

Maximizing Energy Transference in PMSG with Arbitrary EMF Waveform

G. Catuogno, *Student Member, IEEE*, D. Forchetti, G. Garcia, *Senior Member, IEEE*, and R. Leidhold, *Member, IEEE*

Abstract— A control method is proposed with the objective of maximizing the energy transference in Permanent Magnet Synchronous Generators (PMSG). Such control is based on the evaluation of instantaneous power components. First, the conventional control strategy known as block commutation for PMSG in compared with the strategy proposed for 3-wire systems where the latter has the advantage of minimizes copper losses and reduce torque ripple. Then a 4-wire systems is analyzed, the topology implemented connect the neutral point of the generator to the midpoint of the DC bus capacitor bank, in these case, the strategy proposed can increase the energy transfer exploiting the homopolar current flow. Simulation results are presented and analyzed to validate the proposed strategies for generators with three different EMF waveforms. From these results, it can be concluded that when neutral is connected, it is possible to take advantage of the homopolar components of the generator EMF by imposing and adequate current with the objective of maximizing the generator power.

Keywords— Energy flow control, PMSG, Instantaneous Reactive Power.

I. INTRODUCCION

LAS MAQUINAS, Sincrónicas de Imanes Permanentes (MSIP) construidas con imanes de alta energía (e.g., Neodimio-Hierro-Boro, NdFeB, o Samario-Cobalto, SmCo) se caracterizan por tener mayor rendimiento y densidad de potencia que otros tipos de máquinas eléctricas. Estas características han hecho que las MSIP sean atractivas en muy diversas aplicaciones, como por ejemplo robótica, aviónica, tracción eléctrica y generación eólica, entre otras.

Cuando las MSIP trabajan como motores, normalmente son alimentadas a través de un inversor trifásico que incluye un lazo de control de corriente, con el objetivo de imponer cierta forma de onda de corriente en los bobinados, con una determinada amplitud y frecuencia, con el objetivo de controlar el par electromagnético de la máquina [1].

Las MSIP pueden clasificarse en función de la forma de onda de su Fuerza Electro-Motriz (FEM) en [2], [3],

MSIP con FEM Senoidal;

MSIP con FEM Trapezoidal.

Con el objetivo de generar par electromagnético libre de pulsaciones, las MSIP con FEM senoidal normalmente son

alimentadas con corrientes senoidales mientras que las MSIP con FEM trapezoidal normalmente son alimentadas con corrientes constantes en los intervalos en que la FEM también lo es [4].

En la práctica es muy difícil, por cuestiones constructivas, lograr máquinas con FEM perfectamente senoidal o trapezoidal, razón por la que los accionamientos convencionales que usan MSIP pueden presentar ondulaciones de par electromagnético, lo que puede deteriorar su desempeño o hasta inviabilizar el uso de este tipo de máquinas en algunas aplicaciones [5-8]. La solución a este problema es imponer, en función de la forma de onda de FEM, una forma de onda de corriente adecuada para generar el par deseado, sin ondulaciones indeseadas.

En [9] y [10] se propone inyectar armónicos en las referencias de las corrientes de alimentación con el objetivo de eliminar las ondulaciones de par [11].

En [12] se propone una estrategia, basada en la teoría de potencia reactiva instantánea [13], para generar las referencias de corrientes a ser impuestas en MSIP con formas de onda de FEM arbitrarias.

El rendimiento y el par máximo por amperio son también características importantes que han sido estudiadas intensamente. En particular, en [14] se propone aprovechar la corriente homopolar de una MSIP, cuya FEM tiene componentes de 1er y 3er armónico, con el objetivo de maximizar la relación par electro-motriz versus corriente de fase.

Cuando las MSIP trabajan como generador con velocidad variable (e.g. generación eólica) usualmente la energía es transferida desde el generador a través de un convertidor electrónico de potencia, que puede ser un simple rectificador pasivo, un rectificador que incluye un convertidor elevador de tensión o un rectificador con un lazo de control de corriente [15], [16]. En este último caso es posible controlar el flujo de energía de la misma manera que en el caso de los motores, como fue citado anteriormente.

En este trabajo se propone una estrategia basada en la teoría de la potencia reactiva instantánea, que permite eliminar las ondulaciones de par electromagnético y reducir las pérdidas en el cobre cuando el sistema es de 3 hilos y además es posible maximizar la transferencia de energía aprovechando la corriente de secuencia homopolar cuando el sistema es de 4 hilos, la topología utilizada para este caso, conecta el centro de estrella del Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP) a un divisor capacitivo en el bus de Corriente Continua (CC).

