

# A Model For Permanent Magnet Synchronous Machines With Demagnetization Faults

C. R. Ruschetti, C. J. Verucchi, G. R. Bossio, *Member, IEEE* and G. O. García, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—An analytical model for permanent magnet synchronous machines with demagnetization faults is proposed. Using this model, the effects of fault on the induced EMF for different winding configurations are analyzed. The results are validated for two winding configurations by a finite element model. Finally, experimental results for a machine with demagnetization are presented to validate the proposal.

**Keywords**— permanent magnet synchronous machine, demagnetization, fault diagnosis.

## I. INTRODUCCIÓN

Las máquinas síncronas de imanes permanentes (MSIP) se emplean cada vez en un mayor número de aplicaciones debido a su alta densidad de potencia. Entre estas se encuentran desde servomotores de unos pocos vatios hasta generadores eólicos o motores de propulsión naval de varios megavatios [1].

Las faltas tales como cortocircuitos en el estator, excentricidad o desmagnetización pueden llevar a fallas graves en las MSIP. Esto implica elevados costos tanto de reparación como los asociados a la parada imprevista del equipo donde se encuentra la MSIP. La desmagnetización de los imanes reduce la FEM inducida en los bobinados del estator. Esto provoca mayores corrientes de estator para una misma potencia de salida. El aumento de las corrientes por encima de su valor nominal genera un calentamiento excesivo de los bobinados y puede contribuir a la desmagnetización de los imanes aumentando la severidad de la falta.

De modo similar a lo que ha sucedido con la detección de faltas en máquinas de inducción[2][3], recientemente se ha avanzado en el desarrollo de técnicas de detección y diagnóstico para MSIP. En [4] se propone una estrategia para la detección y separación de problemas en el rotor de las MSIP tales como excentricidad y oscilaciones en el par de carga. En [5] se estudian las frecuencias armónicas inducidas en la FEM por fallas de desmagnetización y se propone un método para su detección basado en la componente de secuencia cero de la tensión. Una propuesta para la detección de desmagnetización bajo condiciones no estacionarias de velocidad se presenta en [6]. En [7] se analizaron, por el método de los elementos

finitos, los efectos de la desmagnetización en una MSIP de 4 polos con bobinados en serie y paralelo. Los resultados obtenidos indicaron que el comportamiento de la MSIP frente a problemas de desmagnetización cambia significativamente para diferentes conexiones de los bobinados del estator. En [8] se realiza una caracterización de las fallas por desmagnetización para diferentes distribuciones de bobinados mediante simulaciones por elementos finitos.

Para el desarrollo de estrategias de detección y diagnóstico es necesario contar con modelos que permitan incluir los efectos de la falta. Un modelo para el análisis de MSIP con cortocircuitos en el estator se presenta en [9].

En este trabajo se propone un modelo analítico para MSIP con fallas por desmagnetización. En primer lugar se analiza el efecto de la desmagnetización en la densidad de flujo. A partir de ello y considerando la distribución de bobinados se obtiene el efecto sobre la FEM del bobinado completo y de las bobinas en forma independiente. Esto permite analizar los efectos de la desmagnetización para distintas configuraciones de bobinados y determinar las componentes características de esta falta. Este modelo se valida usando elementos finitos para una máquina con dos topologías diferentes de bobinados. La primera con todas las bobinas en serie y la segunda en serie-paralelo por par de polos. Por último se presentan resultados experimentales con una máquina a la que se le quitaron diferentes secciones de imán sobre uno de los polos.

## II. MODELADO DE MSIP CON DESMAGNETIZACIÓN

### A. Distribución de la densidad de flujo

Para el análisis de los efectos de la desmagnetización se supone en primer lugar una distribución de la magnitud de la densidad de flujo producida por los imanes como se muestra en la fig. 1. En esta figura  $P$  es el número de pares de polos y  $B_M$  el valor máximo de la densidad de flujo.  $\phi$  y  $\theta_r$  corresponden a la posición angular sobre el estator y la posición angular del rotor respectivamente. Un modelo que ajuste mejor la densidad de flujo se puede ver en [10][11].

