

Diseño e implementación de un controlador electrónico para generadores sincrónicos

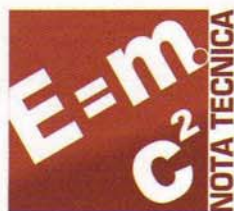
RESUMEN

Se presenta el diseño e implementación de un controlador electrónico para Máquinas Sincrónicas, el cual es utilizado para controlar la tensión de salida de un generador trifásico. Este generador está acoplado a un motor de combustión interna, que en conjunto forman un Grupo Electrónico. El circuito electrónico del controlador se implementa por medio de un convertidor CC-CC en configuración reductor, el cual regula la corriente de excitación del generador por medio de un compensador PI. Se exponen resultados experimentales que permiten validar el diseño realizado, mostrando una adecuada respuesta dinámica del controlador frente a variaciones de carga aplicadas al generador.

Palabras claves: Generador Sincrónico, Grupo Electrónico, Convertidor CC-CC reductor, Circuito de Excitación, Control Electrónico.

1. Introducción

Hoy en día, la energía más difundida y más fácilmente transformable, para multitud de aplicaciones, es la energía eléctrica. A raíz de la problemática asociada con los esquemas de electrificación rural en nuestro país, lo más habitual es generar energía eléctrica a partir de sistemas alternativos. Algunos de ellos, utilizan diferentes fuentes de energía, renovables



Trabajo presentado en AADECA
2008 - Semana del Control
Automático - XXIº Congreso
Argentino de Control Automático

Fernando Martín Garay¹
Asesores: Germán G. Oggier²,
Guillermo O. García³.
Grupo de Electrónica Aplicada
(GEA), Facultad de Ingeniería,
Universidad Nacional
de Río Cuarto.
Ruta Nac. N° 36 Km 601, 5800
Río Cuarto, Córdoba, Argentina

¹ Becario de Ciencia y Técnica, UNRC.
fernandomgaray@gmail.com
² Becario del Conicet.
goggier@ing.unrc.edu.ar
³ Investigador del Conicet.
g.garcia@ieee.org

y no renovables, en regiones remotas, donde no se tiene acceso a redes de distribución de energía eléctrica (Meenakshi et al., 2006).

Por tales motivos, los habitantes de dichas zonas se ven obligados, ante sus necesidades de abastecimiento de energía eléctrica, a optar por sistemas

de generación propia.

Algunos de estos sistemas consisten en la utilización de Grupos Electrónicos (GE).

Para permitir la conexión de cargas eléctricas convencionales (motores, bombas, máquinas herramientas, etc.), la energía generada debe ser de corriente alterna, tensión y frecuencia constante, de valores normalizados (3x380 V - 50 Hz).

Por lo anterior, es necesaria para el Generador Sincrónico (GS) la incorporación de un controlador electrónico que permita asegurar que la tensión en bornes del GS permanezca constante ante variaciones de carga. Por esto, es conveniente realizar un adecuado control de la excitación. En el presente trabajo, se expone el análisis, diseño e implementación del controlador electrónico para Generadores Sincrónicos, con el fin de mantener la tensión de salida en un valor de referencia constante. El motor de impulso del GE posee control independiente de velocidad, el cual permite mantener la frecuencia de la tensión generada dentro de los márgenes admisibles ($\pm 5\%$).

El controlador desarrollado se implementa para un GE de 20 KVA. La potencia máxima de este controlador es de 0.6 kW. Los resultados experimentales obtenidos muestran que el controlador permite mantener constante la tensión de salida, ante variaciones de la carga aplicada al GS.



Este trabajo está organizado de la siguiente manera: a continuación de la introducción presentada, se da una descripción del sistema propuesto. Seguidamente se realiza el análisis del modelo matemático del sistema en su conjunto, luego se presenta el diseño del controlador.

Posteriormente, se muestran los resultados experimentales obtenidos y, por último, se enuncian las conclusiones surgidas del trabajo realizado.

2. Descripción del sistema propuesto

En la Fig. 1 se muestra un esquema general del sistema en su conjunto, donde se pueden observar los diferentes subsistemas que componen el controlador electrónico y el GE, junto con los dos lazos de realimentación para efectuar el control implementado.

El GS se encuentra acoplado a un motor de combustión interna (MCI), con control de velocidad independiente, formando todo el conjunto el GE.

Por medio de tres transformadores reductores, que están conectados a la salida del GS, se provee de alimentación al circuito de control y medición para poder cerrar el lazo de control de tensión.

La tensión de salida de los transformadores de medición se rectifica, para alimentar un convertidor que permite regular la corriente de

excitación del GS. La inductancia de excitación del GS es suficientemente elevada, lo cual permite obtener una reducida amplitud de la oscilación en la corriente de salida del convertidor.

3. Modelado matemático

En esta sección se desarrolla el modelado matemático de los diferentes subsistemas que componen el controlador junto con el GS. Para lo cual es necesario conocer el principio de funcionamiento de cada uno de ellos.

Las dificultades y complejidad inherentes a un modelado sumamente preciso justifican asumir algunas simplificaciones en los modelos desarrollados, a fin de facilitar el análisis y diseño del controlador.

3.1 Generador Sincrónico

Como la generalidad de las máquinas eléctricas rotativas, la máquina sincrónica posee el devanado del inducido en el estator y el devanado de excitación en el rotor, el cual es alimentado con corriente continua. El rotor es impulsado a velocidad constante por medio de una fuente de energía mecánica conectada al eje (MCI), denominándose a esta velocidad de sincronismo.

Se puede demostrar (Kingsley et al., 1975) que la fuerza electromotriz (fem) generada en el circuito del inducido, en una máquina sincrónica, está dada por la siguiente relación:

$$E_f = 4.44 \cdot K_w \cdot f \cdot N \cdot \Phi \quad (1)$$

donde:

