

Ripple Torque Minimization in Six-Phase PM Generators with Arbitrary EMF Waveform

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

Abstract— A new strategy is proposed to control the power flow in Six-Phase Permanent Magnet Generators (SPPMG) with arbitrary Electromotive Force (EMF) waveform. The strategy aims to minimize ripple torque and reduce reactive power that flow on the machine. The control algorithm is based on the instantaneous active and reactive power theory and is implemented with two conventional three-phase converters with current control loops. The control currents of the machine are implemented using a variable change, allowing for any SPPMG with arbitrary EMF waveform get a similar result that a vector control with sinusoidal EMF waveform.

Keywords— poly-phase machines, pq theory, ripple torque minimization.

I. INTRODUCCIÓN

EN la última década hubo un creciente interés en la utilización de máquinas polifásicas, debido a las ventajas que ofrecen sobre las máquinas trifásicas convencionales como pueden ser, reducción de las pulsaciones de par, alta eficiencia de potencia y una mayor tolerancia a fallas [1-4]. 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, en turbo compresores de alta potencia, incluso en aplicaciones de menor potencia como aeroespaciales y vehículos eléctricos, donde la tolerancia a fallas es importante [5].

Otra aplicación de interés es el uso de este tipo de máquinas como generadores, en especial los generadores eólicos que trabajan con velocidad variable [6], estos alimentan cargas con frecuencia constante, o inyectan energía en los sistemas eléctricos de potencia procesando la energía generada a través de alguna topología de electrónica de potencia [7]. 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.

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 grados entre sí mientras que las asimétricas también conocidos como “doble-trifásicas”, poseen dos bobinados trifásicos separados 30 grados.

Si bien las máquinas de seis fases poseen una disminución en las pulsaciones de par en comparación con las máquinas

trifásicas, existen diferentes motivos que pueden producirlo [8]. Una causa puede ser los desequilibrios entre fases y la aparición de componentes armónicos en la FEM producto de una forma de onda arbitraria. También, las no linealidades en el convertidor de potencia como los tiempos muertos en la conmutación de los interruptores del inversor pueden producir pulsaciones de par [9].

En ambos casos, los problemas presentados generan componentes de 5° y 7° orden que aun siendo reducidos, pueden producir grandes oscilaciones de par. Los armónicos de 5° y 7° orden son reflejados en las pulsaciones de par a través del armónico de 6° orden [10].

En lo que se refiere al control de la máquina de seis fases, numerosas estrategias han sido propuestas en la literatura, sin embargo es posible realizar la siguiente clasificación,

- Control vectorial *doble* – *dq*,
- Descomposición Espacial de Vectores.

El control vectorial doble – *dq* es una extensión del control vectorial en máquinas trifásicas, el mismo consiste en modelar la máquina como dos bobinados trifásicos separados, esto permite obtener dos sistemas d_1q_1 y d_2q_2 a los que se le aplica la estrategia de control vectorial clásica por separado. Esta estrategia tiene un buen funcionamiento siempre que la FEM sea sinusoidal [11], caso contrario presenta pulsaciones de par [8].

El segundo método basado en la descomposición en un espacio vectorial para MPSF conocido comúnmente como VSD, fue introducido en [12] y permite representar las tensiones y corrientes de la máquina en tres pares de bobinados. Cada sub-espacio ortogonal es representado comúnmente como $\alpha\beta, x_1x_2, 0_10_2$. El primer sub-espacio, $\alpha\beta$, contiene la fundamental más los armónicos $12n \pm 1$, con ($n = 1, 2, 3, \dots$). Éste es el encargado de producir el par electromagnético de la máquina. El segundo sub-espacio x_1x_2 contiene los armónicos $6n \pm 1$ con ($n = 1, 3, 5, \dots$), estos no aportan a la producción de par en la máquina. Por último el plano 0_10_2 mapea las componentes de secuencia cero de la máquina que no son tenidos en cuenta si el neutro de la máquina no está conectado.

En la bibliografía se han propuesto numerosos trabajos basados en el modelo VSD que minimizan las pulsaciones de par. En [13] además del control de par realizado sobre el sub-plano $\alpha\beta$, se utiliza el grado de libertad restante para controlar el sub-plano x_1x_2 con el fin de minimizar las componentes armónicas producidas por desequilibrios y armónicos de la FEM en la máquina. En [9] se utiliza el mismo principio pero en este caso se compensa los armónicos introducidos por los tiempos muertos del inversor.

En este trabajo se propone una nueva estrategia de control de corriente para MPSF con FEM arbitraria, con el objetivo de minimizar las pulsaciones de par y la corriente reactiva que

G. R. Catuogno, Universidad Nacional de San Luis y CONIECET, San Luis, Argentina, grcatu@ieee.org

G. O. Garcia, Universidad Nacional de Rio Cuarto y CONICET, Córdoba, Argentina, g.garcia@ieee.org

R. Leidhold, Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg, Alemania, roberto.leidhold@ovgu.de

Corresponding author: Guillermo Ricardo Catuogno.

circula por la máquina. La estrategia permite controlar la MPSF como dos trifásicas independientes, el algoritmo está basado en la en la teoría de las potencias activa y reactiva instantáneas, de manera similar al presentado por los autores en [14] para generadores trifásicos. La realización práctica de esta estrategia requiere de dos inversores trifásicos convencionales. El algoritmo de control de corriente incorpora además un cambio de variables que permite funcionar de manera similar a un control vectorial convencional con FEM sinusoidal [15].