---

C. R. Ruschetti, Grupo INTELYMEC, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional del Centro de la Provincia de Buenos Aires, Argentina, [cruschet@fio.unicen.edu.ar](mailto:cruschet@fio.unicen.edu.ar)

C. J. Verucchi, Grupo INTELYMEC, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional del Centro de la Provincia de Buenos Aires, Argentina, [verucchi@fio.unicen.edu.ar](mailto:verucchi@fio.unicen.edu.ar)

G. R. Bossio, Grupo GEA, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto, Córdoba, Argentina, [gbossio@ieee.org](mailto:gbossio@ieee.org)

G. O. García, Grupo GEA, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto, Córdoba, Argentina, [g.garcia@ieee.org](mailto:g.garcia@ieee.org)

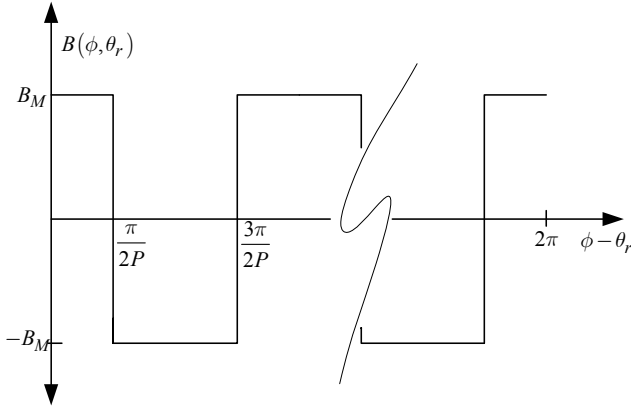


Fig. 1. Distribución de la densidad de flujo producida por los imanes.

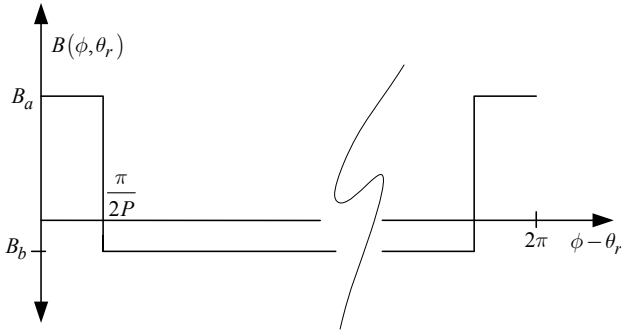


Fig. 2. Distribución de la pérdida de flujo en una pieza polar.

Esta distribución de la densidad de flujo, considerada homogénea a lo largo del eje axial, puede escribirse en series de Fourier como

$$B(\phi, \theta_r) = \frac{4}{\pi} B_M \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(nP(\phi - \theta_r)). \quad (1)$$

Por otra parte, la pérdida de magnetización en uno de los polos se puede modelar como se muestra en la fig. 2 donde

$$B_a = B_M \frac{D}{2P} (2P - 1) \quad (2)$$

$$B_b = -\frac{D}{2P} B_M \quad (3)$$

$D$  representa el índice de desmagnetización del imán  $0 \leq D \leq 1$ . Es importante notar que si  $D = 1$ , la distribución mostrada en la fig. 2 corresponde a la densidad de flujo producida por un polo de la MSIP.

La serie de Fourier que describe esta pérdida de densidad de flujo viene dada por

$$B_{\text{loss}}(\phi, \theta_r) = \frac{2}{\pi} B_M \sum_{m=1}^{\infty} \frac{D}{m} \sin\left(\frac{m\pi}{2P}\right) \cos(m(\phi - \theta_r)). \quad (4)$$

Restando a la distribución original la pérdida de magnetismo se obtiene

$$B_D(\phi, \theta_r) = B(\phi, \theta_r) - B_{\text{loss}}(\phi, \theta_r). \quad (5)$$

La ec. anterior se puede reescribir como,

$$B_D(\phi, \theta_r) = \sum_{m=1}^{\infty} B_{Dm} \cos(m(\phi - \theta_r)). \quad (6)$$

En esta expresión si  $m = np$  la amplitud de las componentes de la distribución de densidad de flujo original,  $B_n$ , modifican su amplitud en función de  $D$  de acuerdo a

$$B_{Dm} = B_n \left(1 - \frac{D}{2P}\right). \quad (7)$$

Es decir que tanto la componente fundamental como los armónicos de la densidad de flujo disminuyen su amplitud en la misma proporción respecto al valor sin desmagnetización. Por otra parte, mientras mayor es el número de pares de polos menor es el efecto producido sobre estas componentes por la desmagnetización en una pieza polar.

En cambio si  $m \neq np$

$$B_{Dm} = \frac{2}{\pi} B_M \frac{D}{m} \sin\left(\frac{m\pi}{2P}\right). \quad (8)$$

Estas nuevas componentes en la densidad de flujo aparecen debido a la asimetría producida por la desmagnetización y su amplitud varía en forma lineal con la misma.

Se puede observar también, para MSIP con  $P > 1$ , que la desmagnetización produce una disminución de la densidad de flujo en los polos opuestos al desmagnetizado dada por  $B_b$  mientras que la densidad se incrementa en la misma magnitud sobre aquellos que tienen la misma polaridad.