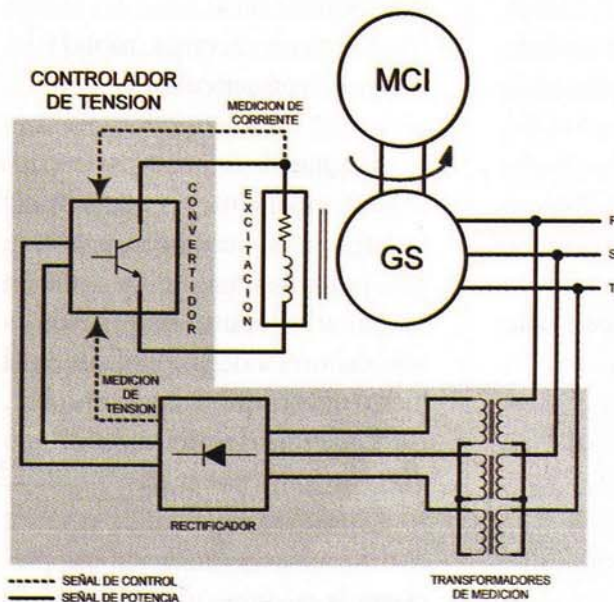
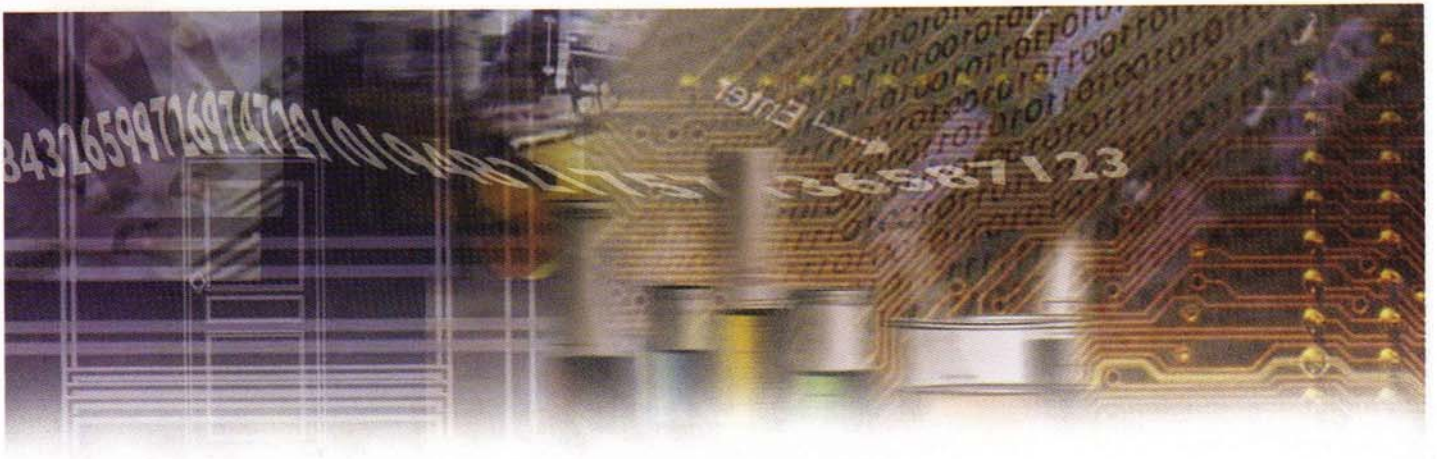


Fig. 1: Esquema general del sistema Motor-Generador junto con el circuito de control de excitación.



K_w : Factor de arrollamiento.

f : Frecuencia de sincronismo.

N : Número de espiras del bobinado estático.

Φ : Flujo magnético polar generador por la excitación.

De (1) se puede deducir que las posibles variables para controlar la *fem* generada son: el flujo magnético y la frecuencia. La frecuencia debe ser constante, debido al principio de funcionamiento de la máquina, sumado a la exigencia por parte de las cargas de mantener la frecuencia en un valor de 50 Hz. Así, la única variable posible a controlar es el flujo magnético, el cual se puede regular a través de la corriente de excitación i_f .

Para poder abordar el análisis del sistema propuesto mediante la teoría de control lineal, se linealiza la relación entre la corriente i_f y el flujo Φ . Es necesario realizar esto debido a la no linealidad existente entre ellas, producto de la saturación del material magnético del núcleo. Por lo anterior, se asumirá que el GS opera sin saturación, con característica de vacío dada por la siguiente relación entre la *fem* generada y la corriente de excitación,

$$E_f = K \cdot i_f \quad (2)$$

donde:

K : Constante de linealización, que relaciona E con i_f .

Esta constante se determina experimentalmente mediante el ensayo en vacío (Kingsley et al., 1975), como será mostrado posteriormente en este trabajo.

La relación entre la *fem* y la tensión de fase a bornes del generador V_G , se determina por medio de la impedancia interna del GS. Esta impedancia esta compuesta por la reactancia sincrónica X_s , y la resistencia de armadura R_a , las cuales se pueden obtener por medio de los ensayos de vacío y de cortocircuito (Kingsley et al., 1975).

La impedancia sincrónica Z_s , se expresa por la siguiente relación:

$$Z_s = R_a + jX_s = \frac{E'}{I_L} \quad (3)$$

donde:

E' : Tensión a bornes del GS, medida del ensayo de vacío.

I_L : Corriente de carga, medida del ensayo de cortocircuito.

Ninguno de los ensayos descritos anteriormente, precisa hacer trabajar la máquina con potencia útil, por consiguiente, la potencia consumida durante las pruebas es sólo del orden de las pérdidas en el hierro o de las pérdidas en el cobre, más las pérdidas rotacionales debido a las fricciones mecánicas.

El problema que se debe resolver es determinar la excitación que precisará la máquina para alcanzar en

servicio normal la tensión y corriente nominales, con el factor de potencia dado por la carga.

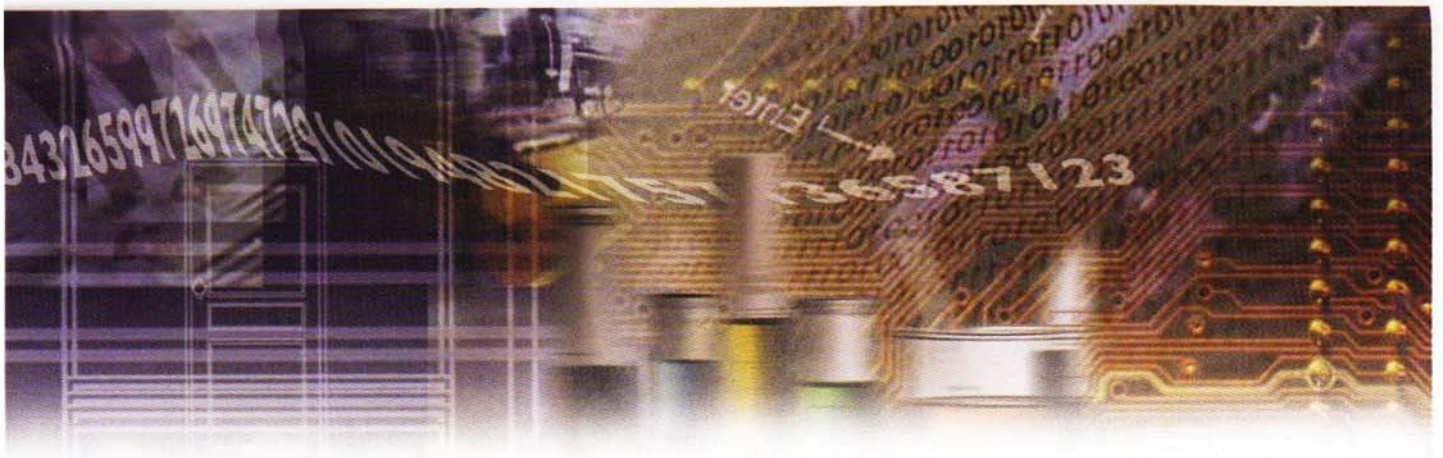
El conocimiento de esta característica, denominada característica de regulación, es necesario para dimensionar los componentes del controlador en cuanto a tensiones y corrientes de operación se refiere.

