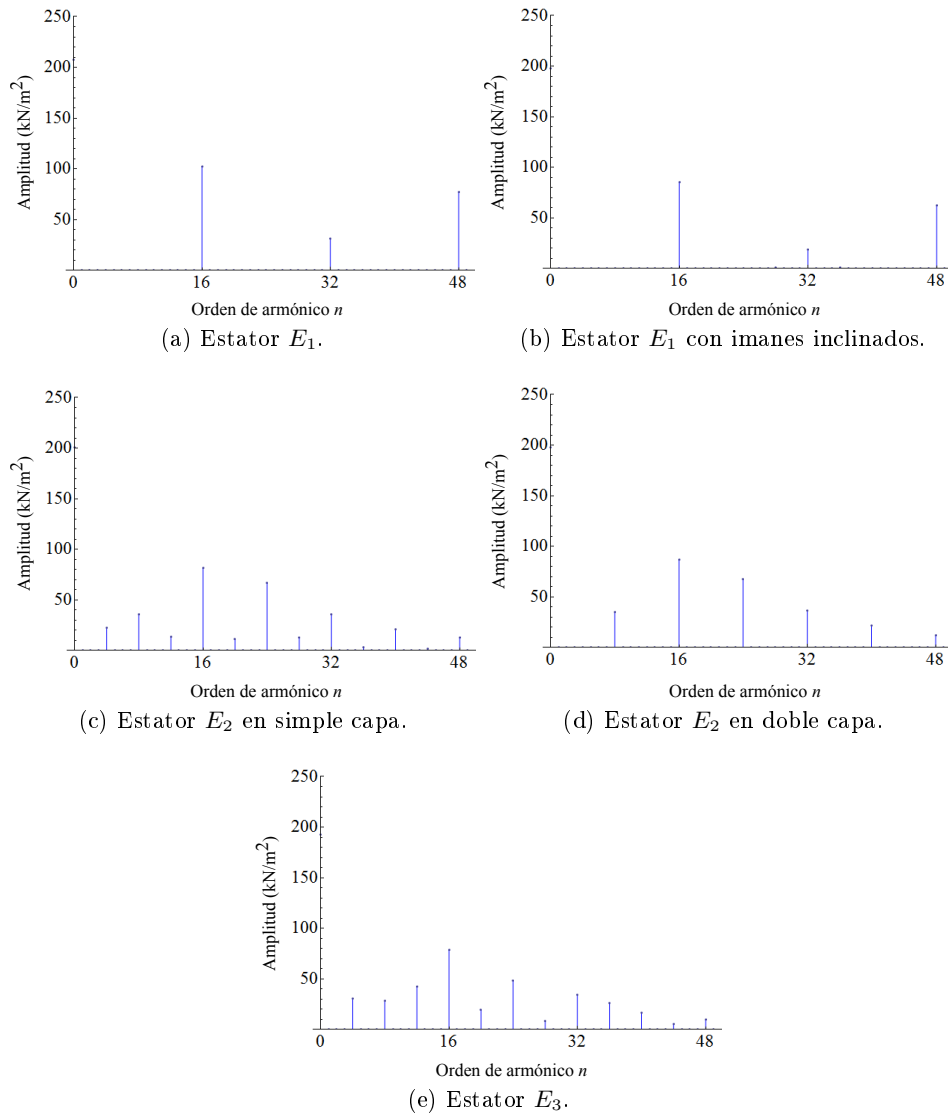


Figura 4.18. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_3 .

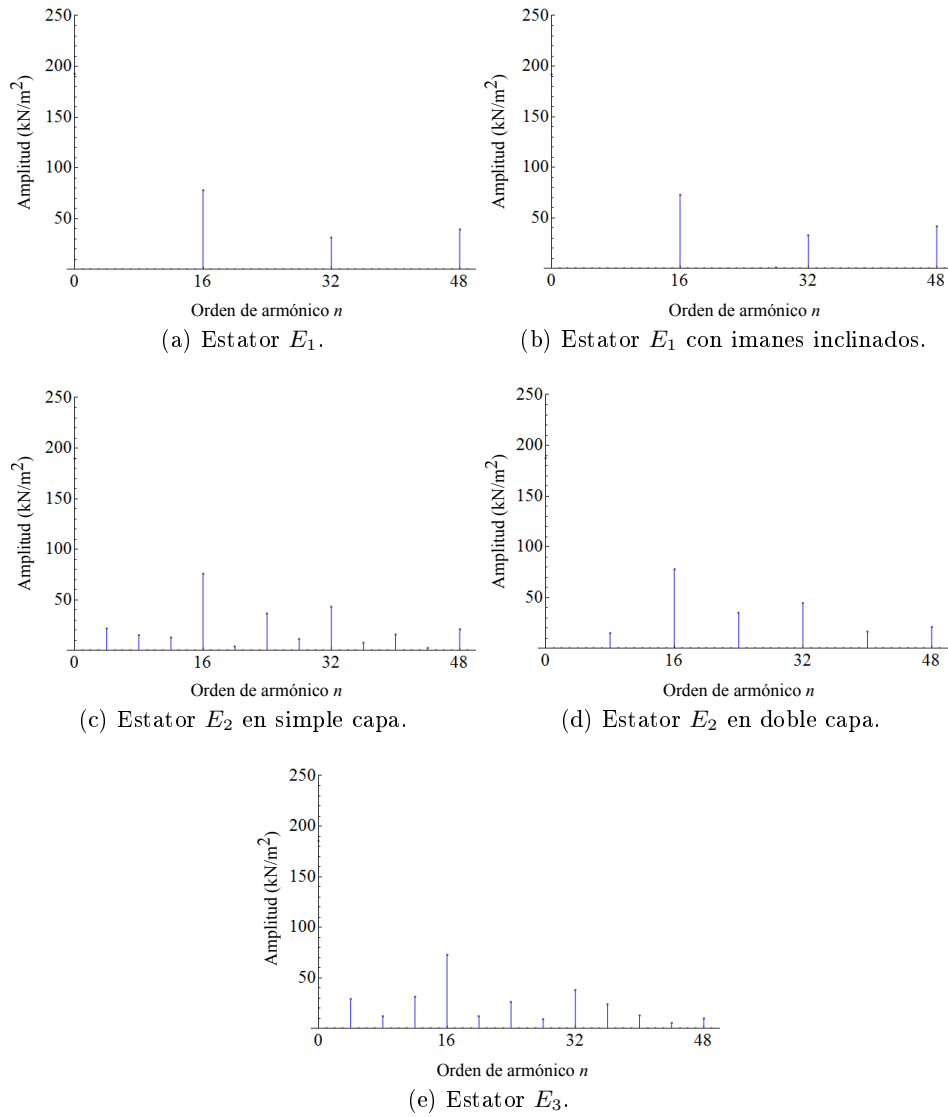


Figura 4.19. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_4 .