Este trabajo está organizado de la siguiente manera, la sección 2 presenta el modelo del generador, luego en la sección 3 se presenta la estrategia de control, donde se desarrolla el algoritmo de control para potencia libre de oscilaciones, el cambio de variables para el control de corriente y el ajuste de los controladores PI. En la sección 4 se presenta los resultados de simulación y finalmente en la sección 5 se presentan las conclusiones.

II. MODELO DEL GIPSF

La teoría desarrollada en este trabajo es válida para cualquier MPSF con FEM arbitraria trabajando como motor o generador, en este trabajo se propone como caso específico de estudio un Generador de Imanes Permanentes de Seis Fases (GIPSF) de flujo radial, con distribución de los bobinados asimétricos, cuyos parámetros y valores nominales se muestran en la Tabla I.

TABLA I
PARÁMETROS Y VALORES NOMINALES DEL GIPSF LCA-S01

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
P	5 kW	I	60 A
ω	600 rpm	r_s	0,215 Ω
T_e	8 Nm	l_s	1,12 mH
V	48 V	M	0,18 mH

El modelo del GIPSF en coordenadas $abcxyz$, puede ser representado por las siguientes ecuaciones,

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

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 $abcxyz$. \vec{R}_s y \vec{L}_s son las matrices de resistencias e inductancias de los bobinados del estator, respectivamente.

$$\vec{R}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \text{ y } \vec{L}_s = \begin{bmatrix} l_s & M & M & M & M & M \\ M & l_s & M & M & M & M \\ M & M & l_s & M & M & M \\ M & M & M & l_s & M & M \\ M & M & M & M & l_s & M \\ M & M & M & M & M & l_s \end{bmatrix}. \quad (2)$$

La FEM puede definirse como,

$$e_j = \frac{d\vartheta_j}{dt} = \frac{d\vartheta_j}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \varphi_j(\theta)\omega, \quad (3)$$

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

donde ϑ_j son los flujos enlazados por el estator del generador, $d\theta/dt = \omega$ 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 de los bobinados y ranuras del estator, de la forma y disposición de los imanes y del núcleo magnético del estator.

Los generadores de 6 fases, tanto simétricos como asimétricos, pueden modelarse como dos generadores trifásicos independientes [16]. Con el objetivo de simplificar las ecuaciones del modelo presentado en (1) y (2), se utiliza la transformada de Clarke, definida como,

$$\vec{f}_{\alpha_1\beta_1} = \mathbf{K} \vec{f}_{abc}, \quad (4)$$

$$\vec{f}_{\alpha_2\beta_2} = \mathbf{K} \vec{f}_{xyz},$$

donde

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

siendo \vec{f} un vector genérico que puede representar las corrientes, las tensiones, los flujos o las FEM del estator.

Usando la citada transformada puede llegarse al siguiente modelo del GIPSF descrito en variables $\alpha_1\beta_1$ y $\alpha_2\beta_2$, respectivamente.

$$\vec{v}_{\alpha_1\beta_1} = \vec{R} \vec{i}_{\alpha_1\beta_1} + \vec{L} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha_1\beta_1} + \vec{e}_{\alpha_1\beta_1}, \quad (6)$$

$$\vec{v}_{\alpha_2\beta_2} = \vec{R} \vec{i}_{\alpha_2\beta_2} + \vec{L} \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha_2\beta_2} + \vec{e}_{\alpha_2\beta_2},$$

donde $\vec{v}_{\alpha_1\beta_1}$, $\vec{v}_{\alpha_2\beta_2}$, $\vec{i}_{\alpha_1\beta_1}$, $\vec{i}_{\alpha_2\beta_2}$, $\vec{e}_{\alpha_1\beta_1}$ y $\vec{e}_{\alpha_2\beta_2}$ representan a las tensiones, corrientes y FEM del estator y \vec{R} y \vec{L} son las matrices de resistencias e inductancias de los bobinados del estator en variables $\alpha_1\beta_1$ y $\alpha_2\beta_2$.

$$\vec{R} = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \text{ y } \vec{L} = \begin{bmatrix} l_s - M & 0 \\ 0 & l_s - M \end{bmatrix}. \quad (7)$$

La ecuación (3) que define las FEMs de la máquina se puede reescribir en estos nuevos sistemas de variables de la siguiente manera,

$$\vec{e}_{\alpha_1\beta_1} = \omega [\varphi_{\alpha_1}(\theta), \varphi_{\beta_1}(\theta)], \quad (8)$$

$$\vec{e}_{\alpha_2\beta_2} = \omega [\varphi_{\alpha_2}(\theta), \varphi_{\beta_2}(\theta)].$$

En la Fig. 1 se han representado gráficamente $\vec{e}_{\alpha_1\beta_1}$ y $\vec{e}_{\alpha_2\beta_2}$, correspondiente a la máquina utilizada en este trabajo.