3.2 Convertidor CC-CC reductor

Con el objetivo de controlar la corriente de excitación de la máquina, se puede implementar un convertidor electrónico capaz de entregar la corriente necesaria para establecer la tensión nominal a bornes del GS.

En el presente trabajo, se adopta la utilización de un convertidor CC-CC en configuración reductor. La elección de esta topología radica en su alto rendimiento y robustez respecto a otras; como ser las fuentes lineales. El valor medio de la tensión de salida es siempre menor que el valor medio de la tensión de la fuente que lo alimenta (Rashid y H. Rashid, 2006). El convertidor es alimentado con una tensión continua no regulada, obtenida por rectificación y filtrado a partir de los transformadores reductores.

Un esquema general del convertidor se muestra en la Fig. 2. El mismo, posee un transistor de potencia que opera como conmutador (llave electrónica) de alta frecuencia, trabajando en corte y saturación.



Para controlar la corriente de excitación del generador se regulan los tiempos de encendido (t_{on}) y apagado (t_{off}) de la llave denominándose Modulación por Ancho de Pulso (PWM) (Rashid y H. Rashid, 2006). En este trabajo se adopta un esquema de control de corriente con modulación delta, el cual trabaja a frecuencia de conmutación variable.

El control de la tensión de salida se realiza variando los tiempos t_{on} y t_{off} además de la frecuencia.

Se define el ciclo de trabajo D , como:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (4)$$

donde:

T_s : Período de conmutación.

De esta manera, el control de la modulación de la llave se realiza modificando el valor de D , siendo esta, además de la frecuencia, la variable de control del convertidor.

A raíz de que la inductancia de la excitación del GS almacena energía en cada ciclo de conmutación, puede destruir la llave durante el tiempo de apagado de la misma. Esto se soluciona con la adición de un diodo en

anti-paralelo con la excitación para permitir la circulación de corriente entre la inductancia y éste, cuando la llave se encuentre apagada. De esta manera se consigue eliminar la sobretensión que provocaría la inductancia al forzar la corriente a cero.

Una característica inherente al GS es el alto valor en la inductancia del circuito de excitación. La alta frecuencia de conmutación de la llave, sumada a la característica antes mencionada, resulta ventajosa dado que permite obtener una reducida oscilación en la corriente de excitación, debido a que la misma inductancia hace las veces de filtro.

Esto es en consecuencia de la proporcionalidad existente entre la frecuencia y la impedancia asociada a dicha frecuencia. Por lo anterior, se prescinde de la incorporación de filtro alguno a la salida del convertidor.

Otra de las características asociadas a los valores correspondientes a la inductancia de excitación y frecuencia de conmutación es que aseguran el funcionamiento en conducción continua del convertidor, en los rangos de corrientes para los que fue diseñado.

En el presente trabajo se implementa el control del convertidor en

modo corriente. Para ello, se realiza la medición de i_f y se la compara con la acción de control proveniente de un compensador PI, de manera de regular adecuadamente la modulación. La Fig. 3 muestra la configuración del convertidor adoptado.

4. Diseño del controlador

4.1 Diagrama de bloques del sistema de control

En la Fig. 4 se observa el diagrama de bloques del sistema propuesto para controlar la tensión de salida del GS. El mismo posee dos lazos de realimentación, los cuales se corresponden con la medición de corriente de excitación de la máquina y la tensión a bornes de la misma.

El objetivo de la medición de tensión, es inherente al problema planteado. Mientras que la medición de corriente es necesaria para generar la modulación y controlar la fem generada por la máquina, ya que no es posible medir esta última, salvo en el caso particular cuando la máquina se encuentra funcionando en vacío.

Las variables que se muestran en la Fig. 4 se definen como:

V_{GE_ref} : Tensión equivalente de referencia.

V_{GE} : Tensión equivalente de realimentación.

I_{f_ref} : Corriente de excitación de referencia entregada por el compensador PI.

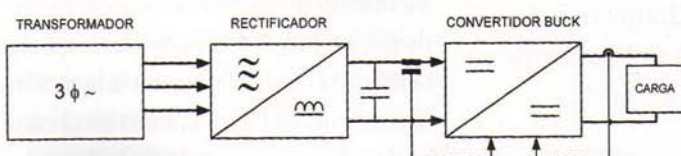
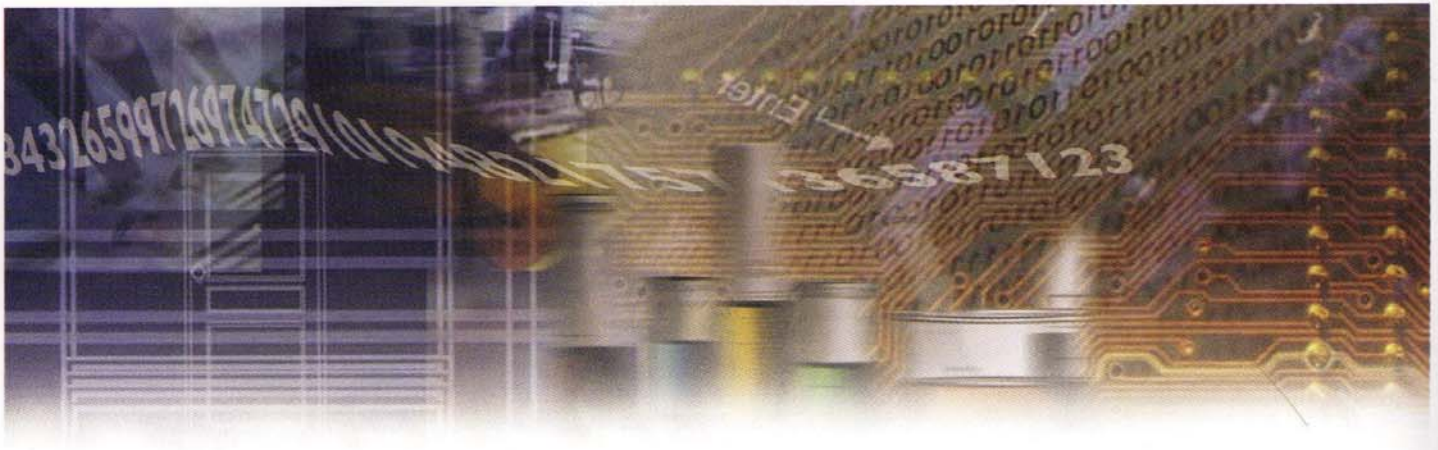


Fig. 2: Diagrama general del Convertidor implementado.



