

# Conversion of Three-phase Commercial Machines into Six-phase Machines for Didactic and Research Purposes

G. R. Catuogno, *Member, IEEE* and G. O. Garcia, *Senior Member, IEEE*.

**Abstract**— Generally poly-phase machines are called those with more than three phases ( $> 3\text{ph}$ ), these have acquired importance in recent years in specific applications such as wind power, electric vehicles, aeronautics, boat propulsion, etc. Its main advantage lies in fractionate power in large machines (ships, wind) and fault tolerance to low power machines (aeronautics, electric vehicles). Because they are special machines, it is interesting to study the calculation and design of this type of machines. Therefore, the conversion of two three-phase permanent magnets machines in two poly-phase machines of six phases with different combinations of windings in the stator and different types of rotors is presented. These machines are designed for teaching tasks in the course of electrical machines and as prototypes of test in research tasks. In the present work, the process of calculation and design of two poly-phase machines that are simulated with simulations with the method of finite elements and experimentally validated are detailed.

**Keywords**— Poly-phase Machines, Six-phase, Permanent Magnets.

## I. INTRODUCCIÓN

EN LA última década hubo un creciente interés en la utilización de máquinas polifásicas [1-4] debido a las ventajas que ofrecen sobre las máquinas trifásicas convencionales como pueden ser, reducción de las pulsaciones de par [5], alta eficiencia de potencia [6], y una mayor tolerancia a fallas [7].

Es por lo anterior que las Máquinas Polifásicas (MP), y en especial las de Imanes Permanentes (IP), son buenas candidatas en aplicaciones de gran potencia como la propulsión de barcos [8], en turbo compresores [9], incluso en aplicaciones de menor potencia como aeroespaciales [10] y vehículos eléctricos [11], donde la tolerancia a fallas es importante [12].

Otra aplicación de interés es el uso de este tipo de máquinas como generadores, en especial los generadores eólicos que trabajan con velocidad variable [13-14], estos alimentan cargas con frecuencia constante, o inyectan energía en los sistemas eléctricos de potencia procesando la energía generada a través de alguna topología electrónica de potencia [15]. En estos casos, las MP permiten obtener la misma potencia con menores corrientes de fase, sin aumentar las tensiones, lo que facilita el uso de semiconductores de potencia.

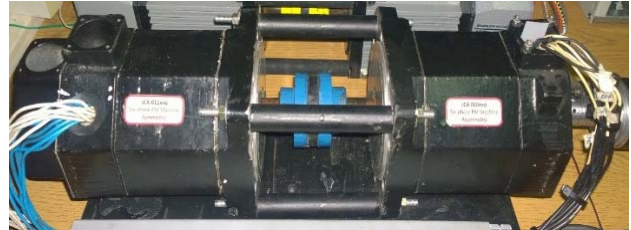


Figura 1. Prototipos construidos.

En base a lo anterior, una de las MP más interesantes y discutidas en la bibliografía son las Máquinas Polifásicas de Seis Fases (MPSF), las cuales pueden ser clasificadas de acuerdo a la configuración de sus bobinados en simétricas y asimétricas. Las primeras poseen sus bobinados desfasados  $60^\circ$  entre sí mientras que las asimétricas también conocidos como “doble-trifásicas”, poseen dos bobinados trifásicos separados  $30^\circ$  grados.

En este trabajo se presenta la conversión de dos máquinas trifásicas comerciales Allen Bradley F4030 en dos máquinas hexafásicas con diferentes configuraciones de bobinados en el estator y diferentes tipos de imanes en el rotor. Estos prototipos se utilizarán con fines didácticos para pruebas y ensayos en la cátedra de máquinas eléctricas y con fines de investigación para la implementación de diferentes estrategias de control de máquinas polifásicas en el Laboratorio de Control Automático (LCA) de la Universidad Nacional de San Luis.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera, en la Sección II se presenta el modelo matemático de una máquina hexafásica, el diseño y construcción del rotor con dos diferentes tipos de imanes se presenta en la Sección III. La Sección IV describe el cálculo y diseño del estator considerando dos posibles configuraciones de bobinados y los pasos para la construcción de los mismos. En la Sección V presenta resultados de simulación con de elementos finitos y resultados experimentales de los prototipos construidos. Finalmente en la Sección VI se presentan las conclusiones.

## II. MODELO DE LA MAQUINA

Una máquina hexafásica puede representarse en variables de fase  $abcxyz$  por las siguientes ecuaciones,

$$\vec{v}_{abcxyz} = R_s \vec{i}_{abcxyz} + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_{abcxyz} + \vec{e}_{abcxyz}, \quad (1)$$

donde  $\vec{v}_{abcxyz}$ ,  $\vec{i}_{abcxyz}$  y  $\vec{e}_{abcxyz}$  son los vectores que representan a las tensiones, corrientes y FEM de las fases  $abcxyz$ , la FEM puede definirse como,

$$e_j = N \frac{d\psi_j}{dt} = N \frac{d\psi_j}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = N\phi_j(\theta)\omega, \quad (2)$$

G.R. Catuogno, Laboratorio de Control Automático (LCA), Universidad Nacional de San Luis, San Luis, Argentina, gcatu@ieee.org

G. O. Garcia, Grupo de Electronica Aplicada (GEA), Universidad Nacional de Rio Cuarto, Córdoba, Argentina, g.garcia@ieee.org

Corresponding author: Guillermo Ricardo Catuogno.

con  $j = a, b, c, x, y, z$ ,

donde  $\psi_j$  son los flujos enlazados por el estator de la máquina,  $d\theta/dt = \omega$  es la velocidad angular del rotor y  $\varphi_j(\theta)$  es una función que depende de la distribución de densidad de flujo en el entrehierro y determina la forma de onda de la FEM inducida. Estas funciones dependen de la configuración geométrica de los bobinados del estator, de la forma y disposición de los imanes y del núcleo magnético del estator.

$R_s$  y  $L_s$  son las matrices de resistencias e inductancias de los bobinados del estator respectivamente [3].

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \text{ y } L_s = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & L_s & M_s & M_3 & M_1 & M_2 \\ M_s & M_s & L_s & M_2 & M_3 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & L_s & M_s & M_s \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_s & L_s & M_s \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

donde las siguientes consideraciones fueron realizadas en la matriz de inductancias  $L_s$ ,

$$\begin{aligned} L_s &= L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{xx} = L_{yy} = L_{zz}, \\ M_s &= M_{ab} = M_{bc} = M_{ca} = M_{xy} = M_{xz} = M_{zy}, \\ M_1 &= M_{ax} = M_{by} = M_{cz}, \\ M_2 &= M_{ay} = M_{bz} = M_{cx}, \\ M_3 &= M_{az} = M_{bx} = M_{cy}. \end{aligned} \quad (4)$$

### III. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL ROTOR

La máquina trifásica inicial (Allen Bradley F4030) estaba diseñada con ocho polos en el estator y ocho polos en el rotor ( $8s/8r$ ).