Este trabajo está organizado de la siguiente manera, en la sección II se escribe el modelo del generador. En la sección III

G. Catuogno, Universidad Nacional de Rio Cuarto, Cordoba, Argentina, gcatu@ieee.org

D. Forchetti, Universidad Nacional de Rio Cuarto, Cordoba, Argentina, dforchetti@ing.unrc.edu.ar

G. Garcia, Universidad Nacional de Rio Cuarto, Cordoba, Argentina, g.garcia@ieee.org

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

se presenta el control estándar de conmutación por bloques para MSIP, luego se propone en la sección IV la estrategia que utiliza la potencia reactiva instantánea, en la sección V se presentan el algoritmo de control para optimizar el sistema. En la sección VI se presentan resultados de simulación con el objetivo de validar la propuesta. Finalmente, en la sección VII se presentan las conclusiones.

II. MODELO DEL GSIP

La teoría desarrollada en este trabajo es válida para cualquier MSIP con FEM arbitraria, trabajando como motor o como generador, donde puedan despreciarse los efectos de saliencias y saturación.

No obstante lo anterior, se ha tomado como caso específico de estudio una MSIP de flujo radial, trabajando como generador, disponible en el laboratorio del GEA-UNRC, cuyos parámetros y valores nominales se muestran en la Tabla I.

TABLA I. PARAMETROS Y VALORES NOMINALES DE LA MSIP IVS4500.

PARAMETRO	VALOR
P	5 kW
ω_n	600 RPM
Polos	16
r_s	0,215 OHM
L_s	1,12 MHY
V_f	48 V

En la Fig. 1 se presenta la FEM de la citada MSIP, la cual fue relevada experimentalmente.

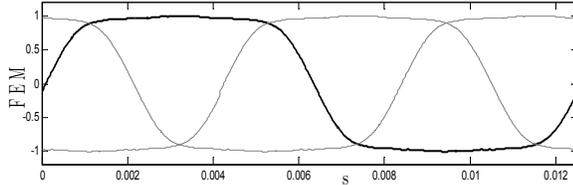


Figura 1. Forma de onda del MSIP en variables de la maquina abc.

El modelo de la MSIP en variables de la máquina, fases abc, puede ser representado por las siguientes ecuaciones [17],

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

$$i_n = i_a + i_b + i_c, \quad (2)$$

donde \vec{v}_{abc} , \vec{i}_{abc} y \vec{e}_{abc} son los vectores que representan a las tensiones, corrientes y FEM de las fases abc, i_n es la corriente del neutro, r_s y L_s son la resistencia e inductancia los bobinados del estator respectivamente, definidos como,

$$\vec{v}_{abc} = [v_a v_b v_c]^T, \vec{i}_{abc} = [i_a i_b i_c]^T, \vec{e}_{abc} = [e_a e_b e_c]^T, \quad (3)$$

$$\text{con } e_j = \frac{d\psi_j}{dt} = \frac{d\psi_j}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \varphi_j(\theta)\omega, j = a, b, c$$

donde ψ_j son los flujos enlazados por el estator de la máquina, $d\theta/dt = \omega$ es la velocidad angular del rotor y $\varphi_j(\theta)$ son funciones que dependen de la distribución de densidad de flujo en el entrehierro y determinan 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.

Con el objetivo de simplificar el modelo matemático, se utilizará la transformada de Clarke, definida a continuación,

$$\vec{f}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{K} \vec{f}_{abc}, \quad \vec{f}_{\alpha\beta 0} = [f_\alpha f_\beta f_0]^T, \quad \vec{f}_{abc} = [f_a f_b f_c]^T, \quad (4)$$

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

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

Usando la citada transformada es posible llegar al siguiente modelo de la MSIP, descrito en variables $\alpha\beta 0$ [18],

$$\vec{v}_{\alpha\beta 0} = r_s \vec{i}_{\alpha\beta 0} + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta 0} + \vec{e}_{\alpha\beta 0}, \quad (5)$$

donde $\vec{v}_{\alpha\beta 0}$, $\vec{i}_{\alpha\beta 0}$ y $\vec{e}_{\alpha\beta 0}$ representan a las tensiones, corrientes y FEM del estator en variables $\alpha\beta 0$, respectivamente. Por inspección de esta ecuación puede deducirse el circuito equivalente, que se muestra en la Fig. 2, que representa a la MSIP en variables $\alpha\beta 0$ [18].

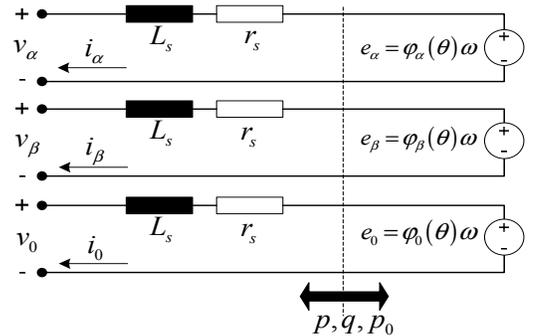


Figura 2. Circuito equivalente del GSIP en variables $\alpha\beta 0$.

