

Control de Potencias Activa y Reactiva Basado en Inversores Fuentes de Tensión Para un Generador Eólico

Pedro Roncero Sánchez*, Aurelio García Cerrada**, Vicente Feliú-Batlle*, y Pablo García-González**

*Área de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad de Castilla-La Mancha, pedro.roncero@uclm.es, vicente.feliu@uclm.es

**Departamento de Electrónica y Automática, Universidad Pontificia Comillas, aurelio@iit.upco.es, pablo@dea.icaui.upco.es

Resumen—En este artículo se presenta el esquema de control completo de un sistema de generación de energía eléctrica basado en generadores eólicos conectado a la red eléctrica. En este tipo de sistemas hay que realizar un control de la energía inyectada en la red, además de suministrar la potencia reactiva necesaria para la instalación. Este trabajo presenta un esquema de control desacoplado para las potencias activa y reactiva que garantiza que la tensión de salida tenga un bajo contenido de armónicos. Para disminuir el contenido de armónicos se han estudiado técnicas en lazo abierto basadas en topologías multiconvertidor.

Palabras Clave—Dispositivos FACTS, Energía eólica, Generador de inducción, Inversor PWM

I. INTRODUCCIÓN

EN los últimos años el uso de energías renovables para la generación de electricidad ha experimentado un gran desarrollo [1]. Los paneles fotovoltaicos y los aerogeneradores son, probablemente, los más claros ejemplos de este crecimiento. Dichas fuentes de energías renovables están muy relacionadas con avances tecnológicos que han posibilitado la producción de energía eléctrica y la interconexión con la red eléctrica de forma flexible y fiable. Además, en los sistemas de generación distribuida, surgen dos problemas que han de tratarse sea cual sea la fuente primaria de energía: (a) La energía ha de transferirse eficientemente a la red eléctrica o a una carga mientras se suministra la potencia reactiva necesaria, y (b) la forma de onda de la tensión de salida debe tener un bajo contenido de armónicos. El desarrollo de los convertidores electrónicos de potencia (ver [2]) está contribuyendo a solucionar dichos problemas de una forma efectiva.

Este trabajo estudia el sistema de control completo de un aerogenerador conectado a la red eléctrica mediante dos inversores fuentes de tensión compartiendo una misma etapa de tensión continua. El control de este sistema permite controlar rápidamente el flujo de potencias activa y reactiva con una baja distorsión en la tensión de salida. El estudio del generador eólico se basa en la utilización de una máquina de inducción como generador eléctrico, la cual se controla mediante un esquema de control vectorial indirecto [3].

En la Sección II se estudia el modelo del sistema de interconexión con la red eléctrica. En [4] se presenta un caso muy similar donde se estudia un compensador estático de potencia reactiva. La Sección III presenta el diseño del control de la tensión de continua de los inversores, necesario para controlar la energía inyectada en la red. Además se desarrolla todo el sistema de control desacoplado de las potencias activa y reactiva.

En la Sección IV se presenta un método para obtener una baja distorsión armónica en la tensión de salida. Se usan varios inversores conectados en serie. De esta forma se consigue reducir la distorsión total armónica de la tensión de salida con una estructura de control en lazo abierto ([5], [6] y [7]).

La Sección V ilustra las principales aportaciones de este trabajo mediante resultados de simulación del sistema completo de generación.

II. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA Y MODELADO

En la Figura 1 se representa un esquema general del sistema de generación propuesto en este trabajo. Los principales elementos son: el generador eólico (cuyo generador eléctrico es una máquina asíncrona), el inversor fuente de tensión asociado al generador eólico, el inversor fuente de tensión asociado a la red eléctrica y el transformador y el filtro ($r-L$) que conectan el sistema de generación con la red eléctrica. Los dos inversores comparten la misma etapa de tensión continua formada por condensadores.