La configuración de bobinados que será propuesta en la Sección III, define cuatro polos en el estator ( $4s$ ). Por lo que la nueva máquina con el rotor original quedó ( $4s/8r$ ).

Para que esta nueva configuración ( $4s/8r$ ) produzca par, es necesario que la distribución de FEM del estator contenga componentes armónicos de segundo orden, y en caso que la distribución sea sinusoidal, la integral (entre  $0$  y  $2\pi$ ) entre la distribución de corriente del estator y la distribución el flujo del rotor es nula, y por lo tanto el par sería nulo.

Por lo anterior, se decidió también cambiar la configuración del rotor a cuatro polos ( $4r$ ) de modo de obtener dos máquinas con una relación entre polos de ( $4s/4r$ ).

#### 3.1 Configuración

En la Fig. 2a) se observa una gráfica del rotor inicial con una configuración de 8 polos, compuesto por 8 imanes, luego de acuerdo a los imanes disponibles en el mercado se construyeron dos rotores de 4 polos con las características presentadas en las Fig. 2b) y Fig. 2c).

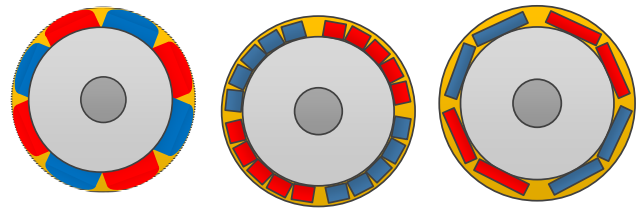


Figura 2. Rotores. Original (a), Rotor 1 (b) y Rotor 2 (c).

El cambio de número de pares de polos del rotor permitió obtener dos rotores de 4 polos con diferentes tipos de imanes, uno con imanes de Ferrita (Rotor 1) y el restante con imanes de Neodimio (Rotor 2). La Tabla I muestra las características de los imanes utilizados.

TABLA I.  
PARÁMETROS DE LOS IMANES.

Parámetro	Imán Original	Imán Rotor 1	Imán Rotor 2
Material	Ferrita	Ferrita	Neodimio
$B_r$ [T]	0.18	0,23	1.18
$H_{cb}$ [kA/m]	173	195	910
Grado	--	--	N35
Largo ( $l$ ) [mm]	78	80	40
Ancho ( $a$ ) [mm]	19	10	20
Espesor ( $e$ ) [mm]	8	9	5
Forma	Curvo	Rectangular	rectangular

#### 3.2 Construcción

El pegado de los imanes se realizó en el laboratorio de control automático. La Fig. 3 presenta los imanes descriptos en la Tabla II.



Figura 3. Imanes utilizados.

En la Fig. 4 se presenta el rotor original de ocho polos y los dos rotores construidos de cuatro polos. Se puede apreciar de las figuras, que debido a las dimensiones de los imanes, para generar cada polo, en el Rotor 1 se deber colocar cinco imanes



Figura 4. Rotores construidos. Original (a), Rotor 1 (b) y Rotor 2 (c).

consecutivos con la misma orientación de flujo (Fig. 2b) y los cinco consecutivos con la dirección de flujo opuesta. Para el caso del Rotor 2 se deben pegar solo dos imanes con la misma orientación del flujo (Fig. 2c).

### 3.3 Obtención del Flujo Magnético del Entrehierro

A partir de la construcción de los nuevos rotores, se efectúa un análisis simplificado para obtener el valor de la inducción magnética  $B_\delta$  y flujo magnético  $\Phi_\delta$  en el entrehierro  $\delta$ .

Para esto es necesario conocer el *factor de Carter*, que es un parámetro que considera la apertura de las ranuras del estator y está definido como [16],

$$k_c = \frac{\tau_u}{\tau_u - kb_1}, \quad (5)$$

donde  $\tau_u$  es el paso de ranura (slot pitch),  $b_1$  es el ancho de ranura y  $k$  está dado por,

$$k = \frac{2}{\pi} \left[ \arctan \frac{b_1}{2\delta} - \frac{2\delta}{b_1} \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2\delta}\right)^2} \right], \quad (6)$$

y el paso polar está definido como,

$$\tau_u = \frac{\pi D_r}{Q}, \quad (7)$$

donde  $D_r$  es el diámetro del rotor y  $Q$  el número de ranuras. Una vez calculado el factor de Carter, ya se puede corregir la longitud del entrehierro. Esto es debido a que el entrehierro no se mantiene constante en todo el perímetro, ya que se han de tener en cuenta el efecto de las ranuras que hay a lo largo del estator.

$$\delta_c = k_c \delta \quad (8)$$

Además, para el cálculo de la inducción en el entrehierro, es necesario conocer la permeabilidad relativa del imán,  $\mu_r$ , obtenida a partir de los parámetros de la Tabla I y la distancia entre el centro del generador y la longitud media del imán,  $D_m$ , por lo tanto,

$$\mu_r = \frac{B_r}{\mu_0 H_{cb}}, \quad (9)$$

$$D_m = D_r + \frac{e}{2}.$$

Finalmente, con los cálculos realizados, ya es posible calcular la inducción y el flujo en el entrehierro aplicando las siguientes ecuaciones,

$$B_\delta = \frac{B_r}{1 + \frac{\mu_r \delta_c D_m}{e D_r}} \quad (10)$$

$$\Phi_\delta = \frac{D_r L}{p} B_\delta \quad (11)$$

donde  $L$  es la longitud del estator y  $p$  es el par de polos. A partir de las ecuaciones (5)-(11) se obtuvieron los siguientes resultados presentados en la Tabla II para los dos rotores construidos.

TABLA II.  
CALCULO DE LA  $B_\delta$  Y EL  $\Phi_\delta$  EN EL ENTREHIERRO.