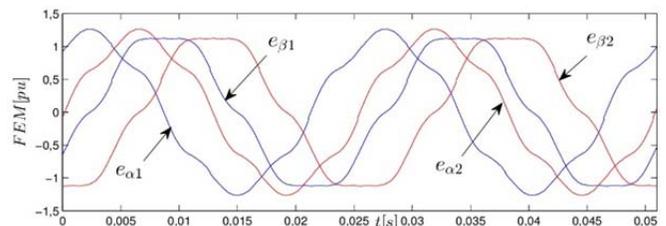


Figura 1. Forma de onda de FEM del GIPSF LCA-S01 en variables $\alpha_1\beta_1$ y $\alpha_2\beta_2$.

Las funciones de la Fig. 1 pueden obtenerse experimentalmente mediante un ensayo que consiste en capturar las tensiones en las terminales abiertas del generador a velocidad constante o también puede ser obtenida mediante una simulación con el método de elementos finitos como ocurrió en este caso.

En la Tabla II se presenta el contenido armónico de una máquina con dos FEM diferentes, una FEM con forma de onda sinusoidal y la FEM restante presentada en la Fig. 1 correspondiente al GIPSF LCA-S01.

TABLA II
COMPONENTES ARMÓNICOS DE LA FEM [PU]

FEM	COMPONENTES				
	1°	3°	5°	7°	9°
Sinusoidal	1	0	0	0	0
GIPSF LCA-S01	1,258	0,384	0,196	0,113	0,069

III. CONTROL PROPUESTO

En este trabajo se propone una estrategia de control de corrientes basado en la teoría de las potencias activa y reactiva instantáneas [17], para un GIPSF con distribución arbitraria de flujo en el entrehierro. Como ya se mencionó, se propone controlar un generador de seis fases como dos generadores trifásicos convencionales independientes. Las corrientes de estator se controlan por medio de dos convertidores de potencia de 3 ramas con un lazo de control de corriente por convertidor. En la Fig. 2 se ha representado de manera simplificada la propuesta de control.

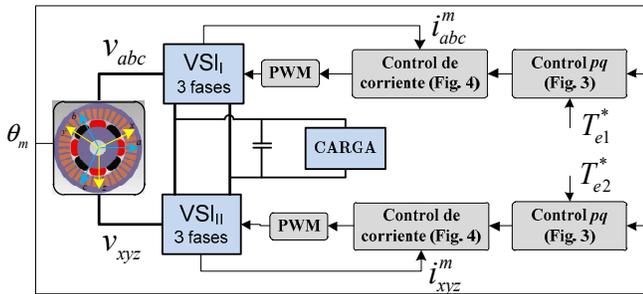


Figura 2. Diagrama de bloques simplificado del control de corriente del GIPSF.

El diagrama de bloques de la Fig. 3 representa el algoritmo para calcular las referencias de corriente necesarias para realizar las estrategias que se desarrollan en la sub sección 3.1. Puede deducirse de esta figura que este algoritmo necesita conocer las funciones $\varphi_j(\theta)$ del generador, las que pueden ser obtenidas por simulación o experimentalmente para luego ser almacenadas en una Tabla de Datos (TD). Partiendo de las funciones $\varphi_j(\theta)$, más la información de la velocidad, puede obtenerse la FEM del GIPSF, con lo que es posible calcular las corrientes de referencia.

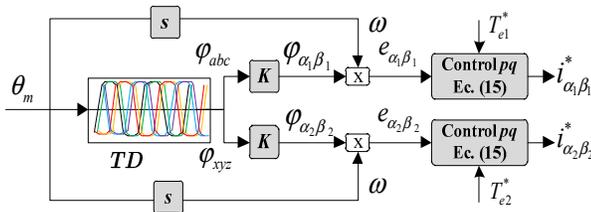


Figura 3. Representación del algoritmo para calcular las corrientes de referencia.

Debido a que la misma estrategia se aplica a los dos convertidores de potencia, tanto los algoritmos de

minimización de pulsaciones de par como el cambio de variables y ajuste de los reguladores que se presentan en las siguientes subsecciones se desarrollan de manera genérica para un sistema trifásico y al final de las subsecciones se definen y asignan las variables para el control de ambos convertidores.

3.1 Control de potencias activa y reactiva instantáneas

En esta subsección se desarrolla una estrategia de control basada en la teoría de las potencias activa y reactiva instantáneas para controlar el par del GIPSF con FEM arbitraria, que permite reducir las oscilaciones de par y las pérdidas por efecto Joule en los bobinados.

La teoría de las potencias activa y reactiva instantáneas o también conocida como teoría pq define la potencia activa (p) y la potencia reactiva (q) como [17],

$$p = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta), \quad (9)$$

$$q = \frac{3}{2}(-e_\alpha i_\beta + e_\beta i_\alpha).$$

Estas potencias pueden descomponerse en una parte continua y otra oscilatoria de la siguiente manera,

$$p = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (10)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q},$$

donde, \bar{p} y \tilde{p} representan las componentes continua y oscilatoria de p , mientras que \bar{q} y \tilde{q} representan las componentes continua y oscilatoria de q respectivamente.

El par electromagnético desarrollado en el entrehierro del generador (T_e) puede escribirse como,

$$T_e = p/\omega, \quad (11)$$

donde es posible despejar la potencia activa (p) como,

$$p = \bar{p} = T_e \omega. \quad (12)$$

De (12) solo se considera la componente continua (\bar{p}) de manera que para una velocidad constante, el par será constante estableciendo la primer consigna de control.