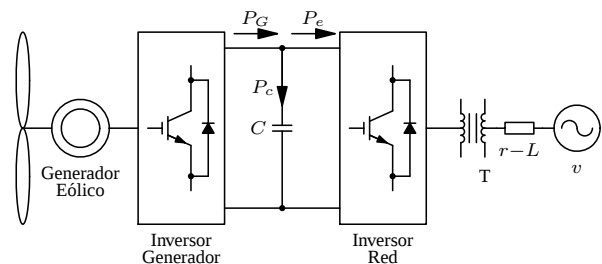


Fig. 1. Esquema general del sistema de generación.

La energía del viento se absorbe a través del generador eólico, el cual se controla mediante el inversor fuente de tensión asociado a él. Como resultado, la potencia absorbida P_G fluye hasta la etapa de tensión continua. Nótese que el inversor asociado al generador controlará la velocidad de la máquina asíncrona y el flujo de la misma. Al mismo tiempo, el inversor asociado a la red eléctrica controla el flujo de potencia activa inyectado en la red P_e y la potencia reactiva que necesita el sistema de generación. Nótese que, como la diferencia entre P_g y P_e es la potencia real P_c en los condensadores de la etapa de tensión continua, en régimen permanente, hay que garantizar que:

$$P_G = P_e \quad (1)$$

si la tensión de los condensadores debe permanecer constante.

La velocidad de la máquina asíncrona se controla mediante un esquema de control vectorial indirecto. Este método es muy simple de implantar y ofrece muy buenos resultados en muchos casos. Sin embargo, es muy sensible a cambios en los parámetros de la máquina, en especial a la resistencia del rotor. Para obtener un sistema de control más robusto, se empleará un método de estimación de la resistencia del rotor basado en un modelo de referencia como el propuesto en [8]. Con este esquema de control de la máquina asíncrona se consiguen controles rápidos tanto de velocidad como de flujo para extraer de forma óptima la energía del viento.

La Figura 2 muestra el circuito monofásico equivalente que describe el sistema de conexión con la red eléctrica. En dicho esquema, el inversor fuente de tensión se ha modelado como una fuente ideal de tensión, u , v es la tensión de red y r y L son la resistencia y la inductancia del transformador y del filtro de conexión, respectivamente.

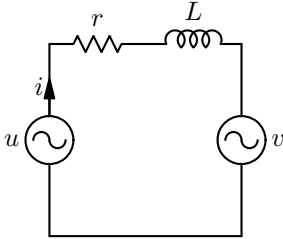


Fig. 2. Esquema monofásico del sistema de generación conectado a la red eléctrica.

Se puede obtener un modelo en variables de estado en la Figura 2, utilizando la transformada de Park [9], de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{r}{L} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde ω es la velocidad angular del sistema de referencia usado para la transformación, y:

$$e_d = u_d - v_d \quad (3)$$

$$e_q = u_q - v_q \quad (4)$$

donde u_d y u_q son las entradas de control y v_d y v_q son perturbaciones que pueden ser medidas.

Suponiendo que el sistema de conexión es un sistema trifásico a tres hilos, la transformada de Park reduce el sistema trifásico a un sistema equivalente con dos componentes ($d-q$), en el cual la componente homopolar de corrientes es cero y por lo tanto las componentes homopolares de tensión y corriente no transfieren potencia real.

La transformada de Park empleada en este trabajo mantiene invariante la expresión de la potencia instantánea y el eje d es colineal en todo momento al vector espacial de la tensión de red $\vec{v}$. Dado que $v_q = 0$ y ω es la frecuencia de red, la potencia activa instantánea, p , y la potencia reactiva instantánea, q , se pueden calcular como [10]:

$$p = v_d i_d + v_q i_q = v_d i_d \quad (5)$$

$$q = -v_d i_q + v_q i_d = -v_d i_q \quad (6)$$

Las ecuaciones (5) y (6) muestran que el control de las potencias p y q se reduce al control de las corrientes i_d e i_q , respectivamente.