Parámetro	Rotor 1	Rotor 2
Diámetro rotor, $D_r$ [mm]	56,2	56,2
Largo del estator, $L$ [mm]	74,9	74,9
ancho de ranura, $b_1$ [mm]	2,5	2,5
Paso de ranura, $\tau_u$ [mm]	4,9	4,9
Factor de Carter, $k_c$	1,35	1,1
Entrehierro medio, $\delta$ [mm]	1,2	4,3
Entr. corregido, $\delta_c$ [mm]	1,62	4,73
Diámetro medio, $D_m$ [mm]	61,2	59,95
Permeabilidad relativa, $\mu_r$	0,938	1,0318
Inducción mag., $B_\delta$ [T]	<b>0,194</b>	<b>0,578</b>
Flujo mag., $\Phi_\delta$ [Wb]	<b>0,4083m</b>	<b>1,216m</b>

Las Fig. 5 y 6 presentan resultados por el método de los elementos finitos donde se obtuvo la inducción magnética  $B_\delta$  y el flujo magnético  $\Phi_\delta$  en el entrehierro para el Rotor 1 y 2, se puede apreciar que los valores máximos de las curvas son próximos a los calculados analíticamente con las ecuaciones (10) y (11) y presentados en la Tabla II.

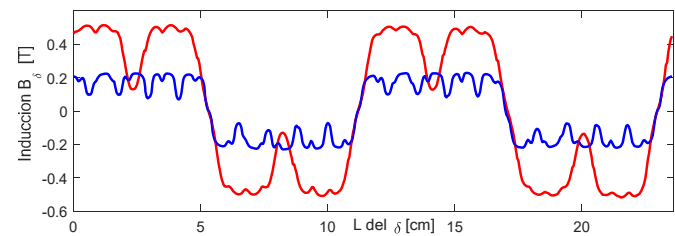


Figura 5 Inducción en el entrehierro  $B_\delta$  para Rotor 1 (azul) y Rotor 2 (rojo)

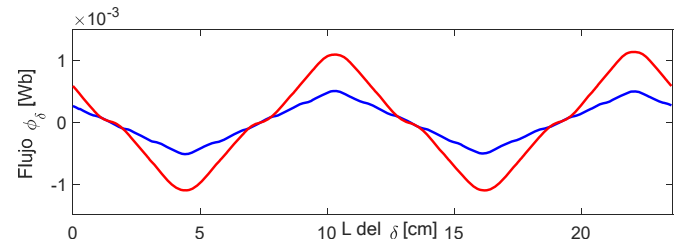


Figura 6. Flujo en el entrehierro  $\Phi_\delta$  para Rotor 1 (azul) y Rotor 2 (rojo)

## IV. DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL ESTATOR

### 4.1 Configuración

Existen diferentes configuraciones de bobinados en la bibliografía para máquinas hexafásicas dependiendo del ángulo de desfase  $\alpha$  entre los dos bobinados trifásicos, los dos casos más utilizados son los que se presentan en la Fig. 7.

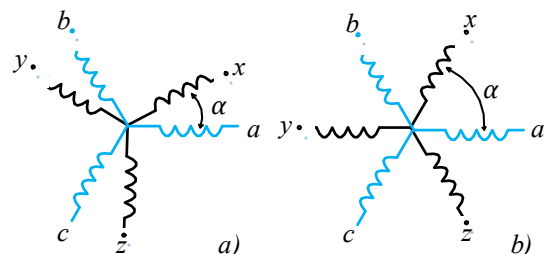


Figura 7. Configuración Asimétrica (a) y simétrica (b)

La Fig. 7a) presenta una máquina asimétrica ( $\alpha = 30^\circ$ ) la cual durante muchos años fue la más utilizada en comparación con la máquina con la configuración simétrica ( $\alpha = 60^\circ$ ) presentada en la Fig. 7b). La principal ventaja radicaba en que la máquina asimétrica permite la cancelación de armónicos en las pulsaciones de par con inversores de seis pulsos. Sin embargo con los avances de la electrónica de potencia, la alta frecuencia de conmutación y estrategias de modulación PWM, permiten que en la actualidad ambas configuraciones presentadas en la Fig. 7 tengan similar desempeño en relación a las pulsaciones de par.

Para la construcción de una máquina hexafásica, el estator debe cumplir con la condición que el número de ranuras disponible  $Q$  debe ser múltiplo de seis. En este trabajo se cumple ya que,

$$Q = 36. \quad (12)$$

Otro parámetro importante a definir es el factor  $q$  que es el número de ranuras por fase y por polo. Cuando  $q$  es mayor o igual a 1 los bobinados se denominan *distribuidos*, los cuales a su vez se subdividen en dos, en *enteros* ( $q$  es un entero) o *fraccionarios* ( $q$  en una fracción). Cuando  $q$  es menor a 1 los bobinados se denominan *concentrados* y en este caso son siempre *fraccionarios*, y se define como,

$$q = \frac{Q}{p * m} = \frac{36}{4 * 6} = \frac{3}{2}, \quad (13)$$

donde  $p$  es el número de polos y  $m$  el número de fases. A partir del valor obtenido en (13), en este trabajo el bobinado se define como un *bobinado con ranuras fraccionales*. Luego el número de ranuras por polo ( $g$ ) es,

$$g = q * m = \frac{3}{2} * 6 = 9 \quad (14)$$

Este resultado nos indica que el bobinado alojado en 9 ranuras produce un polo y el mismo patrón se repite para las próximas 27 ranuras generando los tres polos restantes.

El *paso polar* (pole pitch) se define como,

$$\tau = \frac{Q}{p} = \frac{36}{4} = 9 \text{ ranuras} \quad (15)$$

Otro parámetro importante es el *ángulo de ranura* (slot angle), y está definido como,

$$\gamma_e = \frac{\pi p}{S} = \frac{720^\circ}{36} = 20^\circ \text{ electricos} \quad (16)$$

#### 4.2 Configuración Asimétrica

El bobinado de la máquina asimétrica (*M-AS*) se basa en [6], que propone un bobinado doble capa con un estator de 4 polos con 36 ranuras. Las seis fases están distribuidas de tal manera que un grupo trifásico es desplazado del otro por  $30^\circ$  eléctricos. Para calcular el desplazamiento es necesario calcular el desplazamiento  $\theta_m$  y ángulo de ranura  $\gamma_m$  mecánicos de la siguiente manera,

$$\theta_m = \frac{2\alpha}{p} = \frac{2 * 30^\circ}{4} = 15^\circ \text{ mec.} \quad (17)$$

$$\gamma_m = \frac{2\gamma_e}{p} = \frac{2 * 20^\circ}{4} = 10^\circ \text{ mec.} \quad (18)$$

Por lo tanto, el desplazamiento de  $30^\circ$  eléctricos corresponde a  $15^\circ/10^\circ = 1,5$  ranuras. No es posible implementar tal configuración por lo que se realiza una aproximación de la siguiente manera:

- Uno de los grupos trifásicos ( $abc$ ) tiene la misma estructura de la máquina estándar con los bobinados distribuidos en 3 ranuras por polo por fase y con un  $g$  de 9.
- El segundo grupo se distribuye en 4 ranuras por polo por fase pero mantiene el mismo número de conductores por polo por fase. Los diagramas de bobinado para la fase  $a$  y  $x$  se muestran en la Fig. 8. El diagrama de bobinado completo se presenta en la Fig. 9 y se muestra que para obtener los 30 grados eléctricos necesarios de desplazamiento entre los dos grupos trifásicos  $a$  y  $x$ , las bobinas laterales exteriores en el grupo  $x$  tienen que tener un número reducido de conductores ( $1/2$ ).