Para validar la distribución de densidad de flujo propuesta para las MSIP con desmagnetización se realizaron simulaciones por el método de los elementos finitos para máquinas con diferentes pares de polos. Como una primera aproximación no se consideró el efecto producido por las ranuras del estator. En la Fig. 3 se muestra la densidad de flujo para una MSIP con  $P=2$  sin desmagnetización y con desmagnetización total en una pieza polar ( $D=1$ ). Se puede ver que la desmagnetización produce un aumento de la densidad de flujo sobre los polos de la misma polaridad. La densidad de flujo en el entrehierro para la máquina analizada se muestra en la Fig. 4. En la Fig. 5 se muestra la densidad de flujo en el entrehierro para una máquina con  $P=4$  y  $D=1$ . Comparando este resultado con el anterior se puede ver que la variación de la densidad de flujo sobre los polos restantes se atenúa en máquinas con un mayor número de polos.

### B. Distribución de bobinados

Para evaluar el flujo concatenado por el estator se analiza en primer lugar la distribución de los bobinados. En la Fig. 6 se muestra la distribución de bobinados  $N_s$  correspondiente a un par de polos de la fase  $a$ . En esta figura  $N_T$  es el número de espiras por par de polos y  $q$  corresponde al número de bobinas por polo.

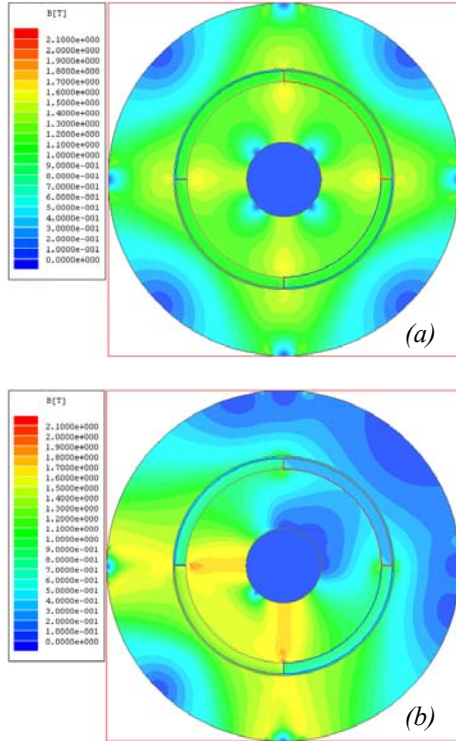


Fig. 3. Densidad de flujo en una MSIP de 4 polos. (a) Sin desmagnetización, (b) con desmagnetización de una pieza polar.

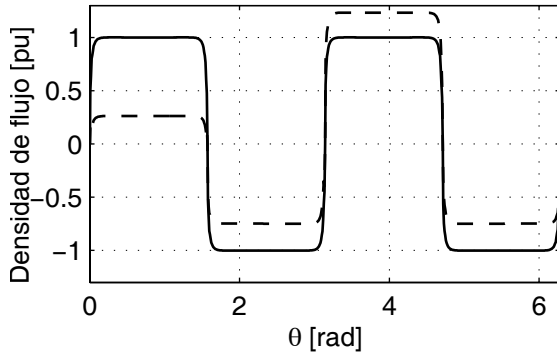


Fig. 4. Distribución de la densidad de flujo para una MSIP con  $P=2$ . Sin desmagnetización (línea continua) y con desmagnetización total de un polo,  $D=1$ , (línea de trazos).

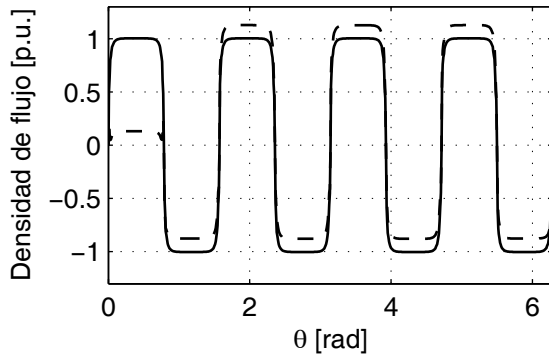


Fig. 5. Distribución de la densidad de flujo para una MSIP con  $P=4$ . Sin desmagnetización (línea continua) y con desmagnetización total de un polo,  $D=1$ , (línea de trazos).