Si se desprecian las pérdidas en el inversor, la ecuación de la tensión en los condensadores en la etapa de tensión continua es:

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C v_c} P_c = \frac{1}{C v_c} (P_G - P_e) \quad (7)$$

donde P_G es la potencia absorbida del viento y P_e es la potencia activa inyectada por el inversor en la red eléctrica, cumpliéndose que:

$$P_e = u_d i_d + u_q i_q \quad (8)$$

III. DISEÑO DE LOS REGULADORES DE CORRIENTE

Como se dijo anteriormente, el control de las potencias activa y reactiva se reducía al control de las corrientes i_d e i_q , respectivamente. Si las variaciones de la tensión de los condensadores de la etapa de continua están limitadas, el inversor conectado a la red se comporta como una fuente ideal de tensión, ya que la componente fundamental de la tensión de salida del inversor puede controlarse utilizando modulación de ancho de pulso (PWM) en dicho inversor [11].

A. Control Desacoplado de las Potencias Activa y Reactiva

Ya que se emplearán técnicas de control digital, es útil determinar el modelo discreto de la ecuación (2). Si se considera ω constante, el modelo expresado en (2) es un sistema lineal e invariante en el tiempo y dicho sistema se puede discretizar exactamente [12]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_1 & \phi_2 \\ -\phi_2 & \phi_1 \end{bmatrix}}_{\Phi} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_k + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix}}_{\Gamma} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}_k \quad (9)$$

donde las matrices Φ y Γ se calculan como:

$$\Phi = e^{A t_s} \quad \Gamma = \left(\int_0^{t_s} e^{A t} dt \right) B \quad (10)$$

siendo t_s el periodo de muestreo.

En la ecuación (9), los valores de las variables de estado en el instante $k+1$ se obtienen con los valores de las variables

de estado en el instante k . Sin embargo, el sistema de control necesitará un periodo de muestreo para calcular la tensión de salida del inversor a partir de las medidas y de las referencias. Por lo tanto, se supondrá que la entrada del sistema en el instante k es la calculada por el control con las medidas del instante $k - 1$. Dicho sistema se puede escribir de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_{k+1} = \Phi \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_k + \Gamma \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}_{k-1} \quad (11)$$

La ecuación (11) muestra que existen acoplamientos entre las variables de estado del eje d y las variables de estado del eje q . Reorganizando (11) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \phi_1 & 0 \\ 0 & \phi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w_d \\ w_q \end{bmatrix}_{k-1} \quad (12)$$

donde

$$\begin{bmatrix} w_d \\ w_q \end{bmatrix}_k = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \phi_2 \\ -\phi_2 & 0 \end{bmatrix}}_{\Phi^*} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_{k+1} + \Gamma \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}_k \quad (13)$$

El modelo (12) está, claramente, desacoplado, luego el control de i_d y de i_q se puede realizar de forma independiente utilizando como entradas de control w_d y w_q , respectivamente. Teniendo en cuenta que Γ es una matriz no singular, la tensión de salida del inversor se puede calcular como:

$$\begin{bmatrix} u_d - v_d \\ u_q \end{bmatrix}_k = -\Gamma^{-1} \Phi^* \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}_{k+1} + \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} w_d \\ w_q \end{bmatrix}_k \quad (14)$$

Como la ecuación (14) requiere los valores de las variables de estado en el futuro ($i_d(k+1)$ e $i_q(k+1)$), éstos han de ser estimados. Se puede emplear un modelo de predicción para estimar dichos valores [13]:

$$\hat{i}_d(k+1/k) = \phi_1 i_d(k) + w_d(k-1) \quad (15)$$

$$\hat{i}_q(k+1/k) = \phi_1 i_q(k) + w_q(k-1) \quad (16)$$

donde $\hat{i}_d(k+1/k)$ e $\hat{i}_q(k+1/k)$ son las predicciones de los valores de i_d e i_q , respectivamente, en el instante $k+1$.