Para aclarar el procedimiento anterior, en la Fig. 8 puede apreciarse que el eje o centro de la fase  $a$  está en el punto medio de las ranuras 11 y 12, mientras que el eje de la fase  $x$  está en la mitad de la ranura 13. Por lo tanto la diferencia entre los ejes de las fases  $a$  y  $x$  es de 1,5 ranuras.

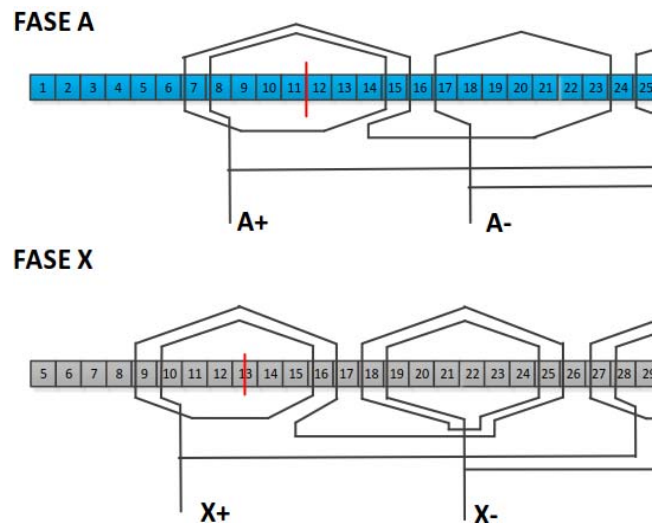


Figura 8. Configuración bobinados de fases  $a$  y  $x$  en *M-AS*.

Respecto al paso polar de los dos bobinados trifásicos, se tiene que,

- La primera entrada de la fase  $a$  es la ranura 6 y la primera salida de la fase  $a$  es la ranura 15, por lo tanto el paso de la bobina para el grupo  $a = 15 - 6 = 9$  posiciones de ranuras  $\rightarrow$  El grupo  $a$  es un *devanado de paso completo* (full pitch winding).
- La primera entrada de la fase  $x$  es la ranura 7 y la primera salida de la fase  $x$  es la ranura 16, por lo tanto el paso de la bobina para el grupo  $x = 16 - 7 = 9$  pasos de ranuras  $\rightarrow$  El grupo  $x$  es un *devanado de paso completo*.

La Fig. 9 presenta la configuración del bobinado para la máquina asimétrica, para una mejor apreciación solo se

representan las primeras 18 ranuras ya que la secuencia se repite para las 18 restantes.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
x-	z+	z+	z+	y-	A+	A+	A+	C-	C-	C-	B+	B+	B+	y+	y+	x-	x-
z+	C+	B-	B-	B-	y-	y-	x+	x+	x+	z-	z-	z-	y+	A-	A-	A-	C+

Figura 9. Configuración del bobinado para la máquina asimétrica.

### 4.3 Configuración Simétrica

El bobinado de la maquina simétrica posee una configuración más sencilla, esto es debido al desfase de  $\alpha = 60^\circ$ , por lo tanto el  $\theta_m = 30^\circ$  mecánicos, lo que da un desplazamiento en el estator de  $30^\circ/10^\circ = 3$  ranuras. En la Fig. 10 puede observarse este desplazamiento de 3 ranuras entre ambos bobinados trifásicos.

Otra manera de interpretarlo es analizando la Fig. 7b) donde la fase y está desfasada  $180^\circ$  con la a, lo mismo para las fases b- z y c- x. Esto supone que los bobinados de ambas fases estén alojados en las mismas ranuras pero con distintas polaridades.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
C+	C+	B-	B-	B-	A+	A+	A+	C-	C-	C-	B+	B+	B+	A-	A-	A-	C+
x-	x-	z+	z+	z+	y-	y-	y-	x+	x+	x+	z-	z-	z-	y+	y+	y+	x-

Figura 10. Configuración del bobinado para la máquina simétrica.

### 4.4 Calculo del bobinado

Si se considera tensión de fase nominal de la maquina a la velocidad nominal, la tensión se iguala con la fuerza electromotriz, es por esto que podemos considerar que,

$$U_f = E = \pi \sqrt{2} f k_w N_f \phi_\delta. \tag{19}$$

A partir de (19) podemos calcular el número de espiras que tendrá el bobinado, pero antes debemos calcular el factor de bobinado  $k_w$  definido como [16],

$$k_w = k_{d1} k_{p1}, \tag{20}$$

donde  $k_{d1}$  es el factor de distribución y  $k_{p1}$  es el factor de paso, como en este diseño los bobinados son de paso completo,  $k_{p1} = 1$ , por lo tanto,

$$k_w = k_{d1} 1 = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{12}\right)}{\frac{3}{2} \sin\left(\frac{\pi}{18}\right)} = 0,993. \tag{21}$$

Luego es posible calcular el número de espiras por fase despejando  $N_f$  de (19) de la siguiente manera,

$$N_f = \frac{E}{\pi \sqrt{2} f k_w \phi_\delta}. \tag{22}$$

Dado que las maquinas construidas serán utilizadas en diferentes bancos de prueba con diferentes tensiones de fase y a su vez los rotores 1 y 2 poseen diferente flujo de entrehierro  $\phi_\delta$ , se realizaron los cálculos de las espiras con 100V (Rotor 1) obteniendo 694 espiras y con 400V (Rotor 2) obteniendo 745 espiras. A partir de los números de espiras  $N_f$  encontrados

se aproxima el número de espiras a un múltiplo de seis ( $N_f = 720$ ) de modo que el número de espiras por ranura será,

$$N_{er} = \frac{N_f}{Q_f} = \frac{N_f}{Q/6} = \frac{720}{6} = 120. \tag{23}$$

Una vez determinado el número de espiras solo resta especificar el diámetro del conductor, para esto es necesario conocer la potencia de la máquina que queremos construir, luego podemos despejar la corriente que circulara por fase,

$$I = \frac{P}{6 U_f \cos\phi} = \frac{500W}{6 U_f \cos\phi}. \tag{24}$$

Si fijamos una densidad eléctrica de 5,6 A/mm<sup>2</sup>, que suele ser un valor bastante usual, se calcula el diámetro de los conductores según,

$$\Delta = \frac{I}{S_{cu}} = \frac{I}{\pi \frac{d_{cu}^2}{4}}, \tag{25}$$

por lo tanto,

$$d_{cu} = \sqrt{\frac{4 I}{\pi \Delta}} = \sqrt{\frac{4 I}{\pi \Delta}}. \tag{26}$$