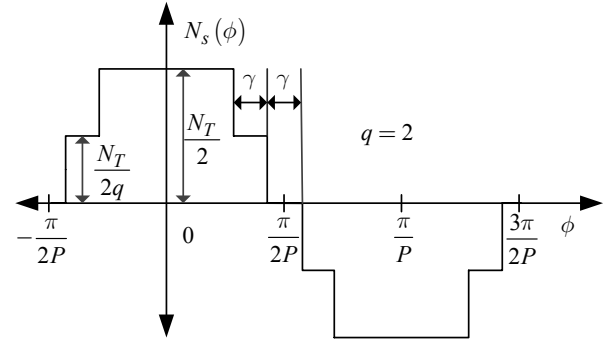


Fig. 6. Distribución del bobinado del estator.

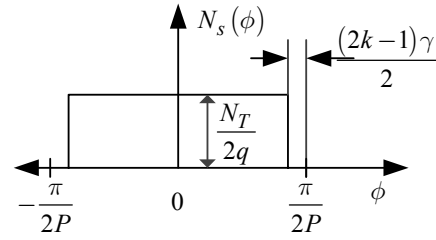


Fig. 7. Distribución de una bobina del estator.

Analizando la distribución de bobinados de una manera similar a la utilizada en [12] y [13], es posible obtener la función de bobinados para los circuitos del estator, que resulta:

$$N_{sa}(\phi) = \frac{2}{\pi} N_T \sum_{n=1, n \text{ impar}}^{\infty} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{k_{dn} k_{pn}}{n} \cos(nP\phi) \quad (9)$$

donde  $k_{dn}$  es el factor de distribución dado por

$$k_{dn} = \frac{\sin\left(\frac{nqP\gamma}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{nP\gamma}{2}\right)} \quad n \text{ impar} \quad (10)$$

y  $k_{pn}$  el factor de paso

$$k_{pn} = \cos\left(\frac{nqP\gamma}{2}\right) \quad n \text{ impar} . \quad (11)$$

La ec. (9) representa la función de bobinados para una fase del estator. Para el caso de las máquinas trifásicas las funciones de bobinado de las fases restantes se obtienen desplazando la función anterior  $\pm 2/3\pi$ .

La amplitud de cada armónico correspondiente a la distribución de bobinados viene dada por

$$k_n = \frac{2}{\pi} N_T \frac{k_{dn} k_{pn}}{n} \quad n \text{ impar} . \quad (12)$$

Por otra parte, la distribución de bobinados para una sola bobina se muestra en la fig. 7. En forma genérica se puede escribir como,

$$N_{sa}^k(\phi) = \sum_{m=1}^{\infty} N_m^k \cos(m\phi) \quad (13)$$

donde

$$N_m^k = \frac{2}{\pi} \frac{N_T}{q} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{2P} - \frac{(2k-1)\gamma}{2}\right)}{m}. \quad (14)$$

Si bien la ec. (9) no contempla todas las distribuciones posibles de bobinados utilizadas en las MSIP, es importante notar que si los bobinados son simétricos las componentes armónicas están dadas por  $nP$  con  $n = 1, 3, 5 \dots$ . Por otra parte, las componentes armónicas para cada una de las bobinas está dada por  $m = 1, 2, 3 \dots$ . Para los casos particulares donde la distribución de bobinados no se puede aproximar usando la ec. (9) la distribución de bobinados se puede generar por la suma de las distribuciones de cada una de las bobinas que conforman la fase.

### C. Flujo enlazado por el estator

El flujo enlazado por una espira del estator se obtiene integrando la densidad de flujo sobre la superficie abarcada por la espira

$$\psi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{s}. \quad (15)$$

Asumiendo la densidad de flujo radial y la uniformidad de los bobinados a lo largo del eje axial del motor, el flujo neto enlazado por un bobinado del estator se reduce a

$$\psi_s = rl \int_0^{2\pi} N(\theta_s) B(\theta_s - \theta_r) d\theta_s \quad (16)$$

donde  $r$  es el radio medio del entrehierro y  $l$  la longitud axial del estator.

Entonces, el flujo enlazado por una bobina del estator se obtiene reemplazando (6) y (13) en (16) e integrando

$$\psi_{sa}^k = rl\pi \sum_{n=1}^{\infty} B_{Dm} N_m^k \cos(m\theta_r). \quad (17)$$

Mientras que el flujo enlazado por el bobinado completo de la fase a conectado en serie se obtiene reemplazando (6) y (9) en (16) y resolviendo

$$\psi_{sa} = rl\pi \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} B_{Dnp} N_n \cos(nP\theta_r) \quad (18)$$

donde

$$N_n = \frac{2}{\pi} N_T (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{k_{dn} k_{pn}}{n}. \quad (19)$$

### D. FEM inducida

La FEM inducida en los bobinados del estator se puede obtener a partir de la derivada del flujo concatenado