La ecuación (14) no tiene la forma convencional $\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k)$. Para evitar esto, se pueden emplear nuevas variables de estado, de forma que el modelo (14) se puede dividir en los modelos (17) y (18):

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ x_d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ x_d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w_d(k) \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} i_q(k+1) \\ x_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q(k) \\ x_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w_q(k) \quad (18)$$

Puede diseñarse un regulador PI añadiendo la acción integral como una nueva variable de estado a los sistemas (17) y (18):

$$\begin{bmatrix} i_d \\ x_d \\ z_d \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \phi_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -t_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ x_d \\ z_d \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0 \\ w_d \\ t_s i_d^* \end{bmatrix}_k \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} i_q \\ x_q \\ z_q \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \phi_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -t_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ x_q \\ z_q \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0 \\ w_q \\ t_s i_q^* \end{bmatrix}_k \quad (20)$$

Las dos nuevas variables de estado (z_d , z_q) son la parte integral de los controles para el eje d y el eje q , respectivamente, e i_d^* e i_q^* son las corrientes de referencia del eje d y del eje q , respectivamente.

El diseño del control PI es un problema de realimentación de estado en los sistemas (19) y (20):

$$w_d(k) = - \begin{bmatrix} k_{Pd} & k_{xd} & k_{zd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ x_d(k) \\ z_d(k) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$w_q(k) = - \begin{bmatrix} k_{Pq} & k_{xq} & k_{zq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q(k) \\ x_q(k) \\ z_q(k) \end{bmatrix} \quad (22)$$

Nótese que el eje d y el eje q pueden tratarse independientemente debido a la estructura desacoplada que poseen.

B. Control de la Tensión de los Condensadores

Para garantizar que la energía absorbida del viento es inyectada en la red eléctrica, se debe controlar la tensión de los condensadores de la etapa de continua. Además, un control rápido reducirá el valor de dichos condensadores.

La ecuación (7) puede expresarse de la siguiente forma:

$$2v_c \frac{dv_c}{dt} = \frac{d(v_c^2)}{dt} = \frac{2}{C} (P_G - P_e) \quad (23)$$

con v_c^2 como nueva variable de estado.

La potencia inyectada por el inversor de red, P_e , es igual a la potencia inyectada en la red eléctrica, p , más la potencia de pérdidas en el filtro y en el transformador, p_F :

$$P_e = p + p_F = u_d i_d + u_q i_q \quad (24)$$

La potencia P_e puede calcularse a partir de (2):

$$P_e = \underbrace{r i_d^2 + r i_q^2}_{p_r} + \underbrace{\frac{L}{2} \frac{d i_d^2}{dt} + \frac{L}{2} \frac{d i_q^2}{dt}}_{p_L} + \underbrace{v_d i_d}_p \quad (25)$$

En la ecuación (25), el término p_r (pérdidas en la resistencia del conjunto transformador-filtro) es muy pequeña debido a que el valor de la resistencia es despreciable ($r \approx 0$) y el término p_L (pérdidas en la inductancia) siempre es cero en régimen permanente. Como los controles de corriente se han diseñado para obtener una respuesta muy rápida y alcanzar rápidamente el régimen permanente, una aproximación bastante realista es suponer que $P_e \approx p$.

La Figura 3 muestra el esquema de control de la tensión de los condensadores. El control de tensión de los condensadores calcula el valor de referencia de la potencia que debe ser inyectada en la red, P_e^* , y los controles de potencia activa y reactiva generan las tensiones de referencia para el inversor, u_d^* y u_q^* .

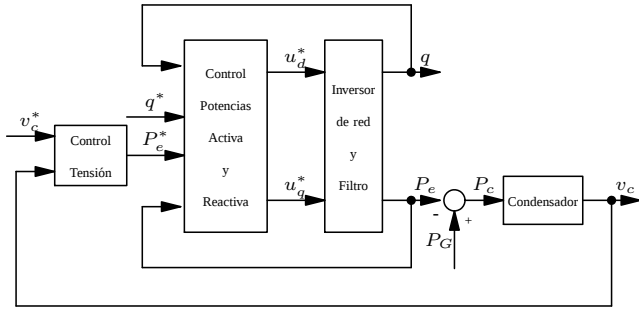


Fig. 3. Diagrama de bloques del control de la tensión de los condensadores.