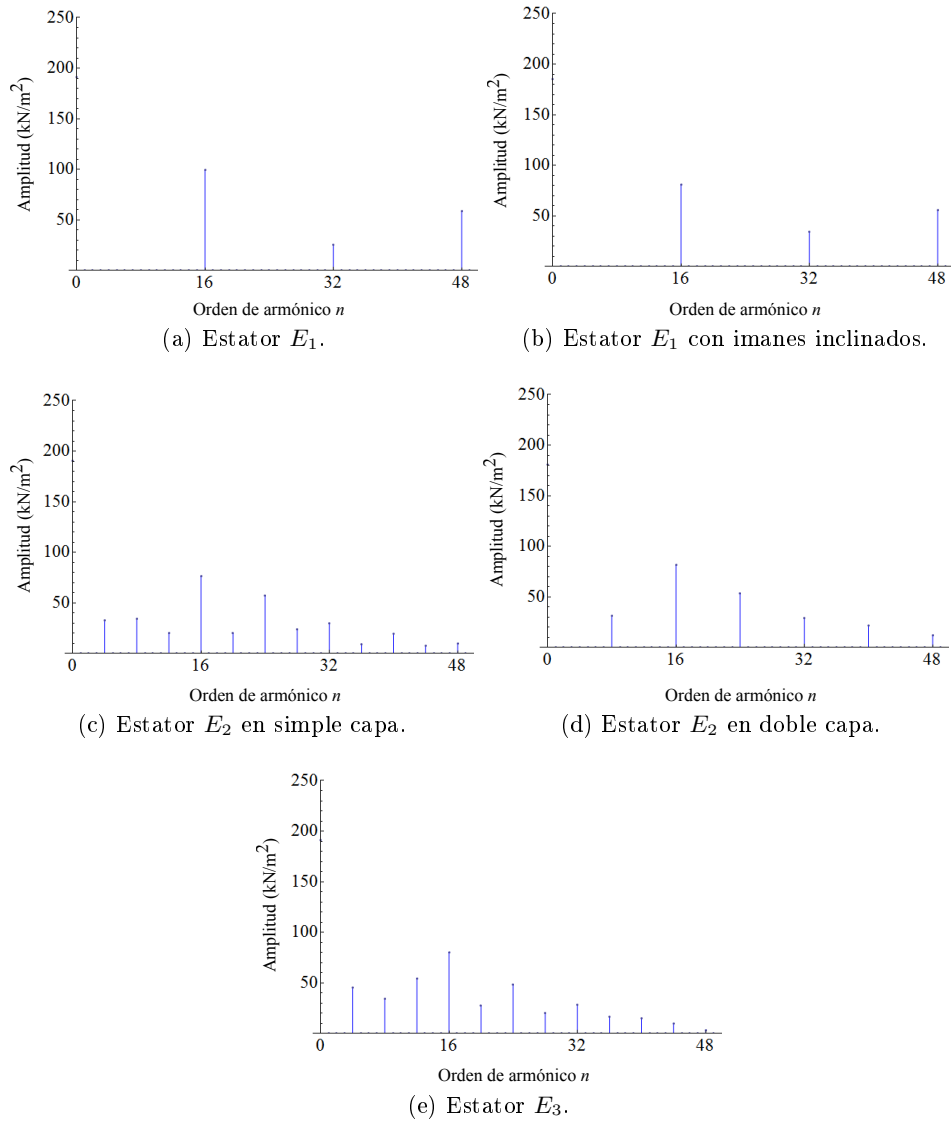


Figura 4.20. Densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas en carga para el rotor R_5 .

En la Tabla 4.11 se presenta la amplitud de los armónicos 4, 8 y 16 para todos los motores analizados.

Tabla 4.11. Amplitud (kN/m^2) de los armónicos espaciales de menor orden en los motores analizados.

Motores	Orden del armónico		
	4	8	16
E_1R_1	0,11	0,08	49,61
$E_12T R_1$	0,03	0,09	40,43
$E_2SC R_1$	31,28	23,39	50,10
$E_2DC R_1$	0,01	25,23	50,54
E_3R_1	37,42	17,13	47,42
E_1R_2	0,01	0,06	102,23
$E_12T R_2$	0,04	0,05	87,87
$E_2SC R_2$	30,55	43,08	81,65
$E_2DC R_2$	0,01	39,83	87,88
E_3R_2	39,43	36,80	83,02
E_1R_3	0,02	0,06	102,23
$E_12T R_3$	0,06	0,04	85,33
$E_2SC R_3$	22,33	35,89	81,52
$E_2DC R_3$	0,01	35,08	86,50
E_3R_3	30,15	28,43	78,86
E_1R_4	0,13	0,06	78,05
$E_12T R_4$	0,19	0,08	72,65
$E_2SC R_4$	21,96	15,08	75,95
$E_2DC R_4$	0,01	15,13	77,84
E_3R_4	29,07	11,96	72,51
E_1R_5	0,01	0,01	99,00
$E_12T R_5$	0,01	0,01	80,69
$E_2SC R_5$	32,87	34,16	76,27
$E_2DC R_5$	0,01	31,05	81,30
E_3R_5	45,58	34,16	80,06

De la información de la densidad espectral de energía se observa que:

- los motores que utilizan el estator E_1 son los que tienen un orden mayor en el armónico significativo de menor orden, es decir, es el que presenta un mayor número de repeticiones en las concentraciones de

fuerza radial. En consecuencia, debe ser el de menor generación de ruido;

- con el estator E_1 la inclinación de los imanes del rotor en dos tramos conlleva una reducción de amplitud del armónico 16. Esta reducción oscila entre el 6,92 % para el rotor R_4 y el 18,5 % con los rotores R_1 y R_5 ;
- tanto el estator E_2 en simple capa como el E_3 presentan en la densidad espectral de energía de la distribución de fuerza radial armónicos de orden 4, 8 y 12. Al reducirse el número de las repeticiones, es de esperar un aumento de la elongación de la vibración del estator, lo que conduce a una mayor producción de ruido;
- en el estator E_2 en simple capa la amplitud del armónico de orden 4 es máxima con el rotor R_5 y mínima con el rotor R_4 , con un descenso del 33,2 %;
- el empleo del devanado de doble capa en el estator E_2 produce la anulación de los armónicos 4 y 12, de modo que las repeticiones de las zonas de concentración de fuerza radial aumentan a 8. Es de esperar que el motor que usa el estator E_2 con devanado de doble capa sea más silencioso que el de simple capa;
- los motores que utilizan el estator E_3 son los que presentan mayor amplitud del armónico 4, siendo máxima con la configuración E_3R_5 (45,58 kN/m²) y mínima con la configuración E_3R_4 (29,07 kN/m²).

Es importante recalcar que no es suficiente una comparación basada en la amplitud de los armónicos espaciales de las distribuciones de fuerzas radiales, ya que la importancia de cada armónico en la generación de ruido depende del orden de éste.