V_f : Tensión de salida del convertidor, aplicada al sistema excitador.
 I_f : Corriente de excitación.
 E_f : fem de fase generada.
 I_L : Corriente de línea del generador.
 E_s : Caída de tensión por impedancia sincrónica.
 V_G : Tensión de fase a bornes de la máquina.
 K_f : Factor de reducción de la tensión medida a bornes del generador, establecida por los transformadores de medición.
 G_1, G_2 y G_3 : Funciones de transferencia deducidas en la siguiente subsección.

4.2 Diseño del circuito de control.

La medición de la tensión V_G , se

efectúa a través de un banco trifásico de transformadores conectados en estrella YY, cuya relación de tensión es $a=24\text{ V}/220\text{ V}=0.109$. La tensión de salida de los transformadores es convertida a CC por medio de un rectificador trifásico de onda completa; con su correspondiente filtro. Esta tensión luego es reducida mediante un divisor resistivo, según se muestra en la Fig. 5.

El valor de la tensión medida queda determinado por medio de la siguiente expresión:

$$V_{GE} = \left[\frac{(V_{rect}/19.98k) \cdot 4.99k}{14.99k} \right] \cdot 10k = 0.167 \cdot V_{rect} \quad (5)$$

$$V_{GE} \approx 0.167 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot a \cdot V_G \approx 0.0446 \cdot V_G \quad (6)$$

donde:

V_{rect} : Tensión a la salida del rectificador.

Este valor de tensión medido es comparado con la referencia V_{GE_ref} para determinar la señal de error que ingresa al compensador PI (Ogata, 1998). La salida del PI es la corriente de excitación de referencia i_{f_ref} . La estructura del compensador y su sintonización se describen posteriormente.

La medición de corriente i_f se realiza a través de una resistencia *shunt*, conectada en serie a la excitación de la máquina. Esta corriente se compara con la referencia proveniente del PI para generar la señal de modulación.

El esquema adoptado para ello es la modulación delta. Esta modulación puede generar trenes de pulso de alta frecuencia, que podrían dañar al transistor del convertidor porque la potencia que disipa es proporcional a la misma, se incorpora un *flip-flop* tipo D (Schilling y Belove, 1988), con el objetivo de limitar dicha frecuencia. De esta manera, la frecuencia queda limitada a la frecuencia de reloj, fijada en 5 kHz.

Con esto, se tiene que para valores de i_f inferiores a la acción de control, el transistor se mantendrá encendido, aumentando de esta manera la corriente de excitación, hasta un valor tal que la señal de la medición supere a la acción de control del PI, momento en el cual se dará lugar al apagado de la llave.

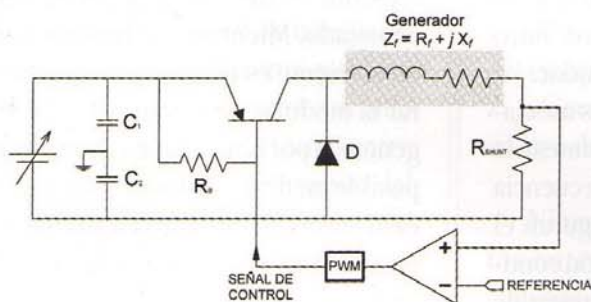


Fig. 3: Circuito del Convertidor Reductor empleado.

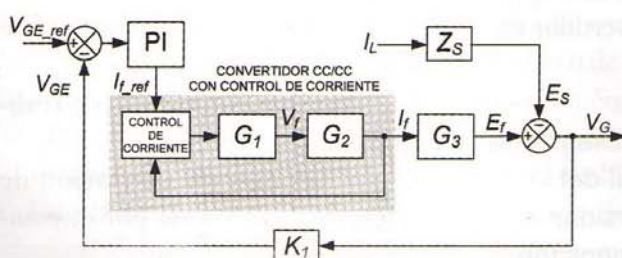


Fig. 4: Diagrama de bloques del sistema de lazo cerrado.

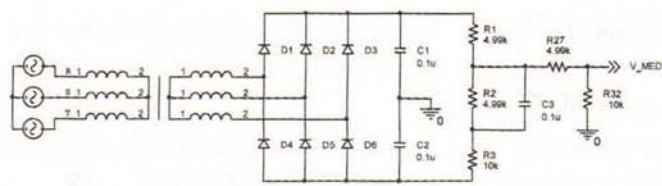
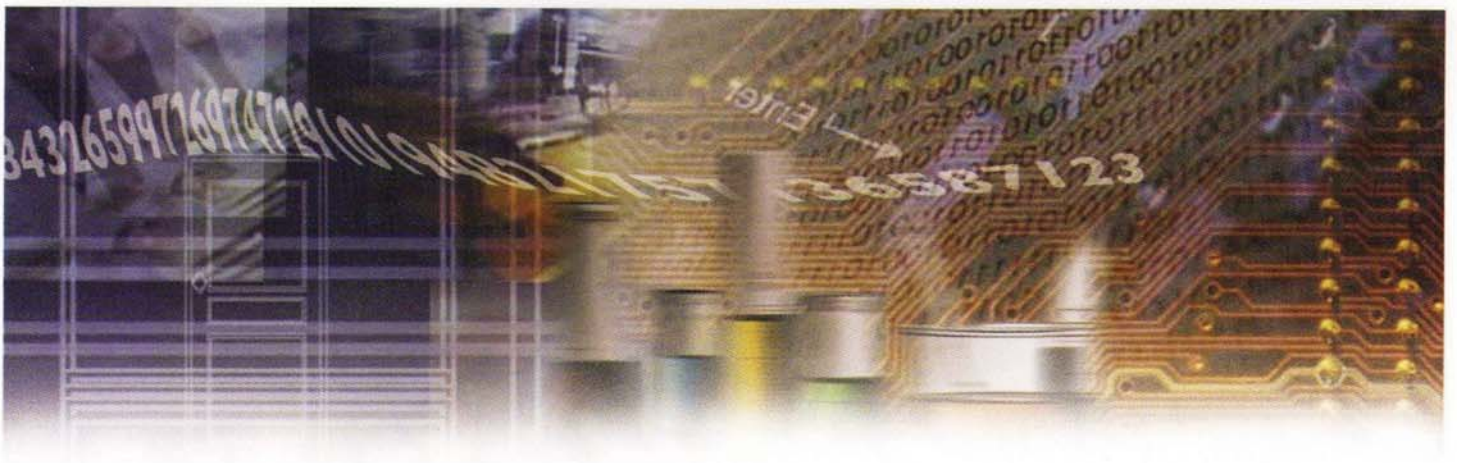


Fig. 5: Circuito de medición de tensión.