IV. ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS DE LA TENSIÓN DE SALIDA EN INVERSORES FUENTE DE TENSIÓN

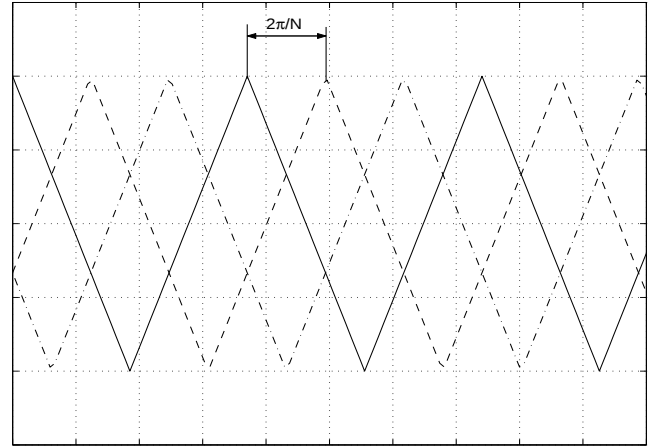
Un inversor fuente de tensión no es una fuente perfecta de tensión senoidal, ya que su salida contiene armónicos no deseados. Los esquemas basados en modulación de ancho de pulso (PWM) se usan para controlar la componente fundamental de tensión de salida del inversor y llevar los armónicos no deseados cerca de la frecuencia de conmutación. En aplicaciones de alta potencia la frecuencia de conmutación no puede ser muy elevada y los esquemas basados en PWM no son suficientes para eliminar los armónicos de baja frecuencia. Para minimizar este efecto, se pueden emplear topologías multiconvertidores con varios inversores conectados en serie.

Una de las técnicas para el control de tensión en inversores, es la llamada Modulación de Ancho de Pulso Senoidal (SPWM). En esta técnica, la tensión de salida se obtiene a partir de la comparación de una onda senoidal de control cuya frecuencia es la frecuencia fundamental (señal moduladora de frecuencia f_m) con una onda triangular de alta frecuencia (señal portadora de frecuencia f_c). Esta comparación puede hacerse tanto digitalmente como de forma analógica. El índice de modulación de frecuencias se define como:

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (26)$$

Idealmente, si este índice es grande y múltiplo impar de 3, la tensión de salida del inversor contiene el armónico fundamental, f_m , y armónicos a las frecuencias $f_c \pm 2f_m$, $2f_c \pm f_m$, $2f_c \pm 5f_m$, $3f_c \pm 2f_m$, $3f_c \pm 4f_m$, ... [11].

En aplicaciones de alta potencia m_f no puede ser muy elevado y pueden aparecer armónicos 5° y 7° de tensión. En este caso, se pueden conectar varios inversores fuente de tensión por medio de transformadores, [5], de esta forma se pueden cancelar algunos armónicos presentes en cada uno de los inversores. La cancelación de armónicos se consigue desfasando las portadoras de cada uno de los inversores (ver Figura 4). Todos los inversores tienen la misma señal moduladora. La suma de las tensiones de salida de cada inversor elimina los armónicos de baja frecuencia. Nótese que, para N inversores, hay que desfasar las portadoras un ángulo $2\pi/N$. Así se asegura que la frecuencia efectiva de conmutación es Nf_c y el índice de modulación de frecuencias equivalente es $m_f = Nf_c/f_m$ (ver [6]). De esta forma se mejora el espectro de la tensión de salida.

Fig. 4. Desfase de las portadoras para $N = 3$ inversores.