La potencia reactiva q presentada en (9), es la energía reactiva contenida en el entrehierro del GIPSF. Debido que el flujo magnético del rotor del generador es creado por los imanes permanentes, es posible disminuir las pérdidas por efecto Joule en la resistencia del estator, anulando la potencia reactiva en el entrehierro y estableciendo la segunda consigna de control.

$$q = \bar{q} + \tilde{q} = 0. \quad (13)$$

Una vez planteadas las consignas de p y q , es posible encontrar las corrientes de referencia a partir de la definición presentada en (9) como,

$$i_\alpha^* = \frac{2}{3} \frac{p^* e_\alpha - q^* e_\beta}{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)}, \quad (14)$$

$$i_\beta^* = \frac{2}{3} \frac{-q^* e_\alpha + p^* e_\beta}{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)}.$$

Luego reemplazando en (14) las consignas de control planteadas en (12) y (13) es posible obtener las referencias de corriente necesarias para realizar la estrategia de control

propuesta. Debido a que para este sistema se cuenta con dos convertidores de potencia, se tienen las siguientes expresiones,

$$i_{\alpha i}^* = \frac{2}{3} \frac{T_{ei}^* e_{\alpha i}}{(e_{\alpha i}^2 + e_{\beta i}^2)} \omega, \quad \text{con } i = 1, 2. \quad (15)$$

$$i_{\beta i}^* = \frac{2}{3} \frac{T_{ei}^* e_{\beta i}}{(e_{\alpha i}^2 + e_{\beta i}^2)} \omega,$$

donde el subíndice 1 y 2 corresponden a las corrientes de referencia que controlan los convertidores VSI_I y VSI_{II} respectivamente y la referencia de par del GIPSF está dada por,

$$T_e^* = T_{e1}^* + T_{e2}^*, \quad (16)$$

donde las referencias T_{e1}^* y T_{e2}^* no puede superar la mitad del valor nominal de par del generador ($T_{e1,2}^* \leq \frac{1}{2} T_{e,nominal}^*$), siendo posible que sean diferentes.

3.2 Control de corriente

En los accionamientos convencionales se emplean controladores PI síncronos, donde el control de corriente se realiza en un sistema de referencia síncrono con la velocidad del rotor. En este sistema de referencia, las corrientes sinusoidales de frecuencia fundamental resultan constantes.

Sin embargo, cuando las corrientes no son sinusoidales como en este trabajo (ver Fig. 7), las componentes de frecuencia diferentes a la fundamental resultan variables. Por lo tanto, si bien se asegura un correcto control de la componente fundamental, no sucede lo mismo con las componentes de mayor frecuencia. Esto es un inconveniente debido a que los controladores PI convencionales, normalmente, no poseen ancho de banda suficiente para cubrir el rango de frecuencias necesario.

Diferentes técnicas se han propuesto para solucionar este inconveniente y mejorar el funcionamiento del control de las corrientes de excitación, en [18] se propone un estimador/regulador de corriente síncrono, usando múltiples sistemas de referencia. Sin embargo, la ejecución de este regulador requiere de un regulador y un estimador por cada componente armónico que se quiera controlar.

El objetivo de los reguladores de corriente síncronos, al igual que los que emplean múltiples sistemas de referencia, es que las corrientes a controlar sean constantes o lentamente variantes, para obtener una buena regulación de los controladores PI. A su vez, cuando se controlan GIPSF sinusoidales en un sistema de referencia orientado según el flujo del rotor, la corriente en cuadratura se emplea para controlar el par del generador, mientras que la componente directa es anulada.

Siguiendo estas ideas, en este trabajo se propone realizar el control de las corrientes de excitación desarrollada en [15], que consiste en emplear un cambio de variables,

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (17)$$

de tal manera que la consigna de par del generador pueda controlarse actuando únicamente sobre la componente i_p y la consigna de la corriente i_q sea nula, siendo i_α^* e i_β^* las corrientes necesarias para minimizar las ondulaciones de par,

en un sistema de referencia estacionario. Observando (15) puede apreciarse que si se multiplica i_α^* por φ_α e i_β^* por φ_β se obtiene,

$$i_\alpha^* \varphi_\alpha + i_\beta^* \varphi_\beta = \frac{2}{3} \frac{T_e^* \varphi_\alpha}{(\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2)} \varphi_\alpha + \frac{2}{3} \frac{T_e^* \varphi_\beta}{(\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2)} \varphi_\beta = \frac{2}{3} T_e^*, \quad (18)$$

e i_α^* por φ_β e i_β^* por $-\varphi_\alpha$ se tiene,

$$i_\alpha^* \varphi_\beta - i_\beta^* \varphi_\alpha = \frac{2}{3} \frac{T_e^* \varphi_\alpha}{(\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2)} \varphi_\beta - \frac{2}{3} \frac{T_e^* \varphi_\beta}{(\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2)} \varphi_\alpha = 0. \quad (19)$$

Por lo tanto, la matriz de transformación \mathbf{G} queda,

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \varphi_\alpha & \varphi_\beta \\ \varphi_\beta & -\varphi_\alpha \end{bmatrix}, \quad (20)$$

la cual permite lograr el objetivo propuesto, ya que en estas nuevas variables las corrientes necesarias para minimizar las ondulaciones de par del generador son,

$$i_{pi}^* = \frac{2}{3} T_{ei}^*, \quad (21)$$

$$i_{qi}^* = 0,$$

con $i = 1, 2$ para cada convertidor. La transformación inversa está dada por,

$$\mathbf{G}^{-1} = \frac{1}{(\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2)} \begin{bmatrix} \varphi_\alpha & \varphi_\beta \\ \varphi_\beta & -\varphi_\alpha \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Como puede apreciarse, en estas nuevas variables las corrientes a inyectar son constantes, sin componentes armónicos, por lo que el controlador de corriente a emplear no tiene grandes requerimientos en cuanto al ancho de banda.