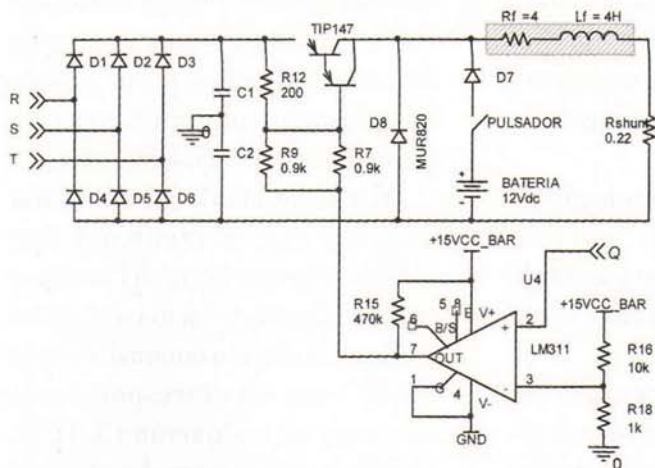


Fig. 6: Circuito de control del Convertidor.

De esta manera, la llave estará constantemente modificando el valor de D para mantener la tensión de salida del convertidor, en un valor establecido por la referencia.

La llave de potencia empleada en el convertidor es un transistor Darlington en configuración PNP (Schilling y Belove, 1988).

En la Fig. 6 se muestra un esquema de la llave y su circuito de disparo. Allí, se puede observar que se dispone de una batería para suministrar la corriente de excitación inicial del generador. La batería se mantiene conectada el tiempo suficiente para que la tensión del generador alcance un valor tal para lograr su auto excitación.

La relación entre la tensión que entrega el convertidor a la excitación y la señal de modulación, determina la función de transferencia G_f . La función de transferencia G_2 , en el dominio de Laplace, representa el modelo matemático del circuito de excitación y esta dado por:

$$G_2(s) = \frac{i_f}{V_f} = \frac{1}{(sL_f + R_f)} \quad (7)$$

donde:

R_f : Resistencia del devanado de excitación, 4 [Ω].

L_f : Inductancia del devanado de excitación 4 [Hy].

s : Operador de Laplace.

El lazo de control de corriente es suficientemente rápido como para asegurar que i_f sea en todo momento igual a $i_{f.ref}$.

Por lo que la función de transferencia $i_f / i_{f.ref}$ es una ganancia de amplitud uno, para las frecuencias de interés del compensador PI. Esta simplificación es válida cuando el control es estable y se tiene una amplitud reducida de la corriente de excitación (Erickson, 1999).

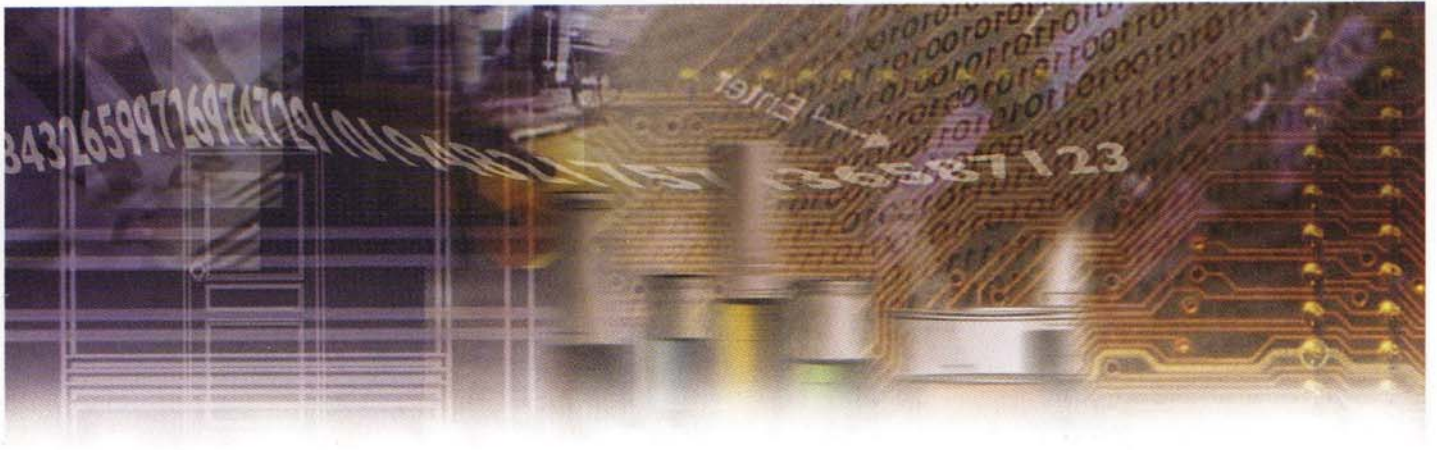
El bloque G_3 de la Fig. 4, representa la relación existente entre la corriente de excitación y la fem generada. Aquí se emplea la linealización dada por la ecuación (2).

Por último, la tensión en bornes del GS será la diferencia vectorial entre la fem generada (E_f) y la caída de tensión interna dada por la impedancia sincrónica (E_s), la cual depende directamente de la corriente de carga que circula por el circuito de armadura de la máquina. Esto se muestra en el diagrama fasorial de la Fig. 7, donde: δ es el ángulo de par, y φ es el ángulo del factor de potencia dado por la carga.

4.3 Compensador propuesto

Como se mencionó anteriormente, el compensador propuesto se realiza a través de una acción del tipo PI, cuya función de transferencia es la siguiente:

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p(s + K_i/K_p)}{s} \quad (8)$$



donde:

K_p : Constante de acción proporcional.

K_i : Constante de acción integral.

La elección de éste radica en la posibilidad de hacer el error cero en estado estable. Esto es posible gracias a que el compensador incrementa el tipo del sistema al adicionar un polo en el origen (Ogata, 1998).

Para la construcción del circuito activo del compensador PI, se utilizan amplificadores operacionales según la configuración de la Fig. 8. La segunda operación cumple la función de evitar que se llegue a la saturación (15 V) cuando el error es distinto de cero.

La función de transferencia, en función de los componentes pasivos, esta dada por (Forhr y Orthenburger, 1986):

$$G_C(s) = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2 \cdot (1/R_2 C + s)}{s R_1} \quad (9)$$

Los valores de resistencias y capacitor se ajustan adecuadamente según la sintonización deseada, explicada posteriormente.