Una comparación cuantitativa de estas magnitudes requiere la elaboración de un índice numérico que nos permita englobar la información del índice de correlación, unido a la densidad espectral de energía. Este índice es el que hemos introducido como correlación transformada.

4.2.3 Índice de correlación transformada

Como indicamos en el apartado 4.1.3, construimos una función para cada distribución de fuerzas radiales, de modo que esta función tenga armónicos

del mismo orden que los de la distribución de fuerzas del diseño de referencia, para que sean comparables entre sí.

Los motores con los mayores valores de amplitud de armónico 16 para la función transformada serán los de mayor desequilibrio y generación de ruido, ya que presentan agrupaciones de mayor amplitud en el armónico de menor orden.

4.2.3.1 Influencia de la inclinación de imanes, geometría del estator y tipo de devanado

La Tabla 4.12 recoge el valor de la amplitud del armónico 16 de las funciones transformadas de todos los motores (salvo para la combinación E_1R_1 , que es la amplitud del armónico 16 de la densidad espectral de la distribución de fuerzas del modelo original sin transformar). Se presentan los valores agrupados por configuración de rotor (con objeto de comparar la influencia del tipo de estator). Se han separado los valores del estator E_1 con los imanes sin y con inclinación en el rotor y del estator E_2 con el devanado en simple y doble capa. En todos los casos se ha tomado como referencia, para calcular los valores porcentuales en cada grupo de motores con el mismo rotor, el valor de armónico 16 que se obtiene con el estator E_1 .

Tabla 4.12. Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Influencia del tipo de estator.

	R_1	%	R_2	%	R_3	%	R_4	%	R_5	%
E_1	49,61	100,0	117,35	100,0	115,87	100,0	78,19	100,0	98,95	100,0
E_12T	32,25	65,0	95,00	81,0	80,25	69,3	58,64	75,0	76,93	77,7
E_2SC	63,42	127,8	109,10	93,0	97,30	84,0	73,88	94,5	92,83	93,8
E_2DC	47,60	96,0	101,80	86,7	96,65	83,4	69,76	89,2	78,67	79,5
E_3	66,80	134,7	114,90	97,9	95,63	82,5	69,52	88,9	108,68	109,8

De los resultados de esta tabla se desprende que:

- con todas las configuraciones de rotor, la menor amplitud del armónico 16 transformado se tiene con el estator E_1 con los imanes inclinados en dos tramos en el rotor. El valor mínimo se tiene con la configuración $E_12T R_1$ ($32,25 \text{ kN/m}^2$) y el máximo con la configuración $E_12T R_2$ ($95,0 \text{ kN/m}^2$);

- inclinar los imanes en el rotor en los motores con el estator E_1 tiene un efecto beneficioso en la reducción del armónico 16 transformado;
- los motores con el estator E_1 sin inclinación de imanes tiene mayores valores del armónico 16 transformado que los diseños con devanado fraccionario sin cruzamiento de cabezas de bobina (E_2 y E_3), excepto con las configuraciones $E_2SC R_1$, E_3R_1 y E_3R_5 ;
- los motores con el estator E_2 con devanado de doble capa presentan una reducción del armónico 16 transformado con respecto al mismo diseño de estator con devanado de simple capa. La diferencia entre doble capa y simple capa es máxima con el rotor R_1 (24,9 %) y mínima con el rotor R_3 (0,67 %);
- los motores con el estator E_3 presentan valores similares de armónico 16 transformado a los motores con el estator E_2 , salvo con la configuración E_3R_5 que tiene un valor muy superior.

4.2.3.2 Influencia de la geometría del rotor

La Tabla 4.13 recoge la amplitud del armónico 16 transformado, agrupando los modelos que tienen el mismo estator y tipo de devanado, diferenciando el caso de estator E_1 con inclinación de los imanes del rotor. En cada grupo, se ha escogido el valor correspondiente al rotor R_1 como referencia para presentar valores porcentuales.

Tabla 4.13. Amplitud (kN/m^2) del armónico 16 para función transformada. Influencia del tipo de rotor.

	E_1	%	E_12T	%	E_2SC	%	E_2DC	%	E_3	%
R_1	49,61	100,0	32,25	100,0	63,42	100,0	47,60	100,0	66,80	100,0
R_2	117,35	236,6	95,00	294,6	109,10	172,0	101,80	213,9	114,90	172,0
R_3	115,87	233,6	80,25	248,8	97,30	153,4	96,65	203,0	95,63	143,2
R_4	78,19	157,6	58,64	181,8	73,88	116,5	69,76	146,6	69,52	104,1
R_5	98,95	199,5	76,93	238,5	92,83	146,4	78,67	165,3	108,68	162,7

Del estudio de esta tabla podemos obtener las siguientes conclusiones:

- los motores con el rotor R_1 en todos los casos presentan los valores más bajos de amplitud armónico 16 transformado, siendo mínima con

la configuración $E_1 2T R_1$ (32,25 kN/m²) y máxima con la $E_3 R_1$ (66,8 kN/m²);

- los motores con el rotor R_2 son los que tienen los valores más altos de armónico 16 transformado, siendo máxima con la configuración $E_1 R_2$ (117,35 kN/m²);
- los motores con el rotor R_4 presentan valores más bajos de amplitud del armónico 16 transformado que con el rotor R_2 o el rotor R_3 ;
- la configuración en matriz de Halbach utilizada en el rotor R_5 no supone ninguna mejora respecto al equilibrio de las fuerzas radiales con relación a los diseño que utilizan el rotor R_4 .

4.2.3.3 Comparación respecto al diseño de referencia $E_1 R_1$

En la Tabla 4.14 se muestran los valores del índice de correlación transformado, en relación al valor obtenido en el diseño de referencia $E_1 R_1$.

Tabla 4.14. Amplitud (kN/m²) del armónico 16 para función transformada. Comparación con $E_1 R_1$.

	E_1	%	$E_1 2T$	%	$E_2 SC$	%	$E_2 DC$	%	E_3	%
R_1	49,61	100,0	32,25	65,0	63,42	127,8	47,60	96,0	66,80	134,7
R_2	117,35	236,6	95,00	191,5	109,10	219,9	101,80	205,2	114,90	231,6
R_3	115,87	233,6	80,25	161,8	97,30	196,1	96,65	194,8	95,63	192,8
R_4	78,19	157,6	58,64	118,2	73,88	148,9	69,76	140,6	69,52	140,1
R_5	98,95	199,5	76,93	155,1	92,83	187,1	78,67	158,6	108,68	219,1

Se observa de los resultados de la tabla que el mejor índice de correlación transformado se obtiene para la configuración $E_1 2T R_1$ y que el peor valor de este índice se obtiene para el motor $E_1 R_2$.