Además, en estas variables el control con mínimas ondulaciones de par se asemeja al control vectorial en un sistema de referencia síncrono, donde la componente en cuadratura es directamente proporcional al par del generador y la componente de eje directo es nula. Nótese la analogía entre la corriente i_p y la corriente activa instantánea y entre la corriente i_q y la corriente reactiva instantánea. En la Fig. 4 se presenta el control de corriente propuesto.

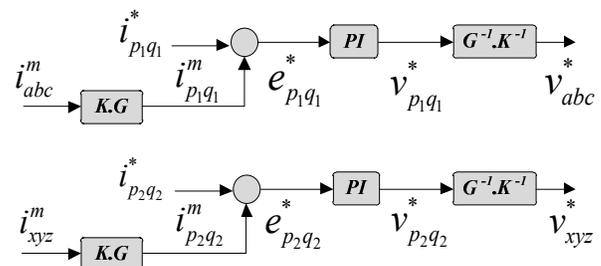


Figura 4. Estrategia de cambio de variables en el control de corriente.

Las tensiones de referencia v_{abc}^* y v_{xyz}^* calculadas por el control de corriente descrito en la Fig. 4 son realizadas por medio de dos moduladores de ancho de pulso (PWM) del tipo seno-triángulo que actúan sobre los inversores VSI_I e VSI_{II} respectivamente (ver Fig. 2).

3.3 Cálculo de los controladores PI

El cálculo de los parámetros de los controladores PI se realizó utilizando el criterio “óptimo de amplitud” [19]. Este criterio considera el retardo de cómputo del controlador y del PWM. El mismo está determinado por el tiempo que transcurre desde que se muestrea la corriente, hasta que la nueva tensión calculada es aplicada al motor.

Para poder obtener un modelo del sistema es necesario conocer las funciones de transferencia (FT) que intervienen en el mismo.

. Función de transferencia del Generador (H_g)

Si consideramos (6) en el nuevo espacio vectorial pq desarrollado en la subsección 3.2 obtenemos,

$$\vec{v}_{pi} = \vec{R} \vec{i}_{pi} + \vec{L} \vec{j} \omega \vec{i}_{pi} + \vec{L} \frac{d}{dt} \vec{i}_{pi} + \vec{e}_{pi}, \quad (23)$$

$$\vec{v}_{qi} = \vec{R} \vec{i}_{qi} + \vec{L} \vec{j} \omega \vec{i}_{qi} + \vec{L} \frac{d}{dt} \vec{i}_{qi} + \vec{e}_{qi},$$

con $i = 1, 2$ para cada convertidor. El término $(\vec{L} \vec{j} \omega \vec{i}_{pq})$ puede ser considerado como una perturbación que es compensada por el lazo de control de corriente (ver Fig. 5) donde la matriz \vec{j} vale

$$\vec{j} = \vec{G} \frac{d}{dt} \vec{G}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + \vec{h}(\theta), \quad (24)$$

dónde $\vec{h}(\theta)$ son componentes armónicas con magnitud menor a la unidad $\|\vec{h}(\theta)\| < 1$ y dependientes del contenido armónico de la FEM. En el caso de una máquina con FEM sinusoidal $\vec{h}(\theta)$ es nulo.

Aplicando la transformada de Laplace a (23) se puede obtener la función de transferencia del generador como,

$$\mathbf{H}_g = \frac{i_{pq}}{(v_{pq} - e_{pq} - \vec{L} \vec{j} \omega \vec{i}_{pq})} = \frac{1/r_s}{(l_s - M)/r_s s + 1}, \quad (25)$$

obteniendo

$$\mathbf{H}_g = \frac{k_g}{\tau_g s + 1}, \quad (26)$$

con $k_g = 1/r_s$ y $\tau_g = (l_s - M)/r_s$.

. Función de transferencia del Controlador PI (H_{pi})

La función de transferencia del controlador PI es ampliamente conocida y puede describirse como,

$$\mathbf{H}_{pi} = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \frac{(k_p/k_i)s + 1}{(k_p/k_i)s} = k_{pi} \frac{\tau_{pi}s + 1}{\tau_{pi}s}. \quad (27)$$

. Función de transferencia del Convertidor (H_A)

Como se mencionó anteriormente el convertidor puede ser modelado como un retardo T_Σ que representa fundamentalmente el tiempo transcurrido desde que el sistema de control genera un cambio en la señal de referencia, hasta que el convertidor modifica el estado de sus semiconductores. La constante de tiempo utilizada T_Σ se define generalmente como $T_\Sigma = 3/2 T_M$, donde T_M es el período de muestreo (= período de conmutación). El

retardo T_Σ es el que limita la dinámica del controlador, por lo que criterio “óptimo de amplitud” ajusta el control lo más rápido posible con amortiguamiento crítico. Por lo tanto H_A puede describirse como,

$$\mathbf{H}_A = \frac{1}{T_\Sigma s + 1}. \quad (28)$$

Una vez conocidas las FT del sistema es posible construir el modelo del lazo de control de corriente del sistema completo como se presenta en la Fig. 5.