4.4 Diseño del circuito de protección

Sabiendo que el sistema de excitación de la máquina posee un cierto límite en cuanto a régimen térmico se refiere, se agrega un circuito de protección electrónica de manera tal

que limite un posible incremento de la corriente i_f .

La protección actúa sobre el circuito de control de la llave de potencia, inhabilitándola cuando la i_f excede un valor prefijado por el régimen térmico de la excitación. Además de la protección contra sobre corriente, también bajo el mismo punto de vista, se adopta una protección contra sobretensión, la cual mide la tensión V_{GE} .

Las protecciones fueron ajustadas a un valor máximo de 15 A para la corriente de excitación y a 400 V correspondiente a la tensión eficaz de línea del generador.

Además, se incorpora una doble protección mediante un fusible limitador en serie con el circuito rotórico con el fin de proteger el sistema de excitación ante la posible ocurrencia de un cortocircuito.

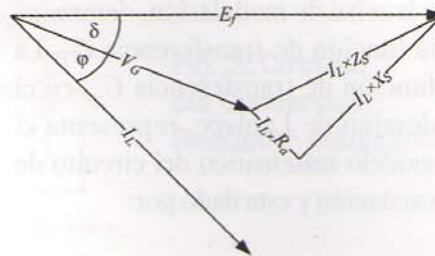


Fig. 7: Diagrama fasorial del GS. Carga en retraso.

5. Resultados experimentales

Con la verificación experimental se pretende validar el diseño realizado ensayando la máquina en régimen transitorio. A fin de obser-

var el funcionamiento dinámico del controlador diseñado.

5.1 Determinación de la impedancia sincrónica del GS

En la Fig. 9 se muestran las características de vacío y cortocircuito obtenidas experimentalmente. A partir de la curva de vacío se puede realizar la linealización entre la fem generada y la corriente de excitación.

Si se representa la fem en función de la corriente de excitación, ésta es una recta que parte del origen y cruza a la curva de vacío en el punto dado por la tensión nominal de vacío (380V) con su correspondiente corriente de excitación (3.91A). Queda de esta manera determinada la constante de linealización, por la pendiente de dicha recta, siendo igual a 97.18. La siguiente ecuación expresa esta relación:

$$E_f = 97.18 \cdot i_f \quad (10)$$

De los ensayos de vacío y cortocircuito es posible determinar la impedancia sincrónica del GS. Si en la ecuación (3) se reemplaza los valores establecidos en la Fig. 9, se tiene la impedancia sincrónica saturada, esto es:

$$Z_{S_{sat}} = \frac{380V}{21A} \Big|_{(i_f=3.91A)} = 18.1\Omega \quad (11)$$

La Fig. 10 muestra la curva de regulación del GS. En la misma se

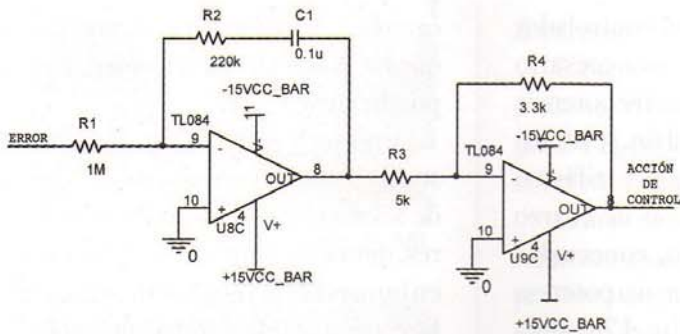


Fig. 8: Circuito del compensador PI.

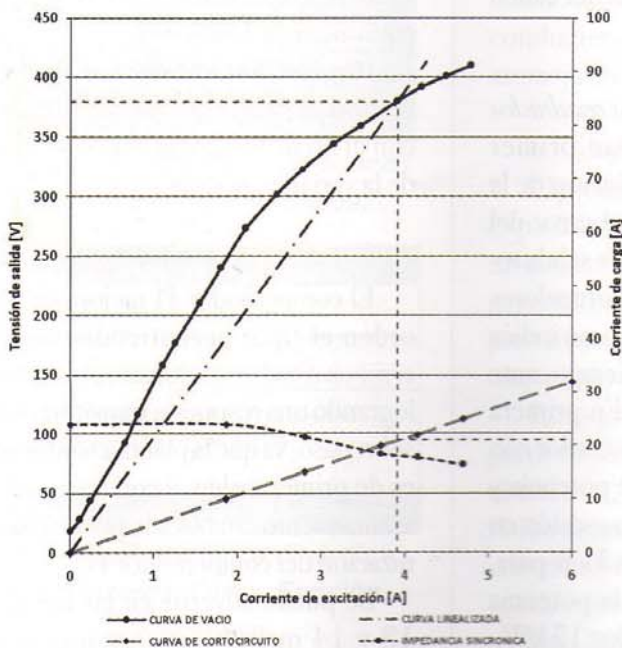


Fig. 9: Curvas características del GS utilizado.

puede observar la corriente de excitación en función de la corriente de línea, a medida que se solicita potencia al GS para una carga con factor de potencia unitario. El conocimiento de esta característica es necesario para dimensionar los componentes del controlador en cuanto a tensiones y corrientes de operación se refiere.

Se observa que, para suministrar

la potencia nominal del generador de 20 kVA, con factor de potencia unitario, es necesario excitarla con una corriente del orden de los 10 A. La potencia necesaria del convertidor es de 0.6 kW.

5.2 Sintonización del compensador

Una vez obtenidos todos los

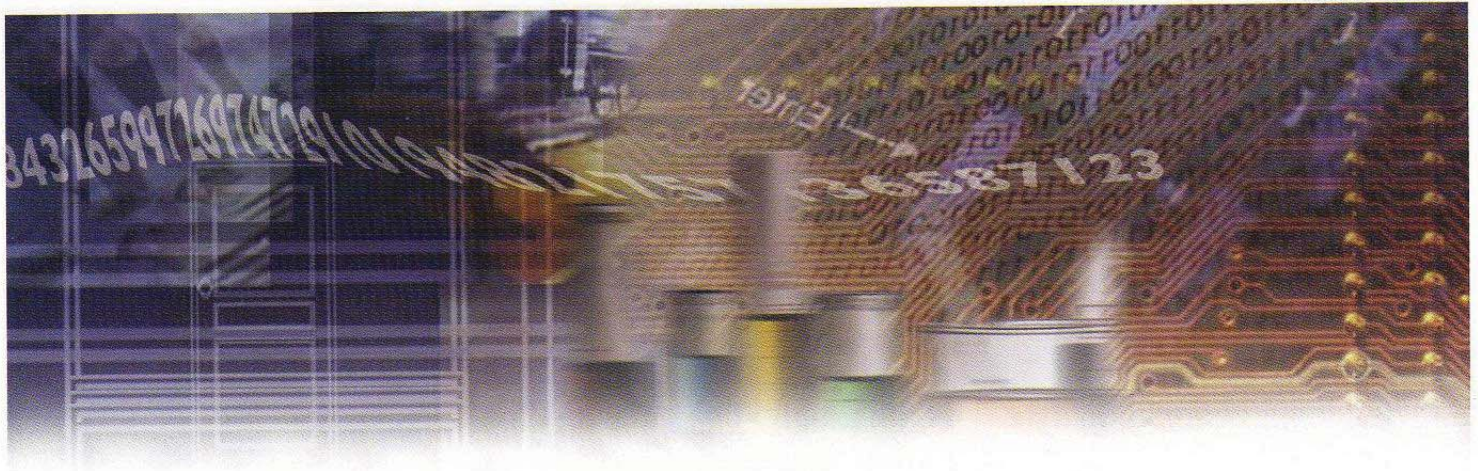
parámetros del GS, y conociendo las funciones de transferencia de la Fig. 4, es posible diseñar el compensador PI planteado en (8).