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -\frac{d\psi}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} = \varphi(\theta_r) \omega_r. \quad (20)$$

Para la fase a se obtiene

$$\varphi_{sa}(\theta_r) = rl\pi \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} np B_{Dnp} N_n \sin(nP\theta_r). \quad (21)$$

Mientras que para una bobina del estator viene dada por

$$\varphi_{sa}^k(\theta_r) = rl\pi \sum_{m=1}^{\infty} m B_{Dm} N_m^k \sin(m\theta_r). \quad (22)$$

Si la velocidad del rotor es constante  $\theta_r = \omega_r t$  y  $\omega_r = \frac{\omega_s}{P}$

Entonces, reemplazando en la ec. anterior se obtiene

$$e_{sa}(t) = rl\pi\omega_s \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} n B_{Dnp} N_n \sin(n\omega_s t). \quad (23)$$

En esta expresión se puede ver que la FEM tiene como componentes solamente la componente fundamental y sus armónicos. La desmagnetización solo produce una reducción de dichas componentes al igual que en la densidad de flujo.

De la misma manera para la FEM inducida en una bobina del estator

$$e_{sa}^k(t) = rl\pi\frac{\omega_s}{P} \sum_{m=1}^{\infty} m B_{Dm} N_m^k \sin\left(\frac{m}{P}\omega_s t\right). \quad (24)$$

En este caso se puede ver que aparecen nuevas componentes producidas por efecto de la desmagnetización. La frecuencia de las mismas viene dada por,

$$f_m = \frac{m}{P} f_s, \text{ con } m \neq kP \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (25)$$

## III. VALIDACIÓN POR ELEMENTOS FINITOS

Para validar el modelo analítico se realizó el modelado por elementos finitos de una MSIP cuyo esquema se muestra en la Fig. 8 y los datos característicos en la Tabla 1. La simulación se realizó usando un software de elementos finitos que permite realizar cálculos de estructuras con rotación.

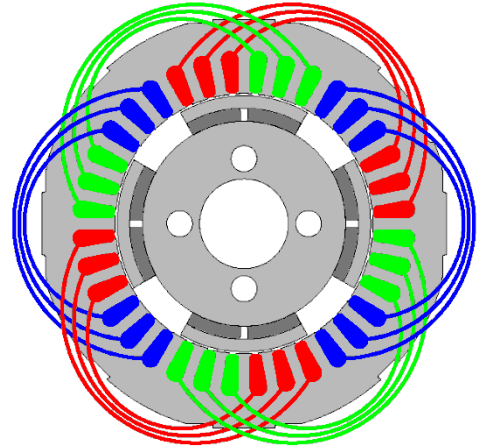


Fig. 8. Esquema simplificado de la MSIP.

Tabla 1. Datos característicos de la MSIP.

$P_n$ (kW)	3.0
$V_n$ (V)	200
$I_n$ (A)	5.0
$f_s$ (Hz)	50
$P$	2

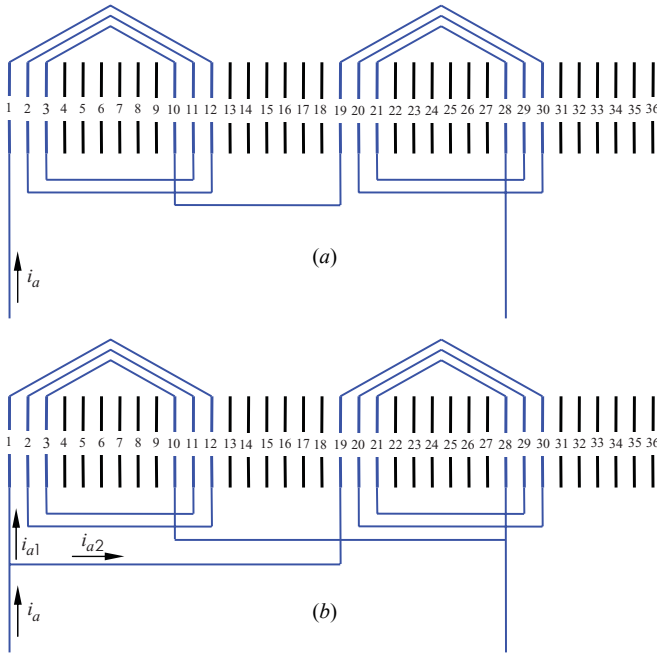


Fig. 9. Conexión de bobinados. Serie (a), Paralelo (b).