A partir de (24) y (26) los siguientes valores fueron encontrados,

TABLA III.  
CALCULO DE I Y  $d_{cu}$  DEL CONDUCTOR

Tensión [V]	I [A]	$d_{cu}$ [mm]
100	0,98	0,47
400	0,24	0,23

Analizando los datos de la Tabla III, se selecciona un alambre de 0,51mm de diámetro (AWG24) que permitirá alcanzar la potencia especificada (500W) con diferentes tensiones de alimentación.

Por último, es importante saber cuál será el factor de ocupación de la ranura, que generalmente se sugiere no sobrepase el 40% de la sección de la ranura. Para la maquina en estudio la ranura presenta las características de la Fig. 11,

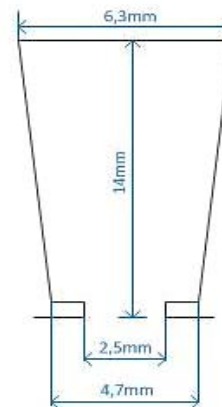


Figura 11. Dimensiones de ranura de estator.

Luego el factor de ocupación queda definido como,

$$K_0 = \frac{S_{cu}}{S_{ranura}} = \frac{23,56mm^2}{77mm^2} = 0,305. \tag{27}$$

#### 4.5 Construcción

El bobinado de los estatores fue realizado por una empresa del medio dedicada a la reparación de motores siguiendo todas las especificaciones entregadas. Los parámetros de ambos bobinados se definen en la Tabla IV,

TABLA IV.  
ESPECIFICACIONES DEL BOBINADO.

Parámetro	Valor
Desfasaje M-AS [°]	30
Desfasaje M-SI [°]	60
Espiras por fase	720
Espiras por fase por ranura	120
Alambre de cobre	AW24
Conexión bobinados	Paralelo
Resistencia M-AS [ $\Omega$ ]	10,1
Resistencia M-SI [ $\Omega$ ]	10,8

En la Fig. 12 se presenta una imagen de los bobinados construidos.



Figura 12. Construcción de los bobinados.

### V. RESULTADOS OBTENIDOS

Para determinar los comportamientos de los dos nuevos prototipos con los diferentes rotores, se realizaron simulaciones con el Método de los Elementos Finitos (MEF) que fueron validadas mediante ensayos experimentales.

#### 5.1 Simulaciones con MEF

Se realizaron cuatro modelos magnetostáticos 2-D de las máquinas de seis fases para las dos configuraciones de bobinados con los dos rotores construidos. Los modelos se implementaron en el software FEMM 4.2 [17] con datos y medidas de los prototipos construidos.

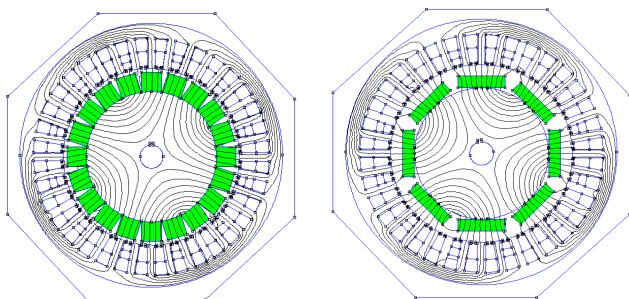


Figura 13. Modelo de MEF. M-AS Rotor 1 (a), M-AS Rotor 2 (b).

#### Cálculos de la Fuerza Electro-Motriz

Uno de los parámetros importantes a conocer es la Fuerza Electro-Motriz (FEM) de la máquina, la cual es función de la

configuración geométrica de los bobinados del estator, de la forma y disposición de los imanes y del núcleo magnético del estator.

El procedimiento para determinar la forma de onda es calcular el flujo enlazado  $\psi$  para distintas posiciones del rotor mediante el software FEMM y luego procesar la información obtenida con el software Matlab aplicando la ecuación (2) para una velocidad de  $400rpm$  ( $\omega = 41.88 rad/s$ ).

En las Fig. 14 y 15 se presentan el flujo enlazado por el estator y la FEM para la fase  $a$ , con los dos rotores construidos. Se presentan curvas de una sola máquina ya que la configuración del bobinado de la fase  $a$  es la misma para la M-AS como para la M-SI como se observa en las Fig. 9 y 10.

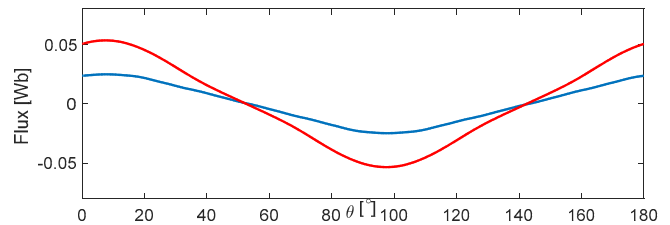


Figura 14. Flujo enlazado en el estator con Rotor 1 (azul) y Rotor 2 (rojo).

Se observa de las Fig. 14 y 15 una mayor amplitud en el flujo y la FEM para las simulaciones con el Rotor 2, esto debido al mayor valor de inducción de los imanes de Neodimio en comparación con los de Ferrita del Rotor 1.

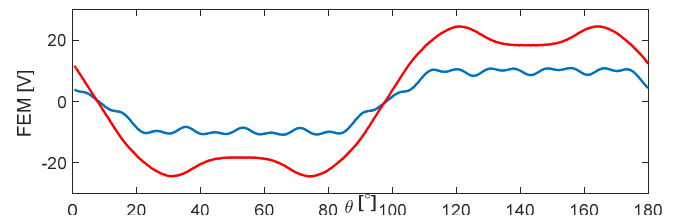


Figura 15. FEM de la fase  $a$  con Rotor 1 (azul) y Rotor 2 (rojo).

#### Cálculos del Par de Reluctancia

Otro parámetro que es analizado en el diseño de máquinas es el *par de reluctancia* (cogging torque) que resulta de la interacción de los imanes permanentes en el rotor con la anisotropía del estator debido a las ranuras, este par es indeseado ya que es una de las principales causas de oscilaciones de par en máquinas. Existen en la literatura numerosas técnicas para reducirlo como cruzamiento (skewing) de imanes o ranuras, forma de los imanes, etc.