Para la sintonización de dicho compensador, se propone establecer la constante de tiempo del sistema de lazo cerrado en un valor tal que la respuesta dinámica sea adecuada. En función de los requerimientos del sistema, se adopta una constante de tiempo de 1 seg.

De acuerdo con el diagrama de bloques de la Fig. 4, la planta a controlar posee una ganancia constante y de valor igual a $G_3 \cdot K_I = 4.33$. El compensador PI incorpora un cero en K_I/K_p en el plano s (Nise, 2005), el cual se debe ubicar de manera adecuada.

El cero no se ubica cercano al polo del compensador, a fin de conseguir un pequeño aporte de ángulo, ya que la respuesta del sistema se puede tornar demasiado lenta. El cero del compensador se debe ubicar alejado del polo a lazo cerrado a fin de que el mismo no afecte a la respuesta del sistema. Por lo anterior, se adopta que el mismo esté en $s = -K_I/K_p = -45$. Finalmente, se realiza un ajuste de ganancia para que el sistema responda con la constante de tiempo establecida.

Los parámetros del compensador diseñado, para el circuito de la Fig. 8, son los que se detallan a continuación:



$R_1 = 1M\Omega$, $R_2 = 220k\Omega$, $R_3 = 5k\Omega$,
 $R_4 = 3.3k\Omega$ y $C = 0.1\mu F$.

Quedando, de esta manera, la función de transferencia del compensador dada por:

$$G_c(s) = 0.1452 \cdot \frac{(45.45 + s)}{s} = 0.1452 + \frac{6.6}{s} \quad (12)$$

5.3 Descripción de los ensayos realizados

Para la obtención de los resultados experimentales se dispuso el montaje un banco de ensayo para tales fines. El montaje del sistema se realizó en el laboratorio del GEA, FI-UNRC.

En el banco de ensayos propiamente dicho, se acopla el generador con su correspondiente máquina de impulso. En la Fig. 11, se puede observar una fotografía del banco de ensayo utilizado.

Como máquina de impulso se utilizó un motor de inducción de 30 kW, el cual está provisto de un accionamiento eléctrico que permite ajustar la velocidad a la requerida por la máquina sincrónica, y que la misma permanezca invariante durante los ensayos realizados.

Con el objetivo de observar la

respuesta dinámica del controlador ante perturbaciones, es necesario que el generador suministre potencia hacia una carga. Para tal fin, se utilizó un banco de resistencias trifásico formado por resistencias de cuarzo de 1 kW cada módulo, conectados en paralelo para obtener una potencia total de 15 kW. En la Fig. 12 se puede observar una fotografía del banco de resistencia utilizado.

5.4 Presentación de los resultados

Ensayo N° 1: En este primer ensayo se presenta la variación de la corriente de excitación, el error del compensador y la tensión de salida reflejada a través de los transformadores de medición; esto es V_{GE} como indica la Fig. 4; en función del tiempo, ante dos escalones de carga. En primera instancia, se solicita al generador con un escalón de 10 kW de potencia y luego se aplica el segundo escalón en un salto correspondiente a 5 kW para, de esta manera, disipar la potencia total del banco, es decir, los 15 kW.

Este ensayo se muestra en la Fig. 13, donde en el *canal2* del osciloscopio se visualiza la corriente; en el

canal3, la tensión reflejada; mientras que en el *canal4*, la tensión correspondiente al error.

Ensayo N° 2: En la Fig. 14 se presenta el ensayo que registra la tensión de secundario de los transformadores, que es un fiel reflejo de la tensión en bornes del generador afectada por la relación de transformación, cuando a este se le aplica un escalón de carga equivalente a 15kW.

Hay que destacar que la escala de tiempo es suficientemente grande con el fin de visualizar la envolvente de la variable medida.

5.5 Análisis de los resultados

El compensador PI mejora en un orden el tipo, permitiendo que el error en estado estacionario sea nulo y logrando una respuesta transitoria sin sobrepaso, ya que la planta a controlar es de primer orden, y con tiempo de asentamiento establecido por la sintonización del compensador PI.

Se puede advertir en las figuras 13 y 14 que el error en régimen permanente se reduce a cero después del transitorio, cumpliendo así con el objetivo inicialmente planteado.

Además de la reducción a cero del error en régimen permanente, es importante que el sistema se restablezca en un tiempo razonable. El tiempo de asentamiento ante un escalón de potencia es de aproximadamente 1 segundo. Con estos resultados se valida que el controlador diseñado es adecuado.