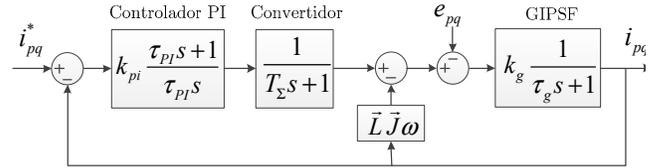


Figura 5. Diagrama de bloques del control de corriente.

De la Fig. 5 se puede obtener la FT del sistema en lazo abierto H_{LA} como,

$$\mathbf{H}_{LA} = \mathbf{H}_{pi} \mathbf{H}_A \mathbf{H}_g = k_{pi} k_g \frac{\tau_{pi}s + 1}{\tau_{pi}s (\tau_g s + 1) (T_\Sigma s + 1)}. \quad (29)$$

Si se compensa el efecto del polo τ_g con el cero τ_{pi} seleccionando $\tau_{pi} = \tau_g$, esto supone que la constante de tiempo eléctrica τ_g es significativamente mayor que T_Σ . Como resultado, (29) queda:

$$\mathbf{H}_{LA} = k_{pi} k_g \frac{1}{\tau_{pi}s (T_\Sigma s + 1)}. \quad (30)$$

La FT de lazo cerrado queda,

$$\mathbf{H}_{LC} = \frac{\mathbf{H}_{LA}}{1 + \mathbf{H}_{LA}} = \frac{\frac{k_{pi} k_g}{\tau_{pi} T_\Sigma}}{s^2 + \frac{1}{T_\Sigma} s + \frac{k_{pi} k_g}{\tau_{pi} T_\Sigma}}. \quad (31)$$

Comparando con la ecuación característica,

$$\varepsilon \omega_n = \frac{1}{T_\Sigma}, \quad (32)$$

$$\omega_n^2 = \frac{k_{pi} k_g}{\tau_{pi} T_\Sigma}, \quad (33)$$

siendo ε el factor de amortiguamiento relativo y ω_n la frecuencia natural no amortiguada. Despejando k_{pi} y eliminando ω_n de (32) y (33) para obtener amortiguamiento crítico, se obtiene:

$$k_{pi} = \frac{\tau_{pi}}{4 \varepsilon^2 T_\Sigma k_g}. \quad (34)$$

Con $\varepsilon = 1/\sqrt{2}$ y el valor de $\tau_{pi} = \tau_g$ queda,

$$k_{pi} = \frac{\tau_g}{2 T_\Sigma k_g}. \quad (35)$$

A partir de (35) es posible obtener los valores de las constantes k_p y k_i de los controladores,

$$k_p = k_{pi} = \frac{\tau_g}{2T_\Sigma k_g} = \frac{(l_s - M)}{2T_\Sigma}, \quad (36)$$

$$k_i = \frac{k_{pi}}{\tau_{pi}} = \frac{1}{2T_\Sigma k_g} = \frac{r_s}{2T_\Sigma}. \quad (37)$$

Sobre la base de los datos del generador (ver Tabla I) y las especificaciones impuestas, en la Tabla III se resumen los parámetros definidos y calculados que intervienen en el diseño del controlador PI.

TABLA III
PARÁMETROS DEL CONTROL DE CORRIENTE

Parámetro	Valor
Frec. de conmutación ($f_M = 1/T_M$)	20 kHz
Cte. de tiempo de retardo (T_Σ)	$(3/2)T_M$
Factor de amort. relativo (ϵ)	$1/\sqrt{2}$
Porcentaje de sobrepaso (%OS)	4,32 %
Tiempo de asentamiento ($t_s = 8T_\Sigma$)	0,6 ms
Cte. proporcional (k_p)	6,22 Ω
Cte. integral (k_i)	1433,33 Ω/s

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Se presentan resultados de simulación para dos estrategias de control, la primera es un control vectorial *doble - dq* propuesto en [11], mientras que la segunda es la propuesta realizada por los autores de este trabajo.

4.1 Control vectorial *doble - dq* para GIPSF.

En la Fig. 6 se presenta el par electromagnético desarrollado por dos generadores con diferente forma de onda de FEM, una FEM sinusoidal y la restante la correspondiente al GIPSF LCA-S01.

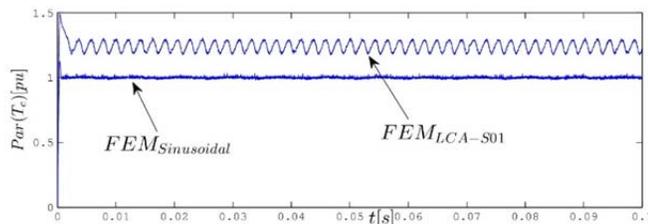


Fig. 6. Par electromagnético para control vectorial *doble - dq*.