La ecuación (3) puede también representarse en variables $\alpha\beta 0$ como,

$$\vec{e}_{\alpha\beta 0} = \omega [\varphi_\alpha(\theta) \varphi_\beta(\theta) \varphi_0(\theta)]^T. \quad (6)$$

Puede concluirse de la Fig. 1 que la forma de onda de FEM de la MSIP que se ha tomado como ejemplo para este trabajo es casi trapezoidal. Es por ello que en este trabajo se compara la estrategia propuesta con la estrategia convencional utilizada en este tipo de máquinas.

III. CONTROL ESTANDAR PARA FEM TRAPEZOIDAL

La estrategia de control convencional para MSIP con FEM trapezoidal consiste en aplicar un escalón de corriente en el momento en el que la fuerza electro-motriz es constante, tal como se ha representado en la Fig. 3. Esta estrategia ha sido uno de los métodos ampliamente estudiado es mediante la utilización de sensores de efecto hall, la cual tiene la ventaja que reduce costos en comparación con sensores como encoders o resolvers [19], [20]. Una característica de esta estrategia es que en todo momento solo dos fases están generando energía mientras que la restante está inactiva debido a que el producto entre la corriente y la FEM es nulo. Consecuentemente, la potencia generada puede expresarse como,

$$P = 2ie(\theta) \tag{7}$$

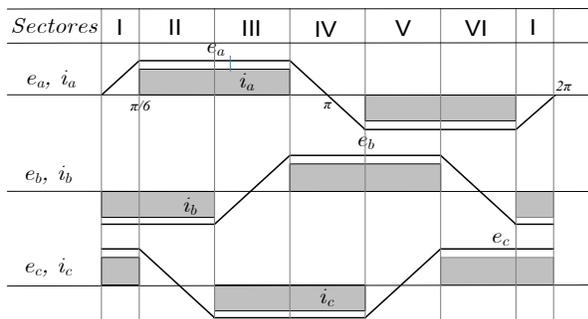


Figura 3. Formas de onda de FEM y corriente para $n_p = 1$.

En la Fig. 4 se presenta de manera simplificada el diagrama de control de la estrategia, la cual consiste en determinar mediante la información de la posición del rotor los $6/n_p$ sectores, donde n_p es el número de pares de polos. Una vez determinado los sectores el esquema de control determina cuales son las dos fases que deben conducir simultáneamente y manteniendo el tercer terminal desconectado. Sucesivamente se va alternando el par de terminales a excitar hasta completar las $6/n_p$ combinaciones posibles que serán aplicadas a un control de corriente para controlar el convertidor de potencia.

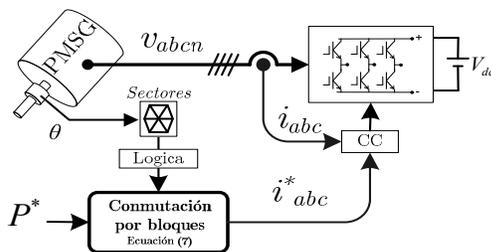


Figura 4. Control Estándar de Conmutación por Bloques

IV. PROPUESTA DE CONTROL

En este trabajo se propone una estrategia de control utilizando la teoría de potencia reactiva Instantánea [13] para un GSIP con distribución arbitraria de flujo en el entrehierro.

En esta propuesta es necesario conocer el flujo en función del ángulo del rotor para obtener las referencias de corrientes que permitan lograr la máxima transferencia de potencia.

La teoría de potencia reactiva instantánea define la potencia activa (p), la potencia reactiva (q) y la potencia homopolar (p_0) como,

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p}, \\ q &= \bar{q} + \tilde{q}, \\ p_0 &= \bar{p}_0 + \tilde{p}_0. \end{aligned} \tag{8}$$

donde, \bar{p} , \bar{q} y \bar{p}_0 representan las componentes continuas de las potencias, mientras que \tilde{p} , \tilde{q} y \tilde{p}_0 representan las componentes oscilatorias.

Las únicas potencias que transfieren energía neta desde/hacia el generador son las componentes continuas \bar{p} y \bar{p}_0 , mientras que la potencia reactiva q constituye una energía entretenida en el entrehierro del GSIP que no produce par en el eje del generador. Las componentes oscilatorias \tilde{p} y \tilde{p}_0 no transfieren energía media al entrehierro del GSIP pero pueden expresarse como componentes oscilantes de par en el eje del GSIP.

Es importante resaltar que la componente continua \bar{p}_0 de la potencia homopolar no puede existir sin la presencia de la componente oscilatoria \tilde{p}_0 [21].