4.2.3.4 Conclusiones del índice de correlación transformada

Los resultados del estudio de este índice resultan coherentes con los realizados cualitativamente de la distribución de fuerzas radiales, resultando similares a los obtenidos del estudio del índice de correlación con una distribución de

fuerzas radial modelo y los del análisis de las densidades espectrales de las distribuciones de fuerzas radiales de todos los motores simulados.

El empleo del índice de correlación transformada permite una mayor seguridad en la comparación cuantitativa del desequilibrio de las fuerzas radiales, ya que todas las distribuciones transformadas tienen el mismo reparto de armónicos espaciales a lo largo del entrehierro, por lo que son totalmente comparables cuantitativamente.

4.3 Conclusiones de las fuerzas radiales

Analizando la distribución de las fuerzas magnéticas radiales en el entrehierro de los distintos diseños, englobando la información de correlación y densidad espectral de las distribuciones de fuerza radial, podemos llegar a las siguientes conclusiones:

- los resultados de las fuerzas con los motores en circuito abierto, si bien presentan una tendencia semejante a los del motor en carga, no resultan concordantes en algunos aspectos, como la semejanza entre los estatores E_2 y E_3 y la reducción del desequilibrio con el rotor R_5 , por tanto se deduce que no es suficiente con realizar un análisis del funcionamiento de los motores en vacío.

Con relación al análisis en carga, se tiene:

- los motores que utilizan el estator E_1 son los que tienen el primer armónico significativo de mayor orden, es decir, es el que presenta un mayor número de repeticiones en las distribución de fuerza magnética radial. Sin embargo, sus valores de índice de correlación son bajos, de lo que se deduce que la distribución de fuerzas es poco uniforme;
- los motores E_1R_2 , E_1R_3 y E_3R_2 son los que tienen mayores índices de correlación transformada;
- en los motores con el estator E_1 se observa una reducción en la amplitud del armónico 16 transformado cuando se inclinan los imanes en el rotor en dos tramos;
- tanto el estator E_2 en simple capa como el E_3 presentan en la densidad espectral de energía de la distribución de fuerza radial armónicos de

orden 4, 8 y 12. El armónico de orden 4 resulta notable en la generación de ruido, ya que es el de orden más bajo de los que aparecen en los motores objeto de estudio;

- el empleo del devanado de doble capa en el estator E_2 produce la anulación de los armónicos 4 y 12, de modo que las repeticiones de las fuerzas radiales aumentan a 8;
- el uso de devanado de doble capa con el estator E_2 produce un descenso en el índice de correlación transformado respecto al E_2 en simple capa. Sin embargo, este descenso no es uniforme, confirmando que el aumento de orden del primer armónico significativo no siempre implica una reducción proporcional del índice de correlación transformado;
- el estator E_3 es el que presenta los mayores valores de amplitud del armónico 4, lo que se confirma mediante el índice correlación transformado, en el que sólo es superado por los valores del estator E_1 .

4.4 Comparación de los distintos motores analizados respecto del par medio, rizado de par e índice de correlación transformado. Conclusiones globales

En la Tabla 4.15, se muestra a modo de comparación el valor del par medio, rizado de par, e índice de correlación transformado de todos los diseños analizados. Los valores de cada uno de los índices se han clasificado de acuerdo a su importancia, asignando el valor 1 al que tiene el mejor valor de ese índice y 25 al peor.

Tabla 4.15. Comparación de los motores analizados respecto par medio, rizado de par e índice de correlación transformado (ICT).

	T_{medio} (N·m/m)		t_r (%)		ICT (kN/m ²)	
	Valor	Clas.	Valor	Clas.	Valor	Clas.
E_1R_1	1436,3	1	51,1	25	49,61	3
E_1R_2	1249,9	6	41,9	24	117,35	25
E_1R_3	1226,4	11	40,0	23	115,87	24
E_1R_4	1272,5	5	21,1	20	78,19	11
E_1R_5	1175,4	16	13,7	14	98,95	19
E_12TR_1	1387,6	3	19,4	19	32,25	1
E_12TR_2	1205,8	14	7,3	5	95,00	15
E_12TR_3	1183,9	15	9,0	7	80,25	13
E_12TR_4	1228,1	10	14,5	15	58,64	4
E_12TR_5	1135,7	18	12,1	13	76,93	10
E_2SCR_1	1221,4	12	23,4	21	63,42	5
E_2SCR_2	1101,0	20	9,6	8	109,10	22
E_2SCR_3	1066,9	23	6,7	4	97,30	18
E_2SCR_4	1082,6	22	17,5	16	73,88	9
E_2SCR_5	1026,3	25	7,4	6	92,83	14
E_2DCR_1	1243,3	7	27,5	22	47,60	2
E_2DCR_2	1137,0	17	11,2	12	101,80	20
E_2DCR_3	1111,7	19	10,6	10	96,65	17
E_2DCR_4	1099,5	21	17,6	17	69,76	8
E_2DCR_5	1064,0	24	6,5	3	78,67	12
E_3R_1	1415,7	2	17,9	18	66,80	6
E_3R_2	1297,1	4	10,6	11	114,90	23
E_3R_3	1237,1	8	5,9	2	95,63	16
E_3R_4	1232,5	9	2,5	1	69,52	7
E_3R_5	1215,7	13	10,1	9	108,68	21

Añadiendo a las conclusiones de las fuerzas radiales de los distintos diseños analizados, el par electromagnético y rizado del par, globalmente, se concluye:

- el empleo del estator E_1 con los imanes en el rotor sin inclinación (con devanado con solapamiento de cabezas de bobina de paso entero con $q = 1$), produce un alto par electromagnético con un elevado rizado. Como ventaja, existe un número alto de repeticiones de la fuerza magnética radial (16 igual al número de polos), pero los índices de

correlación, salvo el E_1R_1 , indican importantes desequilibrios en las fuerzas radiales;

- la solución de la inclinación de los imanes del rotor en dos tramos reduce el rizado considerablemente, con una pequeña pérdida de par, manteniéndose el número de repeticiones de las fuerzas magnéticas radiales y aumentando la homogeneidad de la distribución de las fuerzas, como se puede observar en la reducción del armónico 16 y la disminución del índice de correlación transformado;
- con el empleo de devanados concentrados sin cruzamiento de cabezas de bobina también se logra una reducción del rizado del par, pero el número de repeticiones de las fuerzas radiales se ve reducido. Los índices de correlación transformados indican, sin embargo, que el desequilibrio de las fuerzas radiales no es mucho más alto que con el estator E_1 ;
- en el caso de una geometría del estator con dientes iguales (E_2), el uso del devanado en doble capa consigue el aumento del par medio y reduce el desequilibrado de las fuerzas radiales, ya que presenta un número de repeticiones de las fuerzas radiales mayor. Se observa una importante reducción del armónico 16 transformado con respecto al mismo diseño de estator con simple capa, de relevancia muy dependiente del tipo de rotor utilizado. La diferencia entre doble capa y simple capa es máxima con el rotor R_1 y mínima con el rotor R_3 ;
- en los devanados en simple capa, utilizando una geometría del estator con dientes desiguales se puede lograr un aprovechamiento óptimo, obteniéndose valores de par medio elevados con factores de rizado bajos. Sin embargo, el número de repeticiones de las fuerzas magnéticas radiales se reduce a cuatro y los valores de índice de correlación transformado son altos (salvo con los rotores R_1 y R_4), lo que indica un alto desequilibrio de las fuerzas radiales;
- respecto a las configuraciones de rotor analizadas, de acuerdo con los resultados obtenidos de par electromagnético y rizado de par podemos indicar que los rotores R_2 y R_3 (ambos con imanes rectos de sección rectangular) son los más adecuadas. Sin embargo, en cuanto al equilibrado de fuerzas radiales, el rotor R_4 resulta más ventajoso.