Se consideraron para el análisis dos conexiones de bobinados diferentes. En primer lugar se analizaron los efectos de la desmagnetización para una máquina con todos sus bobinados de fase conectados en serie (Fig. 9 (a)). Luego, para evaluar las componentes inducidas en las bobinas se consideraron las mismas conectadas en paralelo por par de polos (Fig. 9 (b)).

En la fig. 10 se muestra la corriente de fase para la MSIP con bobinados serie. La fig. 10 (a) corresponde a la MSIP sin falta y la fig. 10 (b) con una desmagnetización del 16.7% en uno de los polos. De acuerdo con el resultado obtenido mediante el modelo analítico, no aparecen en el espectro en frecuencia nuevas componentes producto de la desmagnetización. Debido a que la carga es resistiva la disminución en la amplitud de la FEM, producida por la desmagnetización, se traslada directamente a la corriente. Es importante notar que si existe cierto grado de saturación del núcleo del estator, niveles bajos de desmagnetización pueden producir efectos menores a los obtenidos mediante el modelo analítico.

De acuerdo al análisis realizado en la sección anterior, sobre las bobinas del estator se inducen nuevas componentes que en este caso vienen dadas por

$$f_m = m \cdot 25 [Hz], m \text{ impar.} \quad (26)$$

Estas componentes no se cancelan si los bobinados se encuentran conectados en paralelo y generan corrientes entre las ramas. Los resultados para la MSIP con esta conexión de bobinados y una desmagnetización del 16.7% se muestran en la Fig. 11. La Fig. 11 (a) muestra el espectro en frecuencia para una corriente de fase mientras que la Fig. 11 (b) corresponde al espectro de una corriente de rama.

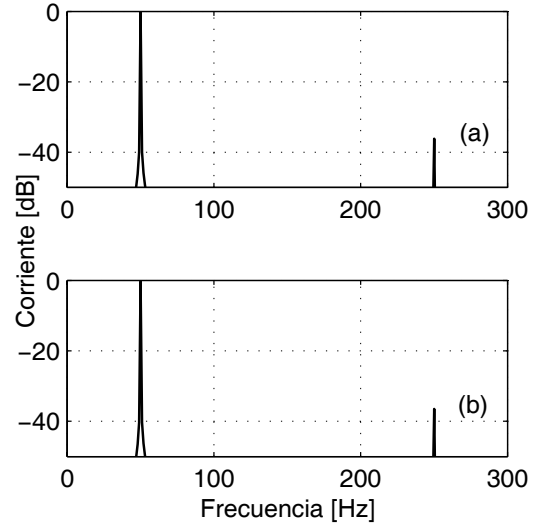


Fig. 10. Espectros en frecuencia de la corriente, bobinados en serie, para (a)  $D=0$ , (b)  $D=0.167$ . Resultado de simulación.

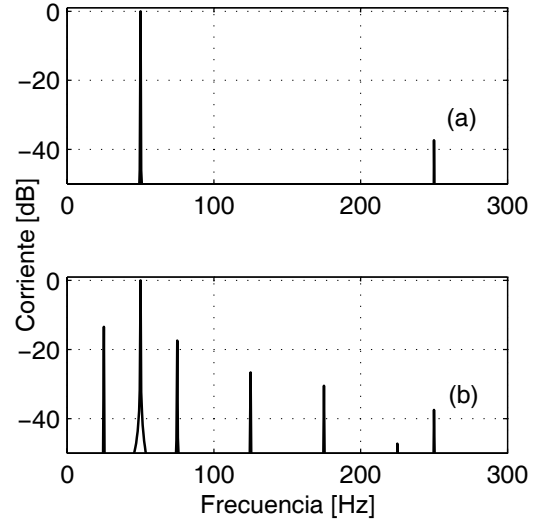


Fig. 11. Espectros en frecuencia de la corriente, bobinados en paralelo, con  $D=0.167$  y carga nominal, fase a (a) rama  $a1$  (b). Resultado de simulación.

Al igual que para los bobinados serie en las corrientes de fase no aparecen nuevas componentes producto de la desmagnetización. Sin embargo, en las corrientes de rama se pueden observar componentes importantes a 25 y 75 Hz producidas por las componentes de FEM adicionales en los bobinados. También aparecen componentes de menor amplitud a 125 y 175 Hz.

#### IV. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

En la Fig. 12 se muestra el prototipo de MSIP sobre la cual es posible generar distintos niveles de desmagnetización quitando secciones o porciones de los imanes que conforman un polo. Las características de esta máquina se corresponden con las utilizadas en la validación por elementos finitos y fue construida a partir de un estator de un motor de inducción estándar [14].