En este trabajo se define como Potencia Total transferida (P_T) desde/hacia el entrehierro a la suma de la potencia activa más la potencia homopolar como sigue

$$P_T = p + p_0 \tag{9}$$

Las potencias activas y reactiva instantáneas transferidas al entrehierro del GSIP, pueden expresarse en términos de las corrientes de estator y la FEM como,

$$\begin{aligned} p &= \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \\ q &= \frac{3}{2}(e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha) \\ p_0 &= 3e_0 i_0. \end{aligned} \tag{10}$$

En la Fig. 5 se muestra de manera simplificada la propuesta de control para el caso 4-hilos.

Las corrientes de estator se controlan por medio de un convertidor de electrónica de potencia de 3 piernas más un lazo de control de corriente sobre las fases del estator del GSIP. Las estrategias propuestas requieren el conocimiento de la forma de onda del flujo de la máquina $\varphi_\alpha(\theta)$, $\varphi_\beta(\theta)$ y $\varphi_0(\theta)$ las cuales son obtenidas experimentalmente. Finalmente, a partir de las formas de onda del flujo de la máquina más la velocidad se puede calcular la FEM del GSIP con el cual es

posible implementar estrategias de optimización mediante algoritmos de control que se desarrollan en las siguientes secciones.

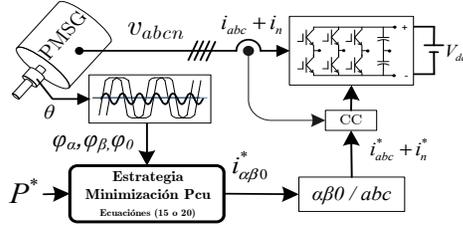


Figura 5. Estrategias de Control de 4-hilos.

V. ESTRATEGIAS DE OPTIMIZACIÓN

Para los casos de estudio que se muestran en esta sección, no se consideraron las pérdidas mecánicas del GSIP ni las pérdidas en el núcleo magnético, por lo que la capacidad de generar potencia queda exclusivamente limitada por la capacidad térmica de la máquina para evacuar las pérdidas por efecto joule en los bobinados de estator de la misma.

En esta sección se presentan dos propuestas para el control del GSIP.

En la subsección V-A (*Caso 1*) la optimización tiene por objetivo minimizar las pérdidas en el cobre con la restricción que la potencia generada sea constante (sin ondulaciones de par a velocidad constante). En este caso el centro de estrella del generador no está conectado (sistema de 3 hilos).

En la subsección V-B (*Caso 2*) la optimización tiene por objetivo maximizar la potencia con la restricción que la potencia generada sea constante, esta estrategia se aplica a un sistema de 4 hilos donde el centro de estrella está conectado a un divisor capacitivo en el bus de CC. Esta topología de 4 hilos tiene la ventaja que utiliza el mismo convertidor convencional de 3 piernas sin la necesidad de contar con llaves adicionales.

Para el desarrollo de los algoritmos de optimización se utiliza el método de multiplicadores de Lagrange [22] el cual consiste en formar una función $h(\bar{x}, \lambda)$ que tiene la siguiente forma:

$$h(\bar{x}, \lambda) = f(\bar{x}) - \lambda(g(\bar{x})) \quad \text{con} \quad g(\bar{x}) = 0, \quad (11)$$

donde $f(\bar{x})$ es la función objetivo a ser optimizada, $g(\bar{x})$ la función restricción, λ es una variable auxiliar llamada multiplicador de Lagrange y \bar{x} es el vector de las variables del sistema.

El valor de \bar{x} que determina un punto crítico (punto donde es posible encontrar un extremo de $h(\bar{x}, \lambda)$ es el que se obtiene cuando $\nabla \bar{h}(\bar{x}, \lambda)$ es decir,

$$\nabla \bar{h}(\bar{x}, \lambda) = \vec{0} \rightarrow \frac{\partial \bar{h}}{\partial \bar{x}} = \frac{\partial \bar{f}}{\partial \bar{x}} + \lambda \frac{\partial \bar{g}}{\partial \bar{x}}, \quad (12)$$

de donde es posible obtener λ y

$$\bar{x} = \bar{i}_{\alpha\beta 0} = [i_{\alpha} \ i_{\beta} \ i_0]^T,$$

como solución del sistema no-lineal (12).

V-A. Caso 1: Minimización de Pérdidas con $P_T = \text{cte.}$ para 3 hilos

En esta sección se propone encontrar las componentes $\alpha\beta 0$ de las corrientes de estator de un GSIP que permitan minimizar las pérdidas en el cobre del generador (P_{cu}) al mismo tiempo que permitan extraer potencia constante desde el entrehierro del GSIP.