El par de reluctancia puede obtenerse analíticamente [18] o como en este trabajo, mediante simulaciones con MEF, el cual es determinado calculando el cambio de energía almacenada con respecto a la posición del rotor y se expresa como,

$$T_{cog,i}(\theta) = -\frac{1}{2}\psi^2 \frac{dR}{d\theta'} \quad (29)$$

donde  $R$  es la reluctancia del entrehierro. En las Fig. 16 y 17 se presentan el par de reluctancia para cada prototipo con los rotores 1 y 2.

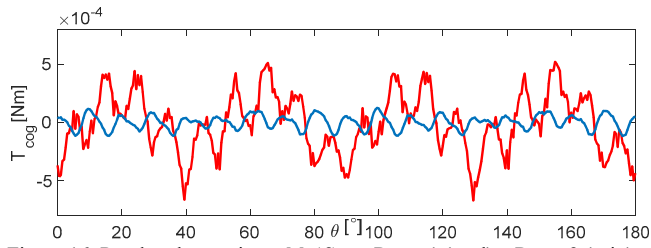


Figura 16. Par de reluctancia en M-AS con Rotor 1 (azul) y Rotor 2 (rojo).

Se observa de las Fig. 16 y 17 que la forma de onda de las pulsaciones del par de reluctancia para el Rotor 1 y 2, coincide con la forma de la densidad de flujo magnético en el entrehierro producida por la geometría de los rotores.

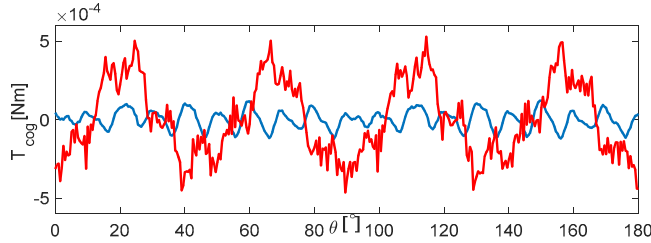


Figura 17. Par de reluctancia en M-SI con Rotor 1 (azul) y Rotor 2 (rojo).

*Cálculos de las Inductancias*

Como se observa en las ecuaciones del modelo matemático definidas en (1)-(4), es importante determinar con exactitud los parámetros fundamentales de máquinas eléctricas, estos son la resistencia del estator y las inductancias de los bobinados ya que determinan el comportamiento dinámico de la máquina.

Existen numerosas propuestas para la medición de parámetros para máquinas trifásicas [19-22]. En este trabajo se utilizó una estrategia simple desarrollada para máquinas de seis fases propuesta en [23].

Los ensayos consisten en mantener una posición fija del rotor ( $\theta = 0^\circ$ ) y aplicar diferentes valores de corriente (cada 100mA), este ensayo permite analizar efectos de saturación en la máquina.

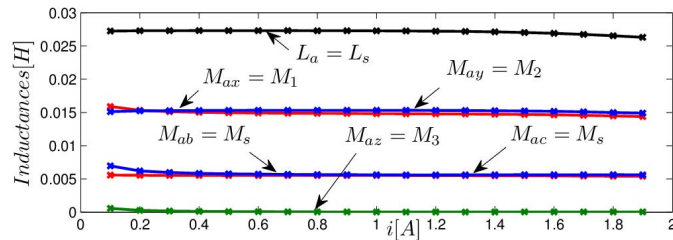


Figura 18. Inductancias en función de la corriente (M-AS) (simulación)

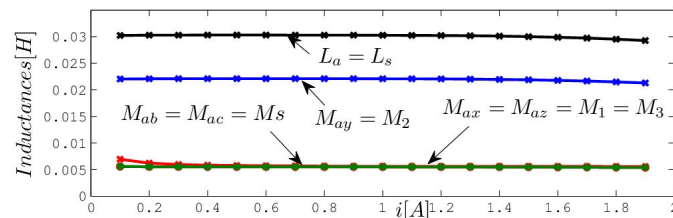


Figura 19. Inductancias en función de la corriente (M-SI) (simulación)

5.2 Resultados Experimentales

*Medición de la Fuerza Electro-Motriz*

Para validar los resultados encontrados en la Sección 5.1, se realizaron ensayos experimentales para determinar la FEM en las dos máquinas, cada una con los dos rotores. El ensayo consiste utilizar la maquina como generador y medir las tensiones de fase en función de la posición del rotor, en condición de vacío. Si se desprecia la caída de tensión en la reactancia de la máquina, las tensiones obtenidas son aproximadas a las FEM de la máquina. En las Fig. 20-23 se presentan las formas de onda para las fases *a* y *x* girando a 400rpm.

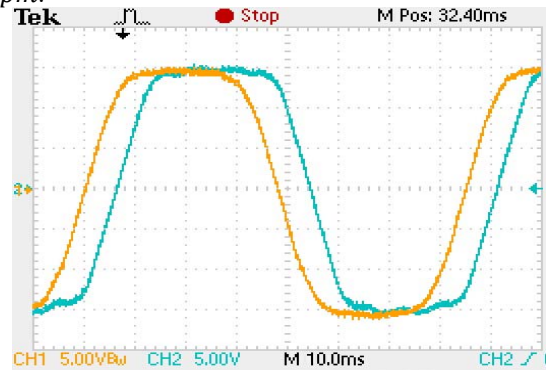


Figura 20. FEM para la fase *a* en M-AS con Rotor 1.

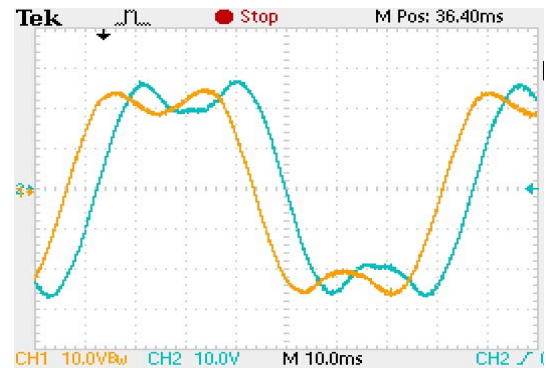


Figura 21. FEM para la fase *a* en M-AS con Rotor 2.

De la Fig. 20 y 21 es posible observar que el desfase entre las fases *a* y *x* es de  $30^\circ$ , mientras que para las Fig. 22 y 23 el desfase es de  $60^\circ$ .