Se puede observar de la Fig. 6, que para la FEM sinusoidal el control vectorial *doble - dq* desarrolla un par que es libre de oscilaciones, mientras que cuando la FEM posee mayor contenido armónico (ver Tabla II), el par desarrollado presenta ondulaciones y un incremento debido a que la FEM posee mayor valor eficaz.

4.2 Control propuesto

En esta subsección se presentan resultados de simulación del sistema completo presentado en la Fig. 2. Las variables que intervienen para desarrollar el algoritmo propuesto en la Fig. 3 consisten en la posición θ y velocidad angular ω medidas y las referencias de par electromagnético T_{e1}^* y T_{e2}^* .

Se realizan un ensayo con velocidad constante $\omega = 1 pu$ y diferentes escalones de referencia de par electromagnético.

Para el ensayo se considera el GIPSF LCA-S01 y se muestran resultados de las corrientes de referencia y medidas en los diferentes sistemas de referencia, las potencias instantáneas y el par electromagnético. A diferencia de la Fig. 6 que considera valores nominales (1 pu) los desarrollados por el GIPSF sinusoidal, en las Fig. 7-10 se toma como los valores nominales (1 pu) los desarrollados por el GIPSF LCA-S01.

La Tabla IV muestra los diferentes escalones de par aplicados durante el ensayo.

TABLA IV
ESCALONES DE PAR APLICADOS EN EL ENSAYO 2

t [ms]	T_{e1}^* [pu]	T_{e2}^* [pu]	T_e^* [pu]
t = 0	0,5	0,5	1
t = 30	0,25	0,25	0,5
t = 60	0,25	0,4	0,65

En la Fig. 7 se presentan las corrientes de referencia para los distintos escalones de par, se observa que las referencias calculadas con el algoritmo basado en la teoría *pq*, poseen un gran contenido armónico que deteriora el rendimiento del control de corriente.

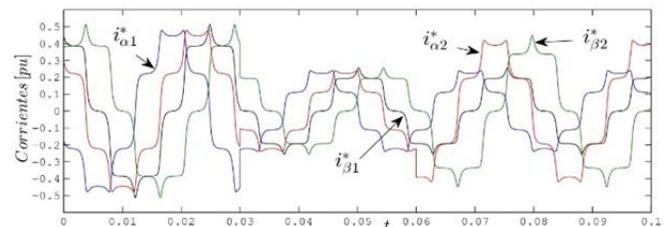


Figura 7. Corriente de referencia en variables $\alpha_1\beta_1$ y $\alpha_2\beta_2$.

En la Fig. 8 se pueden observar las potencias instantáneas para diferentes escalones de referencia de par cuando se aplica el cambio de variables, se puede observar que $i_{p1,2}^*$ e $i_{q1,2}^*$ son constantes, lo que significa una ventaja para la realización del control de corriente.

En t = 30 ms ambas potencias se reducen al 50% mientras que para el segundo escalón de referencia de par (t = 60 ms), solo el segundo convertidor incrementa su potencia mientras que la potencia del primero permanece constante.

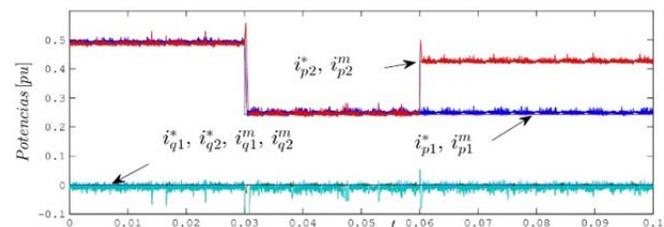


Figura 8. Corrientes de referencia y medidas con cambio de variable ($i_{p1,2}^*$ e $i_{q1,2}^*$).

Al igual que en la figura anterior, en la Fig. 9 puede observarse que la potencia generada sigue la forma de la corriente de referencia mientras que la potencia reactiva es prácticamente nula. La potencia total $p = p_1 + p_2$ es la suma de la potencia generada por ambos convertidores de potencia.

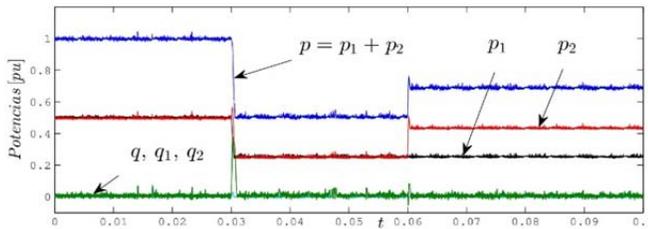


Figura 9. Potencia activa y reactiva instantánea.

Por último se presenta el par electromagnético donde se observa que para distintos puntos de operación, la estrategia propuesta cumple con las consignas de control.

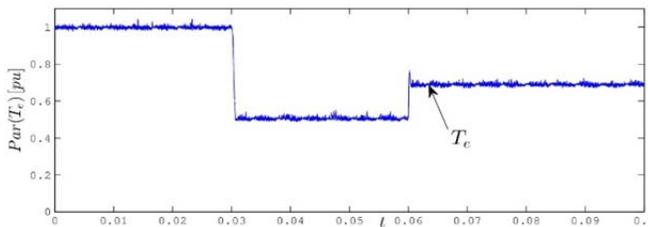


Figura 10. Par electromagnético.