Bajo estas consideraciones la función objetivo a minimizar $f(\bar{x})$ es la potencia de pérdida en el cobre de la máquina (P_{cu}) y la restricción $g(\bar{x})$ es la potencia transferida desde el entrehierro ($P_T = \text{cte.}$) que se pueden expresar como,

$$f(\bar{x}) : P_{cu} = r_s \frac{3}{2} (i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2), \quad (13)$$

$$g(\bar{x}) : 0 = p - P_T^*,$$

de manera tal que la función $h(\bar{x}, \lambda)$ queda como,

$$h(\bar{x}, \lambda) = P_{cu} - \lambda(p - P_T^*). \quad (14)$$

A partir de (6) y el sistema de ecuaciones que surge de hacer $h(\bar{x}, \lambda) = \vec{0}$ como indica (12), es posible despejar las corrientes de estator ($\bar{i}_{\alpha\beta}^*$) como,

$$i_{\alpha}^* = \varphi_{\alpha}(\theta) \frac{1}{\omega \Delta_{3h}} P_T^*, \quad (15)$$

$$i_{\beta}^* = \varphi_{\beta}(\theta) \frac{1}{\omega \Delta_{3h}} P_T^*,$$

donde,

$$\Delta_{3h} = \varphi_{\alpha}^2(\theta) + \varphi_{\beta}^2(\theta). \quad (16)$$

Reemplazando las corrientes del sistema (15) y las tensiones obtenidas en (6) en la ecuación de potencia reactiva (q) representada en (10) es posible demostrar que,

$$q \equiv 0, \quad (17)$$

lo cual es un resultado coherente con las estrategias de optimización planteados.

V-B. Caso 2: Maximización de Potencia con $P_T = \text{cte.}$ para 4 hilos

En esta sección se proponen la misma función objetivo y función restricción que para el caso anterior, con la diferencia

que en estas nuevas funciones se considera el termino de secuencia cero u homopolar.

Bajo estas consideraciones la función objetivo a minimizar $f(\bar{x})$ es la potencia de pérdida en el cobre de la máquina (P_{cu}) y la restricción $g(\bar{x})$ es la potencia transferida desde el entrehierro ($P_T = ctte.$) que se pueden expresar como,

$$\begin{aligned} f(\bar{x}) : P_{cu} &= r_s \frac{3}{2} (i_\alpha^2 + i_\beta^2 + 2i_0^2), \\ g(\bar{x}) : 0 &= p + p_0 - P_T^*, \end{aligned} \quad (18)$$

de manera tal que la función $h(\bar{x}, \lambda)$ queda como,

$$h(\bar{x}, \lambda) = P_{cu} - \lambda (p + p_0 - P_T^*). \quad (19)$$

A partir de (6) y el sistema de ecuaciones que surge de hacer $h(\bar{x}, \lambda) = \bar{0}$ como indica (12), es posible despejar las corrientes de estator ($\bar{i}_{\alpha\beta 0}^*$) como,

$$\begin{aligned} i_\alpha^* &= \varphi_\alpha(\theta) \frac{1}{\omega \Delta_{4h}} P_T^*, \\ i_\beta^* &= \varphi_\beta(\theta) \frac{1}{\omega \Delta_{4h}} P_T^*, \\ i_0^* &= \varphi_0(\theta) \frac{1}{\omega \Delta_{4h}} P_T^*, \end{aligned} \quad (20)$$

donde,

$$\Delta_{4h} = \varphi_\alpha^2(\theta) + \varphi_\beta^2(\theta) + 2\varphi_0^2(\theta). \quad (21)$$

En (20) se obtiene la corriente de referencia i_0^* la cual en esta configuración de 4 hilos no es tenida en cuenta ya que el cuarto hilo al estar conectado a un divisor capacitivo no es controlado, caso contrario sería cuando el cuarto hilo está conectado a una pierna adicional de llaves semiconductoras.

Reemplazando las corrientes del sistema (20) y las tensiones obtenidas en (6) en la ecuación de potencia reactiva (q) representada en (10) es posible demostrar que,

$$q \equiv 0 \quad (22)$$

lo cual es un resultado coherente con las estrategias de optimización planteados

VI. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Los resultados presentados en esta sección se obtuvieron realizando simulaciones de las estrategias de control presentadas en las Figuras 4 y 5.

Para todos los casos se consideró la velocidad de rotación del GSIP constante ($\omega = 1$ p.u.) y la tensión del bus de CC en su valor nominal constante ($V_{dc} = 1$ p.u.). La frecuencia de conmutación del convertidor se fija en 15 kHz y al control de corriente utilizado es un control PWM tipo si-no (*bang-bang*). Los resultados de simulación muestran las formas de ondas para la potencia reactiva instantánea para los tres casos

desarrollados en la sección III y las subsecciones V-A y V-B. Las curvas obtenidas utilizan la forma de la onda de la FEM relevada de un GSIP experimental disponible en el laboratorio (IVS4500).