De todos los diseños analizados, las mejores soluciones para cada estator son:

- Con el estator E_1 (devanado con cruzamiento de cabezas de bobina de paso entero) y el rotor inclinado en dos tramos:

- El diseño $E_1 2T R_4$. Los valores obtenidos en este diseño son: $T_{medio} = 1228,1$ (N·m/m), $t_r = 14,5\%$, $t_{cog} = 10,1\%$ y 16 repeticiones de las fuerzas magnéticas radiales, con un armónico 16 transformado de $58,64$ kN/m². Este motor tiene un buen comportamiento respecto del par e índice de correlación transformado, pero tiene un factor de rizado muy alto.
- El diseño $E_1 2T R_1$ tiene un mejor comportamiento respecto del par e índice de correlación transformado que el $E_1 2T R_4$ pero se ha descartado por coste y proceso de fabricación.
- Con el estator E_2 y devanado en simple capa (sin cruzamiento de cabezas de bobina):
 - El diseño $E_2 SC R_4$, con los resultados siguientes: $T_{medio} = 1082,6$ (N·m/m), $t_r = 17,5\%$, $t_{cog} = 9,2\%$ y 4 repeticiones de las fuerzas magnéticas radiales, con un armónico 16 transformado de $73,88$ kN/m². Este motor tiene un par medio bajo y un índice de rizado de par alto.
- Con el estator E_2 y devanado en doble capa (sin cruzamiento de cabezas de bobina):
 - El diseño $E_2 DC R_4$, con los resultados siguientes: $T_{medio} = 1099,5$ (N·m/m), $t_r = 17,6\%$, $t_{cog} = 9,1\%$ y 8 repeticiones de las fuerzas magnéticas radiales, con un armónico 16 transformado de $69,76$ kN/m². Este motor tiene un par medio bajo y un índice de rizado de par alto.
- Con el estator E_3 (dientes de distinto ancho y sin cruzamiento de cabezas de bobina):
 - El diseño $E_3 R_4$, con los valores: $T_{medio} = 1232,5$ (N·m/m), $t_r = 2,5\%$, $t_{cog} = 4,0\%$ y 4 repeticiones de las fuerzas magnéticas radiales, con un armónico 16 transformado de $69,52$ kN/m². Este motor es el que presenta la mejor combinación de características, entre los siete primeros en todas los parámetros estudiados; el primero en índice de rizado de par y, descartando los motores con rotor R_1 , el sexto en par medio y el segundo en índice de correlación transformado.

Teniendo en cuenta que no hay ningún diseño que cumpla con todos los requisitos planteados como convenientes en general (par medio elevado, bajo factor de rizado, máximo equilibrado de las radiales y reducido costo de fabricación), la elección del diseño más adecuado requiere un compromiso entre los requisitos planteados, a decidir en función de la aplicación, ambiente de funcionamiento del MSIP y coste de fabricación.

Capítulo 5

CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

En este capítulo se recogen las aportaciones y conclusiones generales de la presente tesis doctoral, así como futuras líneas de investigación propuestas.

5.1 Aportaciones

Las principales aportaciones están relacionadas con la estimación del ruido magnético en MSIP, siendo:

- aplicación novedosa de la teoría de la señal al diseño de MSIP, mediante el empleo del índice de correlación para el estudio del desequilibrio de las fuerzas magnéticas radiales;
- estudio de la densidad espectral de energía de la distribución de fuerzas magnéticas en el entrehierro para desarrollar el análisis armónico espacial;
- propuesta de un nuevo método e índice de correlación transformado que permite comparar distribuciones de fuerzas radiales con armónicos espaciales de distinto orden. El empleo de dicho índice permite una mayor seguridad en la comparación del desequilibrio de las fuerzas radiales, ya que las distribuciones transformadas tienen el mismo reparto de armónicos espaciales, siendo comparables cuantitativamente;
- en conjunto, se presenta una metodología que permite cuantificar, durante la fase de diseño, mediante coeficientes sencillos la previsión de

ruido generado en carga; lo que permite realizar un análisis integral de las prestaciones del motor (ruido, rizado y par medio).

5.2 Futuras líneas de investigación

Considerando los resultados obtenidos en esta tesis doctoral existen varias líneas interesantes para proseguir esta investigación:

- Estudio de vibraciones y ruido magnético.

En esta tesis se ha realizado un análisis del ruido a partir de los valores de la fuerza magnética radial, a lo largo del entrehierro, para una posición del rotor y un solo instante de tiempo. De este modo es posible identificar el modo de vibración del estator, observando el orden de los armónicos espaciales de la fuerza radial. Es importante profundizar en la importancia de cada modo de vibración, ya que la amplitud de la vibración y por tanto, el volumen de ruido producido, dependen del orden de cada modo de vibración. Un índice de correlación transformado que pondere la amplitud de cada armónico temporal, en función de su número de orden, podría ser más preciso en la predicción del ruido que se generará en funcionamiento.

- Análisis en función del tiempo.

Los valores de la fuerza magnética radial calculados para diferentes posiciones del rotor, en vez de para todo el entrehierro con una sola posición del rotor, nos permitirían valorar la evolución de la fuerza magnética en un solo punto del estator a lo largo del tiempo, asignando a cada intervalo angular entre las diferentes posiciones en el rotor un intervalo temporal correspondiente a la velocidad de sincronismo. De este modo es posible estudiar, para cada modo de vibración del estator, cuál es la velocidad de rotación del MSIP que excita el mecanismo de resonancia mecánica y qué frecuencias son las que aparecen en el ruido generado por el motor en funcionamiento.

- Optimizar el diseño.