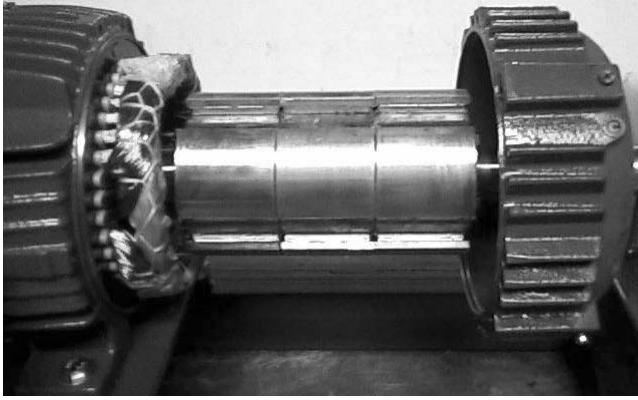


Fig. 12. Prototipo de MSIP.

La MSIP se utilizó como generador con cargas del tipo resistivo. Se midieron las corrientes de una fase y una de las ramas en paralelo. En la Fig. 13 se muestran los espectros en frecuencia de estas corrientes para una desmagnetización del 16.7 % y carga nominal. Este valor de desmagnetización se obtiene al quitar uno de los seis imanes que conforman uno de los polos del rotor. Al igual que en los resultados obtenidos por elementos finitos, aparecen sobre las corrientes de rama las componentes características determinadas mediante el modelo analítico.

#### V. CONCLUSIONES

La desmagnetización en las máquinas síncronas de imanes permanentes produce una modificación sobre la distribución de la densidad de flujo. Esto genera en las bobinas del estator una modificación de la FEM inducida tanto en forma como en amplitud. La componente fundamental y los armónicos de la forma de onda de FEM correspondientes a la máquina simétrica disminuyen su amplitud de forma lineal con la desmagnetización. Por otra parte, aparecen a causa de esta falla nuevas componentes en la FEM inducida a frecuencias dadas por  $f_m = (m/P)f_s$ .

Estas componentes inducidas en las bobinas se cancelan entre si cuando los bobinados simétricos de una fase se conectan todos en serie. Esto dificulta el desarrollo de estrategias para la detección de esta falla si se utiliza la información contenida en las corrientes o tensiones de fase.

Para las MSIP con bobinados en paralelo las nuevas componentes de FEM producidas por la desmagnetización producen corrientes que circulan dentro de las ramas conectadas en paralelo. Sin embargo, si los bobinados son simétricos estas componentes no se aprecian sobre las tensiones y corrientes a bornes del motor.

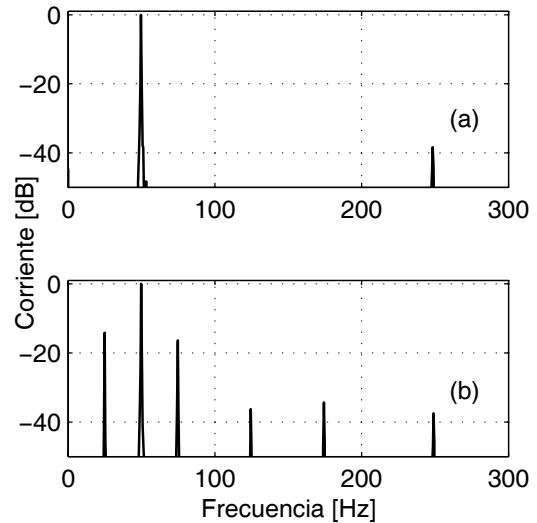


Fig. 13. Espectros en frecuencia de la corriente, de la fase *a* (a) y de la rama *a1* (b). Resultado experimental para la MSIP con falla ( $D=0.167$ ), con carga nominal y bobinados en paralelo.