Luego se realiza una comparación del incremento de potencia extraíble y ondulaciones en el par de un GSIP en función de diferentes formas de onda de la FEM para las estrategias de control propuestas.

En la Fig. 6 se muestra la forma de onda de la potencia activa (p), la potencia reactiva (q), la potencia homopolar (p_0) y las perdidas en el cobre (P_{cu}) resultante de utilizar la estrategia de control convencional desarrollada en la sección III sobre un GSIP con una FEM arbitraria como la que se muestra en la Fig. 1 girando a velocidad constante.

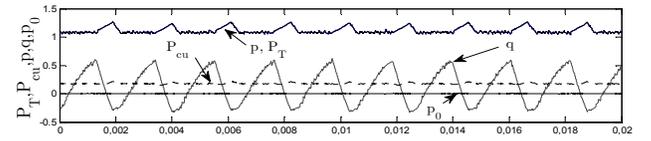


Figura 6. P_T , P_{cu} , p , q y p_0 para el Caso de Control Estándar.

Se observa que la potencia activa (p) posee ondulaciones de par debido a que las corrientes no se anulan instantáneamente sino que presentan una pendiente producto de las dinámicas propias del generador y el sistema, además se observa la presencia de potencia reactiva (q) que aumenta las pérdidas del generador, la potencia homopolar (p_0) es nula debido a que esta estrategia es para sistemas de 3 hilos.

En la Fig. 7 se muestra la forma de onda de la potencia activa (p), la potencia reactiva (q) y la potencia homopolar (p_0) resultante de utilizar la estrategia de potencia constante desarrollada en la sección V-A.

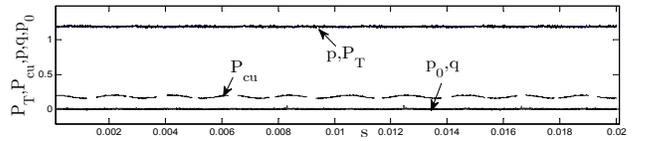


Figura 7. P_T , P_{cu} , p , q y p_0 para el Caso 1: 3h.

En la Fig. 7 se puede observar que tanto la potencia homopolar (p_0) como la potencia reactiva (q) son nulas debido a la ausencia de neutro en el sistema y como resultado de la estrategia de control propuesta. Los valores de la potencia activa p y P_T son constante de 1,19 p.u. debido a que para todos los resultados presentados se consideró como valor base la potencia máxima extraíble de una forma de onda senoidal de amplitud 1 p.u.

En la Fig. 8 se muestran las potencias activa (p), activa total (P_T), reactiva (q) y homopolar (p_0) obtenidas para un sistema de 4-hilos con la estrategia de control propuesta en la sección V-B.

Se observa en la Fig. 8 que la potencia reactiva (q) es nula, producto la estrategia de control propuesta mientras que la potencia homopolar p_0 posee una forma de onda pulsante. Esta forma de onda pulsante se combina con la forma de onda pulsante de la potencia activa (p) de manera tal que la potencia activa total (P_T) resulta en un valor constante como se establece para las consignas de esta estrategia de control.

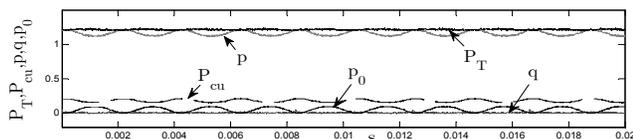


Figura 8. P_T , P_{cu} , p , q y p_0 para el Caso 2: 4h.

Aun cuando las potencias homopolar (p_0) y activa (p) son de tipo pulsante, la potencia total (P_T) es constante, lo cual implica que con velocidad constante el par generado es constante.

Con el objetivo de evaluar el impacto de estas estrategias la potencia total generada en función de la forma de onda de la FEM del generador, se repiten los cálculos para una FEM sinusoidal pura, una FEM relevada experimentalmente (IVS4500) y una FEM quasi-cuadrada calculada teóricamente como se muestra en la Fig. 9. Para las tres formas de onda analizadas se consideró que el máximo de cada una no podía superar el valor 1 p.u

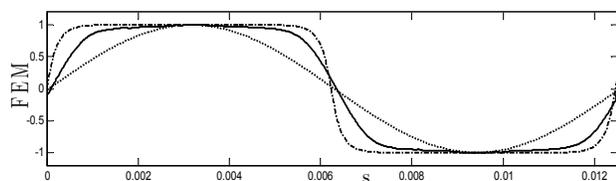


Figura 9. FEM: (-) IVS4500, (-.-) quasi-cuadrada, (...) senoidal

Las amplitudes de las componentes armónicas principales para las tres formas de FEM consideradas se muestran en la Tabla II.