Una vez decidida la configuración del estator y del rotor, manteniéndose fijas las dimensiones principales de la máquina y las condiciones de carga, empleando el método descrito para el estudio del comportamiento electromagnético de la máquina, con el objetivo optimizar el diseño se propone analizar:

-
- La influencia de la geometría de las ranuras. Se sabe que en el caso del empleo de devanados sin cruzamiento de cabezas y sobre todo en el caso de devanados en doble capa, puede resultar ventajoso emplear ranuras abiertas. Sería interesante llevar a cabo un estudio de detalle y analizar la influencia de la geometría de las ranuras del estator en el comportamiento electromagnético del motor.
 - La influencia del desplazamiento de los imanes. Se trata de un método utilizado para reducir el par de cogging, y con ello, la variación del par electromagnético que conlleva una mayor efectividad. Este método supone una alternativa de fabricación más sencilla que la inclinación de los imanes, pero está por estudiar su influencia en la aparición de armónicos espaciales de orden bajo en las fuerzas magnéticas radiales.

Bibliografía

- [1] T. J. E. Miller, *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motors Drives*. Oxford University Press, 1993.
- [2] J. R. Hendershot y T. J. E. Miller, *Design of brushless permanent-magnet motors*. Oxford University Press, 1994.
- [3] J. F. Gieras, *Permanent magnet motor technology: design and applications*. CRC press, 2010.
- [4] Kone <http://www.kone.com/en/>.
- [5] Otis <http://www.otis.com>.
- [6] ThyssenKrupp Elevadores <http://www.thyssenkruppelevadores.es/>.
- [7] Schindler <http://www.schindler.com/es/internet/es/home.html>.
- [8] Z. Q. Zhu y D. Howe, "Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 15, no. 4, pp. 407–412, 2000.
- [9] R. Lateb, N. Takorabet, y F. Meibody-Tabar, "Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 42, no. 3, pp. 442–445, 2006.
- [10] L. Wu, W. Jin, J. Ni, y J. Ying, "A cogging torque reduction method for surface mounted permanent magnet motor," en *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2007)*, pp. 769–773, 2007.
- [11] D. E. Cameron, J. H. Lang, y S. D. Umans, "The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable-reluctance motors," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1250–1255, 1992.

-
- [12] M. R. Islam, *Cogging torque, torque ripple and radial force analysis of permanent magnet synchronous machines*. Tesis doctoral, The University of Akron, 2009.
- [13] W. Qian, S. K. Panda, y J. X. Xu, "Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 272–279, 2004.
- [14] J. T. Chen y Z. Q. Zhu, "Winding configurations and optimal stator and rotor pole combination of flux-switching PM brushless AC machines," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 293–302, 2012.
- [15] S. H. Han, T. Jahns, W. L. Soong, M. K. Guven, y M. S. Illindala, "Torque ripple reduction in interior permanent magnet synchronous machines using stators with odd number of slots per pole pair," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 118–127, 2010.
- [16] J. A. Güemes, A. Iraolagoitia, J. Del Hoyo, y P. Fernández, "Torque analysis in permanent-magnet synchronous motors: a comparative study," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 26, no. 1, pp. 55–63, 2011.
- [17] S. Lee, Y. J. Kim, y S. Y. Jung, "Numerical investigation on torque harmonics reduction of interior PM synchronous motor with concentrated winding," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 48, no. 2, pp. 927–930, 2012.
- [18] K. Atallah, J. Wang, y D. Howe, "Torque-ripple minimization in modular permanent magnet brushless machines," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1689–1695, 2008.
- [19] R. Islam, I. Husain, A. Fardoun, y K. McLaughlin, "Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 45, no. 1, pp. 152–160, 2009.
- [20] W. Q. Chu y Z. Q. Zhu, "Investigation of torque ripples in permanent magnet synchronous machines with skewing," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 49, no. 3, pp. 1211–1220, 2013.
- [21] J. Chen, Z. Zhu, y D. Howe, "Stator and rotor pole combinations for multitooth flux-switching permanent-magnet brushless AC machines," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 44, no. 12, pp. 4659–4667, 2008.

-
- [22] S. M. Jang, H. I. Park, J. Y. Choi, K. J. Ko, y S. H. Lee, “Magnet pole shape design of permanent magnet machine for minimization of torque ripple based on electromagnetic field theory,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 3586–3589, 2011.
- [23] Y. Yang, X. Wang, R. Zhang, T. Ding, y R. Tang, “The optimization of pole arc coefficient to reduce cogging torque in surface-mounted permanent magnet motors,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 1135–1138, 2006.
- [24] A. Wang, D. Ma, y S. Shu, “Influence of magnet pole shifting on cogging torque for PMSM application,” en *17th IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2014)*, pp. 495–499, 2014.
- [25] P. Mattavelli, L. Tubiana, y M. Zigliotto, “Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1423–1431, 2005.
- [26] X. Xiao y C. Chen, “Reduction of torque ripple due to demagnetization in PMSM using current compensation,” *IEEE Trans. Applied Superconductivity*, vol. 20, no. 3, pp. 1068–1071, 2010.
- [27] P. Zhang, G. Y. Sizov, y N. A. O. Demerdash, “Comparison of torque ripple minimization control techniques in surface-mounted permanent magnet synchronous machines,” en *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2011)*, pp. 188–193, 2011.
- [28] J. Beerten, J. Verwecken, y J. Driesen, “Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 404–412, 2010.
- [29] P. Fernández, J. A. Güemes, y A. Iraolagoitia, “Effect of direct torque control methods on torque ripple in a PMSM,” en *13th Spanish-Portuguese Conference on Electrical Engineering (XIII CHLIE)*, 2013.
- [30] W. Fei y P. Luk, “A new technique of cogging torque suppression in direct-drive permanent-magnet brushless machines,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1332–1340, 2010.
- [31] D. G. Dorrell y M. Popescu, “Odd stator slot numbers in brushless dc machines—An aid to cogging torque reduction,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 3012–3015, 2011.

- [32] D. Wang, X. Wang, D. Qiao, Y. Pei, y S. Y. Jung, "Reducing cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors by nonuniformly distributed teeth method," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 47, no. 9, pp. 2231–2239, 2011.
- [33] P. Salminen, F. Libert, J. Pyrhönen, y J. Soulard, "Torque ripple of permanent magnet machines with concentrated windings," en *XII International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2005)*, Baiona, 2005.
- [34] J. A. Güemes, A. Iraolagoitia, P. Fernández, y M. Pérez Donsión, "Influence of the fractional-slot concentrated windings on torque and radial magnetic forces in PMSM," en *12th Portuguese-Spanish Conference on Electrical Engineering (XIICLEEE)*, 2011.
- [35] P. Salminen, *Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Motor for Low Speed Applications*. Tesis doctoral, Acta Universitatis Lappeenrantaensis 198, Lappeenranta, 2004.
- [36] F. Meier, *Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications*. Tesis doctoral, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2008.
- [37] A. M. El-Refaie y M. R. Shah, "Comparison of induction machine performance with distributed and fractional-slot concentrated windings," en *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 08)*, pp. 1–8, 2008.
- [38] I. Gomez, G. Almandoz, J. Poza, G. Ugalde, y A. J. Escalada, "Analytical model to calculate radial forces in permanent-magnet synchronous machines," en *International Conference on Electrical Machines (ICEM 2014)*, pp. 2681–2687, Sept 2014.
- [39] D. Torregrossa, A. Khoobroo, y B. Fahimi, "Prediction of acoustic noise and torque pulsation in PM synchronous machines with static eccentricity and partial demagnetization using field reconstruction method," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 934–944, 2012.
- [40] Z. Q. Zhu, D. Ishak, D. Howe, y J. Chen, "Unbalanced magnetic forces in permanent-magnet brushless machines with diametrically asymmetric phase windings," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 43, no. 6, pp. 1544–1553, 2007.