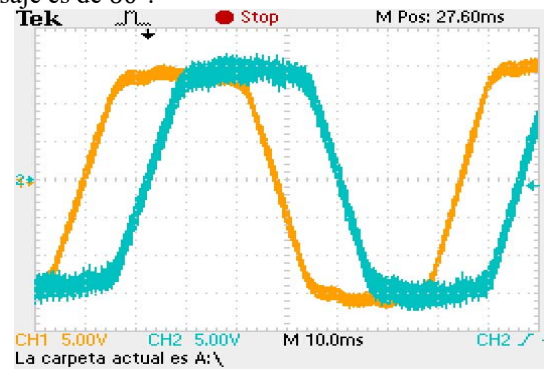


Figura 22. FEM para la fase *a* en M-SI con Rotor 1.

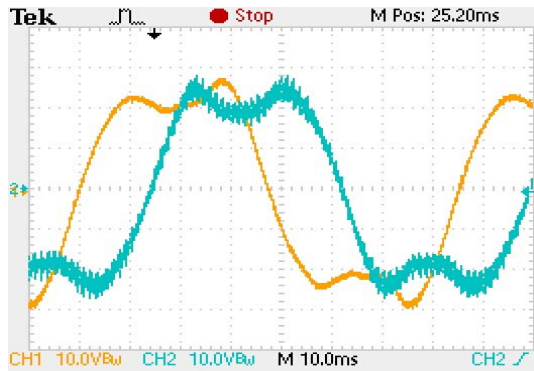


Figura 23. FEM para la fase *a* en M-SI con Rotor 2.

De los experimentos realizados, se obtuvo relación entre la FEM y la velocidad de giro de la maquina (Fig. 24). A partir de la misma se calculó la constante de tensión para las cuatro configuraciones como se presenta en la Tabla V.

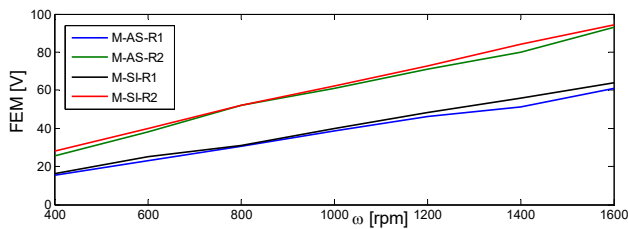


Figura 24. FEM en función de la velocidad angular  $\omega$ .

TABLA V.  
CONSTANTE DE VOLTAJE DE LOS PROTOTIPOS

	M-AS-R1	M-AS-R2	M-SI-R1	M-SI-R2
Valor Pico FEM [V] (1000rpm)	38,8V	61,6V	40V	62,4
Cte. De Voltaje $K_v$ [Vs/rad]	<b>0,37</b>	<b>0,588</b>	<b>0,382</b>	<b>0,596</b>

#### Medición de las Inductancias

Del mismo modo que para las simulaciones, se realizaron experimentos que determinan las inductancias de la maquina [23].

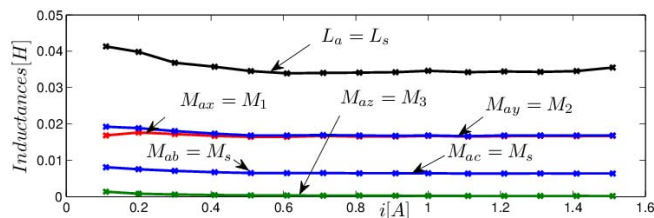


Figura 25. Inductancias en función de la corriente (M-AS) (experimental).

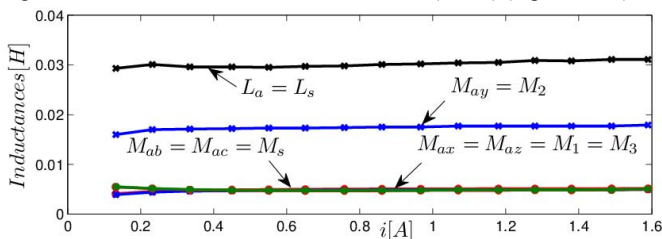


Figura 26. Inductancias en función de la corriente (M-SI) (experimental).

#### 5.3 Discusión

En esta sección se presenta un análisis y resumen de los resultados encontrados en este trabajo. La Tabla VI presenta una comparación del procedimiento realizado a lo largo de las secciones que permite validar los cálculos del diseño con las simulaciones con MEF y posteriormente con los resultados experimentales.

TABLA VI.  
COMPARACION DE RESULTADOS OBTENIDOS

Parámetro	Calculo	Simulación
$B_\delta$ (Rotor 1) [T]	<b>0,194</b> (ecu. 10)	<b>0,224</b> (Fig. 5)
$B_\delta$ (Rotor 2) [T]	<b>0,578</b> (ecu. 10)	<b>0,515</b> (Fig. 5)
$\Phi_\delta$ (Rotor 1) [Wb]	<b>0,4083m</b> (ecu. 11)	<b>0,505m</b> (Fig. 6)
$\Phi_\delta$ (Rotor 2) [Wb]	<b>1,216m</b> (ecu. 11)	<b>1,1m</b> (Fig. 6)
Parámetro	Simulación	Experimental
FEM (fase a c/R1)	<b>10,8V</b> (Fig. 15)	$\sim$ <b>15V</b> (Fig. 20 y 22)
FEM (fase a c/R2)	<b>24,5V</b> (Fig. 15)	$\sim$ <b>26V</b> (Fig. 21 y 23)
$L_S$ (M-AS) [H]	<b>27,2m</b> (Fig. 18)	<b>34,4m</b> (Fig. 25)
$M_S$ (M-AS) [H]	<b>5,6m</b> (Fig. 18)	<b>6,3m</b> (Fig. 25)
$M_1=M_2$ (M-AS)[H]	<b>15,3m</b> (Fig. 18)	<b>16,8m</b> (Fig. 25)
$M_3$ (M-AS) [H]	<b>28,9μ</b> (Fig. 18)	<b>0,16m</b> (Fig. 25)
$L_S$ (M-SI) [H]	<b>30,2m</b> (Fig. 19)	<b>30,5m</b> (Fig. 26)
$M_2$ (M-SI) [H]	<b>22m</b> (Fig. 19)	<b>17,7m</b> (Fig. 26)
$M_S=M_1=M_3$ (M-SI)	<b>5,5m</b> (Fig. 19)	<b>4,85m</b> (Fig. 26)

Se puede observar de la comparación que tanto los valores como las formas de onda del flujo y FEM son suficientemente próximos confirmando un correcto diseño y posterior construcción. De igual manera, la comparación de los valores de inductancias propias y mutuas determinados por los ángulos de desfases presentados en (4) es satisfactoria.