#### REFERENCIAS

- [1] EL-Refaie, A.M., "Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, n. 1, pp. 107-121, 2010.
- [2] C. J. Verucchi, G. G. Acosta, and F. A. Bengier, "A review on fault diagnosis of induction machines," Latin American Applied Research, vol. 38, pp. 113-121, 2008.
- [3] C. J. Verucchi and G. G. Acosta, "Fault Detection and Diagnosis Techniques in Induction Electrical Machines," IEEE Latin America Transactions, (Revista IEEE America Latina), vol. 5, pp. 41-49, 2007.
- [4] W. Le Roux, R. G. Harley, y T. G. Habetler, "Detecting faults in rotors of PM drives," IEEE Industry Applications Magazine, vol. 14, pp. 23-31, 2008.
- [5] J. Urresty, J. R. Riba, M. Delgado, y L. Romeral, "Detection of Demagnetization Faults in Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors by Means of the Zero-Sequence Voltage Component," Energy conversion, IEEE transactions on, vol. 27, pp. 42-51, 2012.
- [6] J.-R. R. Ruiz, A. Garcia Espinosa, L. s. Romeral, y J. Cusidó, "Demagnetization diagnosis in permanent magnet synchronous motors under non-stationary speed conditions," Electric Power Systems Research, vol. 80, pp. 1277-1285, 2010.
- [7] C. Ruschetti, G. Bossio, C. De Angelo y C. Verucchi, "Effects of partial rotor demagnetization on permanent magnet synchronous machines," IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 1233-1238, 2010.
- [8] D. Casadei, F. Filippetti, C. Rossi, y A. Stefani, "Magnets faults characterization for Permanent Magnet Synchronous Motors," IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2009. SDEMPED 2009, pp. 1-6.
- [9] L. Romeral, J. C. Urresty, J. R. Riba Ruiz, y A. Garcia Espinosa, "Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 1576-1585, 2011.
- [10] C. De Angelo, Tesis de Doctorado: Control para máquinas de CA de imanes permanentes con FEM arbitraria sin sensores mecánicos," Universidad Nacional de La Plata, 2004.
- [11] T. Sebastian y V. Gangla, "Analysis of induced EMF waveforms and torque ripple in a brushless permanent magnet machine," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, pp. 195-200, 1996.
- [12] Lipo T., Introduction to AC Machine Design, Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, Vol. 1. 1996.
- [13] G. R. Bossio, C.H. De Angelo y C. M. Pezzani, "Efecto de la distribución de los bobinados en el diagnóstico de fallas en el rotor del

motor de inducción”, XXII Congreso Argentino de Control Automático, AAECA 2010, Buenos Aires, Argentina, 2010.

- [14] C. Verucchi, C. Ruschetti, G. Bossio y G. García, “Diseño de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes”, XIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2009), pp. 930-936, Rosario, Argentina, 2009.



**Cristian R. Ruschetti** (S'11) recibió el título de Ing. Electromecánico (2006) de la Universidad Nacional del Centro de la Provincia de Buenos Aires (UNCPBA) y el de Doctor en Ciencias de la Ingeniería (2012) de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), Argentina. Actualmente se desempeña como Becario Postdoctoral del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET). Es miembro del Grupo INTELyMEC, de la UNCPBA y del Grupo de Electrónica Aplicada, de la UNRC. Sus temas de interés

técnico son: el diseño de máquinas eléctricas y el análisis de dispositivos electromagnéticos utilizando el método de los Elementos Finitos.



**Carlos J. Verucchi** obtuvo el título de Ing. Electromecánico en 1994 en la Universidad Nacional del Centro de la Provincia de Buenos Aires y de Magister en Ciencias de la Ingeniería en la Universidad de Concepción, Chile, en 2000. Actualmente se desempeña como Profesor Asociado en el área de Máquinas Eléctricas de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional del Centro de la Provincia de Buenos Aires y como Vicedirector en el grupo de investigación INTELyMEC (Investigación aplicada en electricidad y mecatrónica)



**Guillermo R. Bossio** (S'03 - M'07) recibió los títulos de Ing. Electricista (1999) de la Universidad Nacional de Río Cuarto y Doctor en Ingeniería (2004) de la Universidad Nacional de La Plata, Argentina. Desde 1994 es miembro del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto. Actualmente es Investigador Adjunto del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y Profesor Adjunto en la Facultad

de Ingeniería de la UNRC. Sus temas de interés técnico son: diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas, modelado y control de máquinas eléctricas, vehículos eléctricos e híbridos y control y conversión de energía de fuentes renovables.



**Guillermo O. García** (M'86 - S'90 - M'95 - SM'01) recibió los títulos de Ing. Electricista Electrónico (1981), de la Universidad Nacional de Córdoba, Argentina, el de Magister (1990) y el de Dr. (1994) en Ciencias de la Ing. Eléctrica, de la COPPE, Universidad Federal de Río de Janeiro, Brasil. Desde 1994 es miembro del Departamento de Electricidad y Electrónica de la Facultad de Ingeniería (UNRC), donde actualmente se desempeña como director del Grupo de Electrónica

Aplicada (GEA). Desde 1998 es miembro de la Carrera del Investigador del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Argentina. Sus temas de interés técnico, en los cuales está basada su producción de publicaciones, desarrollos y proyectos con la industria, son: electrónica de potencia, máquinas eléctricas, sus controles y aplicaciones orientadas al control y conversión de energía en fuentes de energía renovables (energía eólica), vehículos eléctricos e híbridos y diagnóstico de fallas incipientes en accionamientos eléctricos.