-
- [41] Z. Q. Zhu, Z. P. Xia, L. J. Wu, y G. W. Jewell, “Analytical modeling and finite-element computation of radial vibration force in fractional-slot permanent-magnet brushless machines,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 46, no. 5, pp. 1908–1918, 2010.
- [42] Z. Q. Zhu, M. Mohd Jamil, y L. Wu, “Influence of slot and pole number combinations on unbalanced magnetic force in PM machines with diametrically asymmetric windings,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 49, no. 1, pp. 19–30, 2013.
- [43] A. Iraolagoitia, *Influencia de la geometría del rotor en el comportamiento electromagnético de motores síncronos de imanes permanentes con devanados concentrados, para aplicaciones de baja velocidad*. Tesis doctoral, Dpto. de Ingeniería Eléctrica. Universidad del País Vasco/Euskal Herriko Unibertsitatea, 2014.
- [44] R. Krishnan, *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press, 2010.
- [45] P. Anpalaham, *Design of transverse flux machines using analytical calculations and finite element analysis*. Tesis doctoral, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2001.
- [46] H. Jussila, *Concentrated winding multiphase permanent magnet machine design and electromagnetic properties-case axial flux machine*. Tesis doctoral, Acta Universitatis Lappeenrantaensis 374, Lappeenranta, Finlandia, 2009.
- [47] W. Fei, *Permanent Magnet Synchronous Machines with Fractional Slot and Concentrated Winding Configurations*. Tesis doctoral, Cranfield University. Department of Engineering and Applied Science. Power and Drive Systems Group, 2011.
- [48] M. Gartner, P. Seibold, y N. Parspour, “Laminated circumferential transverse flux machines - lamination concept and applicability to electrical vehicles,” en *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2011)*, pp. 831–837, 2011.
- [49] L. Kaiyuan, P. O. Rasmussen, y E. Ritchie, “Design considerations of permanent magnet transverse flux machines,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 2804–2807, 2011.

- [50] E. Padurariu, L. E. Somesan, L. Szabo, *et al.*, “Large power permanent magnet transverse flux motor, steady-state and dynamic behavior,” en *IEEE ELEKTRO 2012*, pp. 221–224, 2012.
- [51] A. Cavagnino, M. Lazzari, F. Profumo, y A. Tenconi, “A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1517–1524, 2002.
- [52] J. C. Fernández, *Electromagnetismo*. Departamento de Física, Facultad de Ingeniería, Universidad de Buenos Aires, 2004.
- [53] J. Sanz Feito, *Máquinas Eléctricas*. Prentice Hall, 2004.
- [54] P. Campbell, *Permanent magnet materials and their application*. Cambridge University Press, 1994.
- [55] Xiameng Dexing Magnet <http://www.magneticalloy.com/image/sintered-NdFeB-magnet5-3b.jpg>.
- [56] M. V. Cistelean, M. Popescu, y M. Popescu, “Study of the number of slots/pole combinations for low speed permanent magnet synchronous generators,” en *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2007)*, vol. 2, pp. 1616–1620, 2007.
- [57] P. Salminen, M. Niemela, J. Pyrhönen, y J. Mantere, “High-torque low-torque-ripple fractional-slot PM-motors,” en *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 144–148, 2005.
- [58] Z. Q. Zhu, “Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems,” en *International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER 09)*, 2009.
- [59] F. Magnussen y H. Lendenmann, “Parasitic effects in PM machines with concentrated windings,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 43, no. 5, pp. 1223–1232, 2007.
- [60] D. G. Dorrell, M. Popescu, y D. M. Ionel, “Unbalanced magnetic pull due to asymmetry and low-level static rotor eccentricity in fractional-slot brushless permanent-magnet motors with surface-magnet and consequent-pole rotors,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 46, no. 7, pp. 2675–2685, 2010.

- [61] J. Cros y P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, pp. 248–253, 2002.
- [62] F. Libert y J. Soulard, "Design study of a direct-driven surface-mounted permanent magnet motor for low-speed applications," en *Electromotion 2003*, vol. 1, Marrakesh, 2003.
- [63] S. Senol y O. Ustun, "Design, analysis and implementation of a subfractional slot concentrated winding BLDCM with unequal tooth widths," en *37th IEEE Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON 2011)*, pp. 1807–1812, 2011.
- [64] L. Dosiek y P. Pillay, "Cogging torque reduction in permanent magnet machines," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 43, pp. 1656–1571, 2007.
- [65] N. Bianchi y S. Bolognani, "Reducing torque ripple in PM synchronous motors by pole-shifting," en *International conference on electrical machines ICEM 2000*, pp. 1222–1226, 2000.
- [66] Y. S. Chen, Z. Q. Zhu, y D. Howe, "Vibration of PM brushless machines having a fractional number of slots per pole," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 3395–3397, 2006.
- [67] M. Islam, R. Islam, y T. Sebastian, "Noise and vibration characteristics of permanent magnet synchronous motors using electromagnetic and structural analyses," en *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2011)*, pp. 3399–3405, 2011.
- [68] H. Yang y Y. Chen, "Influence of radial force harmonics with low mode number on electromagnetic vibration of PMSM," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 29, pp. 38–45, 2014.
- [69] S. Huang, M. Aydin, y T. A. Lipo, "Electromagnetic vibration and noise assessment for surface mounted PM machines," en *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 3, pp. 1417–1426, 2001.
- [70] Z. Q. Zhu y D. Howe, "Electromagnetic noise radiated by brushless permanent magnet DC drives," en *6th IET International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 606–611, 1993.