#### VI. CONCLUSIÓN

Las maquinas polifasicas son de especial interés para aplicaciones especiales. En este trabajo se presentan los pasos para el diseño y construcción de dos prototipos de máquinas polifásicas de seis fases a partir de máquinas trifásicas comerciales. Las mismas tienen como objetivo ser utilizadas para fines didácticos y de investigación.

Se propusieron dos configuraciones de bobinados tradicionales en máquinas de seis fases, como la asimétrica y simétrica, y también con se utilizaron diferentes tipos de imanes en cada rotor. Esto permitirá tener funcionalidad para realizar prácticas de laboratorio y ensayos con distintas estrategias de control.

Se presentan cálculos, resultados de simulación con el método de los elementos finitos y experimentales que validan los prototipos construidos.

Se propone a corto plazo continuar trabajando en el diseño de máquinas polifásicas y estrategias de control tolerantes a fallas para aplicaciones de sistemas de generación y vehículos eléctricos.



## REFERENCIAS

- [1] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [2] F. Barrero and M. Duran, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2015.
- [3] S. A. Souza, and W. I. Suemitsu, "Five-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor". *IEEE Trans. on Latin America*, vol. 15, no. 4, pp. 639–645, 2017.
- [4] G. Catuogno; G. Garcia and R. Leidhold, "Ripple Par Minimization in Six-Phase PM Generators with Arbitrary EMF Waveform". *IEEE Trans. on Latin America*, vol.: 14, no. 9, pp. 3999–4005, 2016.
- [5] S. Williamson and S. Smith, "Pulsating par and losses in multiphase induction machines". *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 986–993, 2003.
- [6] R. Lyra, and T. Lipo, "Par density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection". *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, 2002.
- [7] G. Catuogno, G. Garcia and R. Leidhold "Fault tolerant control in six-phase PMSM under four open-circuits fault conditions". *IECON 2016 – 42nd annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, pp. 5754–5759, October 2016.
- [8] H. Burzanowska, P. Sario, C. Stulz, and P. Joerg, "Redundant drive with direct par control (dtc) and dual-star synchronous machine, simulations and verification," *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2007.
- [9] A. Tassarolo, G. Zocco and C. Tonello, "Design and testing of a 45-mw 100-hz quadruple-star synchronous motor for a liquefied natural gas turbo-compressor drive". *IEEE Tran. on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1210–1219, 2011.
- [10] W. Cao, B. Mecrow, G. Atkinson, J. Bennett and D. Atkinson, "Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (mea)". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 3523–3531, 2012.
- [11] L. Parsa and H. Toliyat, "Fault-tolerant interior-permanent-magnet machines for hybrid electric vehicle applications". *IEEE Trans. on Vehicular Technology*. vol. 56, no. 4, pp. 1546–1552, 2007.
- [12] R. S. Miranda and E. C. Gomes, "Fault tolerant voltage source inverter to six phase induction motor", *IEMDC 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 1-7, 2017.
- [13] M. Duran, S. Kouro, B. Wu, E. Levi, F. Barrero and S. Alepuz, "Six-phase pmsg wind energy conversion system based on medium-voltage multilevel converter". *EPE 2011 - Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2011.
- [14] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, H. Moreira and M. Riveray, "A comparative study of reduced order estimators applied to the speed control of six-phase generator for a WT applications". *IEEE IECON2013 - Conference on Industrial Electronics Society*, pp. 5124-5129, 2013.
- [15] H. Che, E. Levi, M. Jones, M. Duran, H. Wooi-Ping and N. Abd Rahim, "Operation of a six-phase induction machine using series-connected machine-side converters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp.164 -176, 2014.
- [16] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2013.
- [17] Meeker, D. C., *Finite Element Method Magnetics*, Nov. 2009.
- [18] Gieras J., 2004. "Analytical Approach to Cogging Par Calculation of PM Brushless Motors" *IEEE Tran. on Industry Applications*, vol. 40, no. 5, pp. 1310–1316, 2004.
- [19] M. Zamboti Fortes, V. H. Ferreira and A. P. F. Coelho. "The Induction Motor Parameter Estimation Using Genetic Algorithm". *IEEE Trans. on Latin America*, vol. 11, no. 5, pp. 1273 – 1278, 2013.
- [20] J. N. Hernandez Perez, O. S. Hernandez, R. M. Caporal, J. Magdaleno and H. P. Barreto, "Parameter Identification of a Permanent Magnet Synchronous Machine based on Current Decay Test and Particle Swarm Optimization". *IEEE Trans. on Latin America*, vol. 11, no. 5, pp. 1176 – 1181, 2013.
- [21] M. F. da Silva, F. Fonseca Bastos, D. S. da Silva Casillo and L. Augusto Casillo, "Parameters Identification and Analysis of Brushless Direct Current Motors". *IEEE Trans. on Latin America*, vol. 14, no. 7, pp. 3138 – 3143, 2016.
- [22] W. E. Kuchenbecker and J. C. Teixeira, "Procedures to Determine Inductances of Permanent Magnet Generators". *IEEE Trans. on Latin America*, vol. 13, no. 8, pp. 2646 – 2652, 2015.
- [23] G. Catuogno, G. Frias, G. Garcia and R. Leidhold, "Design of a decoupling strategy and parameter calculation for six-phase PM machines with general angular displacement" *SAGE, Transactions of the Institute of Measurement and Control*. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1177/0142331217737362>.



**Guillermo R. Catuogno** was born in Villa Mercedes, Argentina, in 1981. Received the Electrical and Electronics Engineering degree from Universidad Nacional de San Luis, San Luis, Argentina, in 2007 and his doctorate of engineering degree from the Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, Argentina, in 2013. Since 2013, he has been with the Universidad Nacional de San Luis, Argentina, where he is currently the Co-Director of the Laboratorio de Control Automatico. He is also with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, Argentina. His research interests are in poly-phases machines, Fault tolerant control, and stand-alone renewable energy generation systems.



**Guillermo O. Garcia** was born in Río Cuarto, Argentina, in 1954. Received the Electrical and Electronics Engineering degree from the Universidad Nacional de Córdoba, Córdoba, Argentina, in 1981, and the M.Sc. and Dr. degrees in electrical engineering from COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brazil, in 1990 and 1994, respectively. Since 1994, he has been with the Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, Argentina, where he is currently the Director of the Grupo de Electrónica Aplicada. He is also with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, Argentina. His research interests include power electronics, electric vehicles, and renewable energy conversion.