IV. CONCLUSIÓN

Se presentó un control para una máquina de imanes permanentes de seis fases, trabajando como generador, que es controlada por separado mediante dos convertidores trifásicos convencionales.

La estrategia propuesta que controla las corrientes del GIPSF, basada en la teoría de las potencias activa y reactiva instantáneas, permite minimizar las pulsaciones de par y reducir la potencia reactiva que circula por el generador.

El cambio de variables y sintonización realizado en el lazo de control de corriente permitió conseguir un excelente rendimiento en los resultados de simulación.

Se puede concluir que los generadores polifásicos, especialmente los de 6 fases con bobinados asimétricos fácilmente se pueden integrar con convertidores trifásicos convencionales ofreciendo un buen compromiso entre la complejidad que presenta y los beneficios que puede tener este tipo de generador, especialmente en la fiabilidad ante la aparición de fallas en sistemas de generación eólica.

REFERENCIAS

- [1] Levi, E., "Multiphase electric machines for variable-speed applications". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55 (5), pp. 1893-1909, 2008.
- [2] Barrero, F., Duran, M., "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2015.
- [3] Duran, M., Barrero, F., "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines - part 2". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2015.
- [4] Lyra, R., Lipo, T., "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection". *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38 (5), pp. 1351-1360, 2002.
- [5] Barcaro, M., Bianchi, N., Magnussen, F., "Faulty operations of a pm fractional-slot machine with a dual three-phase winding". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58 (9), pp. 3825-3832, 2011.
- [6] R. Y. Barazarte, G. Gonzalez, and E. Hall, "Comparison of Electrical Generators used for Wind Power Generation," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 9, no. 7, pp. 1040-1044, Dec. 2011.
- [7] Che, H., Levi, E., Jones, M., Duran, M., Wooi-Ping H., Abd Rahim, N., "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.
- [8] Hu, Y., Zi-Qiang, Z., Liu, K., "Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current

- Unbalance and Harmonics", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electr.*, vol. 2 (2), pp.272-284, 2014.
- [9] Che, H., Levi, E., Jones, M., Hew, W., Rahim, N., "Current Control Methods for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive". *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 29 (1), pp. 407-417, 2014.
- [10] Yuan, L., Chen, M., Shen, J., Xiao, J., "Current harmonics elimination control method for six-phase PM synchronous motor drives". *ISA Transactions, Elsevier ISA Transactions*. vol. 59, Pages 443-449, 2015.
- [11] He, Y., Wang, Y., Wu, J. Feng, Y., Liu, J., "A simple current sharing scheme for a dual three-phase permanent-magnet synchronous motor drives". *IEEE Conference on Applied Power Electronics (APEC)*, pp. 1093-1096, 2010.
- [12] Zhao, Y., Lipo, T., "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition", *IEEE Trans. on Industry Applications*. vol. 31 (5), pp.1100-1109, 1995.
- [13] Karttunen, J., Kallio, S., Peltoniemi, P., Silventoinen, P., Pyrhonen, O., "Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet synchronous machines". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61 (5), p.2185-2196, 2014.
- [14] G. Catuogno, D. Forchetti, G. Garcia and R. Leidhold, "Maximizing Energy Transference in PMSG with Arbitrary EMF Waveform", *IEEE Latin America Transactions*, Vol.:12, Iss.6, pp. 1071-1077, ISSN: 1548-0992, 2014.
- [15] De Angelo, C., Bossio, G., Solsona, J., García, G., Valla, M., "Minimización de Ripple de Par en Máquinas de CA con Imanes Permanentes". *AADECA 2004 - XIX Congreso Argentino de Control Automático*, 2004.
- [16] Nelson, R., Krause, P., "Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets". *IEEE Trans. on Power Appl. and Syst.* vol. PAS-93, pp.841-848, 1974.
- [17] Watanabe, E., Akagi, H., Aredes, M., "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning". *IEEE Press/Wiley-Interscience Piscataway, NJ/New York*, 2007.
- [18] Chapman, P., Sudho, S., 2000. "A Multiple Reference Frame Synchronous Estimator/Regulator". *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 15 (2), pp. 197-202.
- [19] Schröder, D., "Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen". 4th ed. Berlin ;Heidelberg: *Springer Vieweg*, 2015.



Guillermo R. Catuogno was born in Villa Mercedes, Argentina, in 1981. Received the Electrical and Electronics Engineering degree from Universidad Nacional de San Luis, Argentina, in 2007 and his doctorate of engineering degree from the Universidad Nacional de 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. 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, Argentina, in 1981, and the M.Sc. and Dr. degrees in electrical engineering from COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Brazil, in 1990 and 1994, respectively. Since 1994, he has been with the Universidad Nacional de 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, and renewable energy conversion.



Roberto Leidhold received the B.S. degree in electronics engineering from the Universidad Nacional de Cordoba, Cordoba, Argentina, in 1995; the M.S. degree from the Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, in 2000; and the Ph.D. degree from the Universidad Nacional de La Plata, La Plata, Argentina, in 2003. From 2003 to 2004, he was postdoctoral fellow at the Universidad Nacional de Río Cuarto. Since 2011 he is Professor for electric drive systems at the Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Germany. His research interests include control of drives, electric machines and renewable energy generation.