- [71] A. J. Ellison y S. J. Yang, “Natural frequencies of stators of small electric machines,” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 118, no. 1, pp. 185–190, 1971.
- [72] J. F. Gieras, C. Wang, J. C. Lai, y N. Ertugrul, “Analytical prediction of noise of magnetic origin produced by permanent magnet brushless motors,” en *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2007)*, vol. 1, pp. 148–152, 2007.
- [73] Z. Q. Zhu, “Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems,” *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 30, no. 1, pp. 9–31, 2011.
- [74] A. Ellison y C. Moore, “Acoustic noise and vibration of rotating electric machines,” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 115, no. 11, pp. 1633–1640, 1968.
- [75] “IEEE test procedure for airborne sound measurements on rotating electric machinery. IEEE Std 85-1973,” 1980.
- [76] T. Kenjō y S. Nagamori, *Permanent-magnet and brushless DC motors*, vol. 18. Oxford University Press, USA, 1985.
- [77] M. Pérez Donsión y M. A. Fernández Ferro, *Motores sincronicos de imanes permanentes*. Universidade de Santiago de Compostela, 1990.
- [78] J. F. Gieras, *Permanent magnet motor technology: design and applications*. CRC press, 2002.
- [79] J. F. Gieras, C. Wang, y J. C. Lai, *Noise of polyphase electric motors*. CRC press, 2005.
- [80] Y. Asano, Y. Honda, H. Murakami, Y. Takeda, y S. Morimoto, “Novel noise improvement technique for a PMSM with concentrated winding,” en *IEEE Power Conversion Conference (PCC 2002)*, vol. 2, pp. 460–465, Osaka, 2002.
- [81] F. Magnussen, *On design and analysis of synchronous permanent magnet machines for field-weakening operation in hybrid electric vehicles*. Tesis doctoral, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2004.

- [82] F. Magnussen, P. Thelin, y C. Sadarangani, “Performance evaluation of permanent magnet synchronous machines with concentrated and distributed windings including the effect of field-weakening,” en *2nd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004)*, vol. 2, pp. 679–685, 2004.
- [83] F. Magnussen, D. Sveccharenko, P. Thelin, y C. Sadarangani, “Analysis of a PM machine with concentrated fractional pitch windings,” en *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE)*, Trondheim, 2004.
- [84] W. Zhu, B. Fahimi, y S. Pekarek, “Optimal excitation of permanent magnet synchronous machines via direct computation of electromagnetic force components,” en *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 918–925, 2005.
- [85] N. Bianchi, S. Bolognani, M. D. Pr e, y G. Grezzani, “Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 997–1006, 2006.
- [86] J. Wang, Z. P. Xia, D. Howe, y S. A. Long, “Vibration characteristics of modular permanent magnet brushless AC machines,” en *41st IEEE Industry Applications Conference (IAS 2006)*, vol. 3, pp. 1501–1506, 2006.
- [87] S. Yu y R. Tang, “Electromagnetic and mechanical characterizations of noise and vibration in permanent magnet synchronous machines,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 1335–1338, 2006.
- [88] S. Morimoto, “Trend of permanent magnet synchronous machines,” *IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering*, vol. 2, no. 2, pp. 101–108, 2007.
- [89] G. Almandoz, J. Poza, M. Rodriguez, y A. González, “Analytic model of a PMSM considering spatial harmonics,” en *IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2008)*, pp. 603–608, 2008.
- [90] N. Bianchi, S. Bolognani, y M. D. Pr e, “Magnetic loading of fractional-slot three-phase PM motors with nonoverlapped coils,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 44, no. 5, pp. 1513–1521, 2008.

- [91] Z. Q. Zhu, Z. P. Xia, L. J. Wu, y G. W. Jewell, "Influence of slot and pole number combination on radial force and vibration modes in fractional slot PM brushless machines having single-and double-layer windings," en *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2009)*, pp. 3443–3450, 2009.
- [92] R. Islam y I. Husain, "Analytical model for predicting noise and vibration in permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2346–2354, 2010.
- [93] Z. P. Xia, Z. Q. Zhu, L. J. Wu, y G. W. Jewell, "Comparison of radial vibration forces in 10-pole/12-slot fractional slot surface-mounted and interior PM brushless AC machines," en *XIX IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010)*, pp. 1–6, 2010.
- [94] A. M. El-Refaie, "Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, 2010.
- [95] T. Sun, J. M. Kim, G. H. Lee, J. P. Hong, y M. R. Choi, "Effect of pole and slot combination on noise and vibration in permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 47, no. 5, pp. 1038–1041, 2011.
- [96] N. Bracikowski, M. Fakam, M. Hecquet, P. Brochet, y V. Lanfranchi, "Characterisation of radial vibration force and electromagnetic noise behaviour of a PWM-fed permanent magnet synchronous machine," en *XXth IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM 2012)*, pp. 2936–2942, 2012.
- [97] J. Krotsch y B. Piepenbreier, "Radial forces in external rotor permanent magnet synchronous motors with non-overlapping windings," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2267–2276, 2012.
- [98] Y. Shen, *Novel permanent magnet brushless machines having segmented Halbach array*. Tesis doctoral, Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Sheffield, 2012.
- [99] Y. Shen, G. Y. Liu, Z. P. Xia, y Z. Q. Zhu, "Determination of maximum electromagnetic torque in PM brushless machines having two-segment Halbach array," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 718–729, 2014.

- [100] H. Y. Du, L. Hao, y H. Lin, “Modeling and analysis of electromagnetic vibrations in fractional slot PM machines for electric propulsion,” en *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2013)*, pp. 5077–5084, 2013.
- [101] M. Huo, S. Wang, J. Xiu, y S. Cao, “Effect of magnet/slot combination on triple-frequency magnetic force and vibration of permanent magnet motors,” *Journal of Sound and Vibration*, vol. 332, no. 22, pp. 5965–5980, 2013.
- [102] J. Wang, V. I. Patel, y W. Wang, “Fractional-slot permanent magnet brushless machines with low space harmonic contents,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 50, no. 1, pp. 1–9, 2014.
- [103] B. Wu, Y. Li, D. Zhu, y Y. Qin, “Optimal design of a high power density PM motor with discrete Halbach array and concentrated windings,” en *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2011)*, 2011.
- [104] Ziehl-Abegg <http://www.ziehl-abegg.com/ww/drives.html>.
- [105] LANCOR Elevación Síncronos <http://www.lancor.es>.
- [106] PERMAGSA <http://www.permagsa.com>.
- [107] C. Rojas, M. G. Melero, M. F. Cabanas, J. M. Cano, G. A. Orcajo, y S. Zamora, “El proceso de mallado del entrehierro de la máquina asíncrona en modelos de elementos finitos y su influencia en la estimación exacta de la inducción y par electromagnético,” en *XII Reunión de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica*, Córdoba, 2002.
- [108] R. E. Walpole, R. H. Myers, y S. L. Myers, *Probabilidad y estadística para ingenieros*. Pearson Educación, 1999.
- [109] D. D. Wackerly, W. Mendenhall, y R. L. Scheaffer, *Estadística matemática con aplicaciones*. Thomson, 2002.
- [110] R. V. Hogg, J. McKean, y A. T. Craig, *Introduction to mathematical statistics*. Pearson Education, 2005.
- [111] J. G. Proakis, D. G. Manolakis, V. S. Del Rio, y J. L. A. Castro, *Tratamiento digital de señales*, vol. 3. Prentice Hall Madrid, 1998.
- [112] C. W. Therrien, *Discrete random signals and statistical signal processing*. Prentice Hall PTR, 1992.