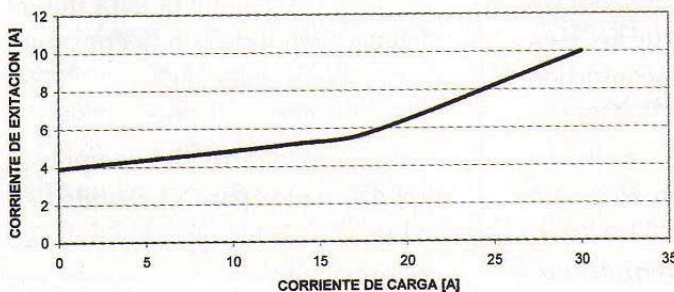


Fig. 10: Curva de regulación

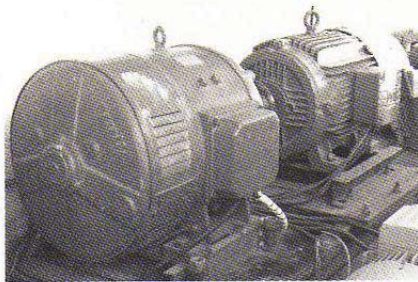
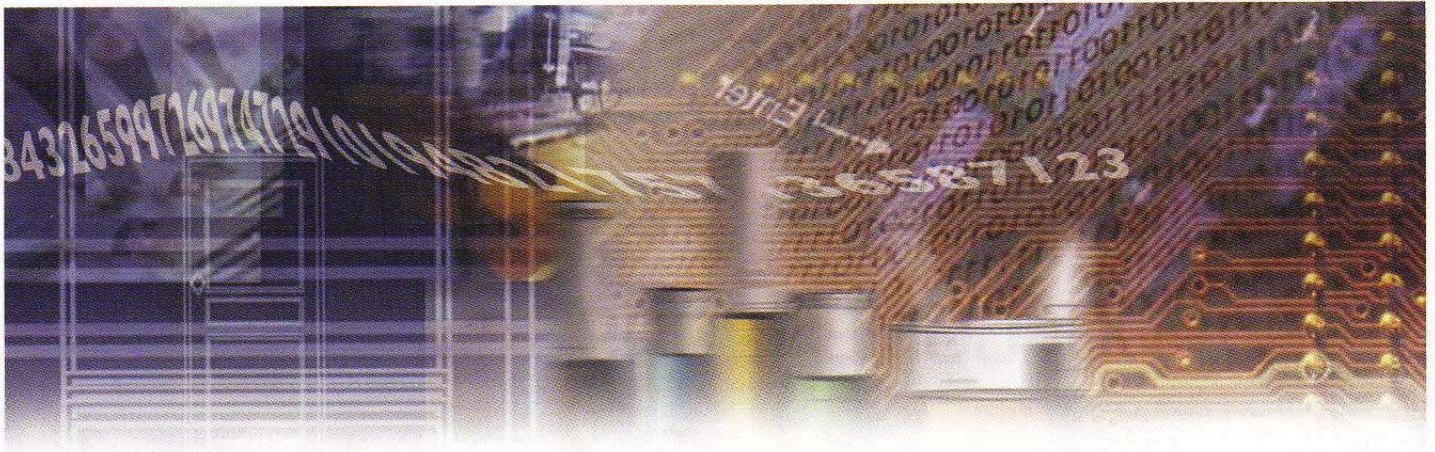


Fig. 11: Banco de ensayo G-MI.

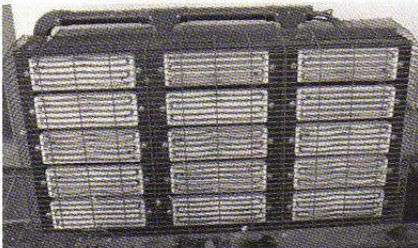


Fig. 12: Resistencia de cuarzo utilizada en los ensayos.

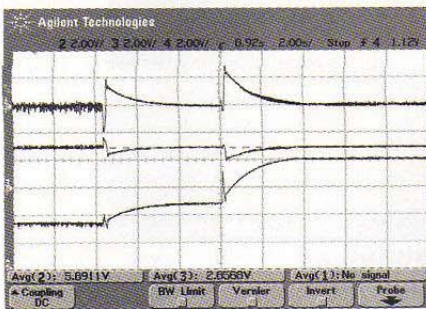


Fig. 13: Respuesta dinámica del sistema. Error, Tensión, Corriente.

Es importante remarcar que el propósito del controlador es mantener constante la tensión a bornes del generador actuando sobre la excitación de la misma. Por tanto en la Fig. 14, se aprecia claramente que ante las solicitudes de potencia, el sistema de control deberá responder adecuadamente incrementando la corriente rotórica de excitación, para conducir de esta manera al genera-

dor al nuevo punto de operación.

Cabe mencionar que el ripple presente en la corriente, Fig. 13, se debe a la conducción del transistor del convertidor.

Como dicha llave está mayoritariamente apagada, la señal de salida presenta mayores componentes armónicas, en tanto que, cuando la llave está la mayor parte del ciclo de trabajo conduciendo, la señal de salida se asemeja más a una señal continua.

6. Conclusiones

El presente trabajo demuestra que es posible lograr la implementación de un sistema de regulación de tensión en generadores sincrónicos con buenas prestaciones y aceptables desempeños, empleando dispositivos electrónicos.

Estas prestaciones se validaron a partir de los ensayos experimentales obtenidos, los cuales dan una clara visión de los tiempos de actuación del controlador ante regímenes dinámicos de operación del generador.

Para llevar a cabo el diseño e im-

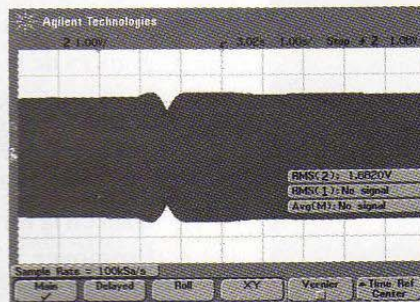


Fig. 14: Tensión sobre el secundario de los transformadores.

plementación del controlador, es necesario conocer el sistema físico por medio de su modelado matemático. Este modelo asume simplificaciones de manera tal que se puedan aplicar las técnicas del control lineal.

El empleo de un convertidor CC-CC en configuración reductor ofrece un correcto desempeño para suministrar la corriente de excitación requerida por CS dado por el estado de carga que presenta el mismo.

El lazo de realimentación de tensión permite el ajuste de la corriente de excitación a través del compensador PI, por medio del convertidor, para que de esta manera la tensión en bornes de la máquina permanezca invariante tras los cambios en las condiciones de operación, es decir, ante solicitudes de potencia que la demanda le exigiera.

Referencias

- Erickson R., (1999) "Fundamentals of Power Electronics". Kluwer Academic Publisher.
- Forhr F.y F. Ortenburger (1986). "Introducción al Control Electrónico". Cap. 6. Ed. Marcombo y Siemens. España.
- Meenakshi S., K. Rajambal, C.Chellamuthu, and S. Elangovan, (2006) Intelligent controller for a stand-alone hybrid generation system, IEEE Power India Conference, 8 pp.
- Nise N. (2005) "Sistemas de Control para Ingeniería". 3ra. edición. Ed. Continental. México.
- Ogata K. (1998), Ingeniería de Control Moderna, 3ra. Edición, Prentice Hall.
- Kingsley, Kusko y Fitzgerald (1975). "Teoría y análisis de las máquinas eléctricas". Cap. 3, 4 y 6. Ed. Hispano Europea. España.
- Rashid M. y Hasan Rashid, (2006) "SPICE for Power Electronics and Electric Power", CRC Press.
- Schilling D.L., C. Belove (1988). "Circuitos Electrónicos, Discretos e Integrados". Cap. 2, 8, y 13. Ed. Marcombo. España.