TABLA II. COMPONENTES ARMONICOS DE LA FEM (p.u.)

FEM	COMPONENTES				
	1 ^{ro}	3 ^{ro}	5 ^{to}	7 ^{mo}	9 ^{no}
Senoidal	1	0	0	0	0
IVS4500	1,189	0,263	0,091	0,02	0
Quasi-cuadrada	1,258	0,384	0,196	0,113	0,069

La FEM quasi-cuadrada fue obtenida por simulación con elementos finitos más próxima a una forma de onda cuadrada teniendo en cuenta las restricciones constructivas de un diseño para un prototipo del laboratorio.

En la Tabla III se muestra la potencia activa media en p.u. para los distintos casos propuestos y diferentes formas de onda de FEM. Los valores en p.u. se calculan tomando como valores base las potencias generadas con un generador que

tiene FEM con forma de onda senoidal en un sistema de 3 hilos.

La potencia activa media (\bar{p}) se calcula como,

$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T P_T dt, \quad (23)$$

y el valor pico a pico de la potencia total (Δ_{PT}) el cual representa las ondulaciones par se calcula como,

$$\Delta = \max(P_T) - \min(P_T), \quad (24)$$

donde T es un periodo completo de la onda PT.

En el caso de FEM senoidal la estrategia convencional presenta ondulaciones de par de un 15% y una disminución en la potencia generada debido a que la FEM no es constante. Las estrategias propuestas no presentan ondulaciones de par pero tampoco es posible aumentar la potencia extraíble en el generador debido a que no existen armónicos homopolares en la FEM.

TABLA III. POTENCIA ACTIVA MEDIA (\bar{p}) Y Δ (p.u.).

FEM	ESTRATEGIAS					
	Estándar		Caso 1: 3h		Caso 2: 4h	
	\bar{p}	Δ	\bar{p}	Δ	\bar{p}	Δ
Senoidal	0,96	0,15	1	0	1	0
IVS4500	1,14	0,16	1,19	0	1,21	0
Quasi-cuadrada	1,23	0,35	1,25	0	1,31	0

En el caso del IVS4500, con este tipo de FEM, existen componentes armónicas homopolares que pueden ser aprovechadas.

Para el caso del control de 6 pasos, la potencia generada se incrementa un 14% debido a que es la forma de onda adecuada para la estrategia pero presenta una pulsación de par debido a las dinámicas propias del generador y el sistema. La estrategia propuesta en una configuración de 3-hilos se logra un incremento de \bar{p} del 19% con respecto al caso senoidal y en la configuración con 4-hilos es posible llegar a un 21% extra respecto de la potencia base sin oscilaciones de par en ningún caso ($\Delta = 0$).

Por último, cuando se tiene una FEM quasi-cuadrada, la ganancia de potencia para el control convencional alcanza un 23% pero las ondulaciones de par son del 35%, caso contrario los controles propuestos con una configuración de 3-hilos se logra un incremento de \bar{p} del 26% con respecto al caso senoidal y en la configuración con 4-hilos es posible llegar a un 31% extra respecto de la potencia base sin oscilaciones de par ($\Delta = 0$).

VII. CONCLUSIONES

En este trabajo se analizan y comparan tres estrategias de control para GSIP con el objetivo de maximizar la potencia extraíble sujeta a la condición que el par sea constante.

Estas estrategias fueron evaluadas con una forma de onda de FEM la cual fue relevada experimentalmente en un GSIP (IVS4500) disponible en el laboratorio del GEA-UNRC.

La estrategia de control estándar presentado en la sección III permite incrementar la potencia generada en un 14% en comparación con un generador con FEM senoidal pero tiene la desventaja que las ondulaciones de par alcanzan un 16%.

La estrategia de control propuesta en la subsección V-A es utilizada para extraer potencia continua en el eje del generador minimizando las pérdidas por efecto Joule dentro del generador. Se muestra con resultados de simulación que este tipo de estrategia para 3 hilos permite incrementar la potencia extraíble del generador hasta un máximo de 119% de la potencia de un generador equivalente de FEM senoidal pura.

Por otra parte, la estrategia presentada subsección V-B que propone conectar el centro de estrella del generador al centro de un divisor capacitivo del bus de CC permite incrementar la potencia extraíble del generador hasta un máximo de 121%. A partir de estos resultados, se puede concluir que cuando el neutro es conectado, es posible tomar ventaja de las componentes homopolares de la FEM de la maquina inyectando una forma de onda de corriente que permita maximizar la potencia y eliminar las ondulaciones de par.

REFERENCIAS

- [1] P. Krause, *Analysis of Electrical Machinery*. Mc Graw Hill, 1986.
- [2] T. Jahns and W. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives—a review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 321–330, Apr. 1996.
- [3] D. Dorrell, M. Hsieh, M. Popescu, L. Evans, D. Staton, and V. Grout, "A review of the design issues and techniques for radial-flux brushless surface and internal rare-earth permanent-magnet motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3741–3757, 2011.
- [4] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press Taylor & Francis Group, 2009.
- [5] Y. Kim, Y. Choi, and J. Lee, "Speed-sensorless vector control for permanent-magnet synchronous motors based on instantaneous reactive power in the wide-speed region," *Proc. IEE Elec. Power Appl.*, vol. 152, no. 5, pp. 1343–1349, Sept. 2005.
- [6] A. Halvaei Niasar, A. Vahedi, and H. Moghbeli, "Torque control of brushless dc motor drive based on dsp technology," in *Proc. Elec. Machines and Systems, ICEMS.*, Oct. 2007, pp. 524–528.
- [7] H. Zhu, X. Xiao, and Y. Li, "Torque ripple reduction of the torque predictive control scheme for permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 871–877, 2012.
- [8] C. Xia, Y. Xiao, W. Chen, and T. Shi, "Torque ripple reduction in brushless dc drives based on reference current optimization using integral variable structure control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 2, pp. 738–752, Feb. 2014.
- [9] G.-H. Lee, S.-I. Kim, J.-P. Hong, and J.-H. Bahn, "Torque ripple reduction of interior permanent magnet synchronous motor using harmonic injected current," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 6, pp. 1582–1585, June 2008.
- [10] M. Rahimi, K. Abbaszadeh, and A. Radan, "Torque ripple suppression of surface mounted permanent magnet synchronous motor using harmonic injected currents," in *Proc. Power Electronic Drive Systems Technologies*, Feb. 2010, pp. 279–283.
- [11] H. Geng, D. Xu, B. Wu, and G. Yang, "Active damping for pmsgbased wecs with dc-link current estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1110–1119, April 2011.
- [12] R. Leidhold, G. Garcia, and E. H. Watanabe, "Pmac motor control strategy, based on the instantaneous active and reactive power, for ripple torque and copper-losses minimization," in *Proc. IEEE IECON*, vol. 2, 2000, pp. 1401–1405 vol.2.
- [13] Y. K. H. Akagi and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," in *Proc. of the International Power Electronics Conference (IPEC83) Tokyo*, no. 1375-1381, 1983.
- [14] F. Meinguet, E. Semail, and J. Gyselinck, "Enhanced control of a pmsm supplied by a four-leg voltage source inverter using the homopolar torque," in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, sept. 2008, pp. 1–6.
- [15] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, "Power electronics converters for wind turbine systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, 2012.
- [16] Z. Chen, J. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, Aug 2009.
- [17] C. De Angelo, G. Bossio, J. Solsona, G. Garcia, and M. Valla, "Mechanical sensorless speed control of permanent-magnet ac motors driving an unknown load," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 406–414, april 2006.
- [18] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.
- [19] T. Batzel and K. Lee, "Slotless permanent magnet synchronous motor operation without a high resolution rotor angle sensor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 4, pp. 366–371, Dec. 2000.
- [20] A. Lidozzi, L. Solero, F. Crescimbeni, and A. Di Napoli, "Sym pmsm drive with low resolution hall-effect sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 282–290, Jan. 2007.
- [21] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Piscataway, NJ/New York: IEEE Press/Wiley-Interscience, 2007.
- [22] D. P. Bertsekas, *Constrained Optimization and Lagrange Multiplier Methods*. Athena Scientific, Belmont, Massachusetts, 1996.



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 2008, he has been with the Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto. His research interests are in electric generator control, permanent magnet synchronous machines, and renewable energy generation.



Daniel G. Forchetti was born in Rosario, Argentina, in 1975. Received the Electrical Engineer degree from the Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, in 1999, the Doctor of Engineering degree at the Universidad Nacional de La Plata, La Plata, Argentina in 2010. Since 1996, he has been with the Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto. His research interests are in electric generator control, sensorless induction machine control, and renewable energy generation.



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.



Roberto Leidhold Roberto Leidhold (S'94–M'03) received the B.S. degree in electronics engineering from the Universidad Nacional de Córdoba, Córdoba, Argentina, in 1995; the M.S. degree from the Universidad Nacional de Río Cuarto, 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. From 2005 to 2011, he was with the Technical University of Darmstadt, Darmstadt, Germany, first as a Research Scholar of the Alexander von Humboldt Foundation, then as a Research Associate and later as Principal Investigator. 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.