El contenido de armónicos de la tensión de salida de un inversor es una característica de régimen permanente. La Figura 5 muestra el esquema monofásico simplificado de un sistema con dos inversores conectado a la red. Los inversores están conectados en serie mediante transformadores. La fuente de tensión resultante está conectada a la red eléctrica (v). Las resistencias de cada conjunto transformador-filtro son r_1 y r_2 , respectivamente, las inductancias equivalentes son L_1 y L_2 , respectivamente.

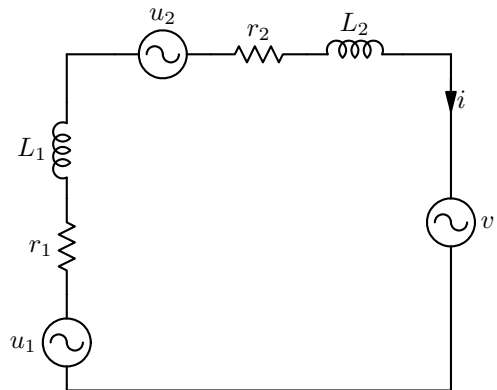


Fig. 5. Esquema monofásico equivalente de un sistema de generación con dos inversores.

Suponiendo que las tensiones de salida de cada inversor son idénticas, la tensión de salida total será $u_t = u_1 + u_2 = 2u_1 = 2u_2$. El modelo en variables de estado se puede escribir de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_t}{L_t} & \omega \\ -\omega & -\frac{r_t}{L_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_d \\ n_q \end{bmatrix} \quad (27)$$

donde $r_t = r_1 + r_2$, $L_t = L_1 + L_2$, $n_d = u_{td} - v_d$ y $n_q = u_{tq}$. Este esquema puede generalizarse para N inversores, con $r_t = \sum_{i=1}^N r_i$, $L_t = \sum_{i=1}^N L_i$, $n_d = \sum_{i=1}^N u_{id} - v_d$ y $n_q = \sum_{i=1}^N u_{iq}$.

Al igual que en el caso de un solo inversor, se pueden calcular reguladores de corriente para el control del flujo de las potencias activa y reactiva.

V. VALIDACIÓN Y RESULTADOS

Para validar los resultados principales se ha simulado el sistema completo de generación conectado a la red eléctrica. El generador asíncrono simulado es de una potencia de 3 kW y se ha supuesto una red de potencia infinita con una tensión de línea de 380 V y frecuencia 50 Hz. Se han simulado los esquemas de un solo inversor y de dos inversores para mostrar la reducción de los armónicos de corriente. La resistencia y la inductancia del conjunto transformador-filtro son, para cada inversor, $r = 0,5 \Omega$ y $L = 20 \text{ mH}$, respectivamente. La frecuencia de conmutación es de 1350 Hz.

La Figuras 6 y 7 muestran la respuesta de las corrientes i_d e i_q ante cambios en escalón de las referencias empleando un solo inversor y dos inversores, respectivamente. En ambos casos se puede observar que las dinámicas de las dos corrientes están desacopladas.

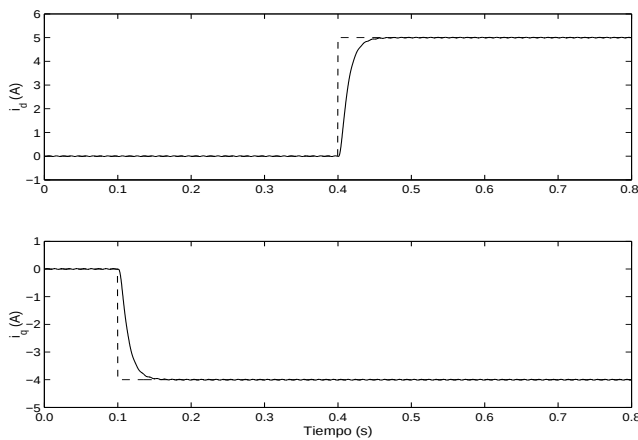


Fig. 6. Respuesta temporal de las corrientes i_d e i_q ante cambios de las referencias i_d^* e i_q^* . Esquema con un solo inversor. Referencias (- -), medidas (-).

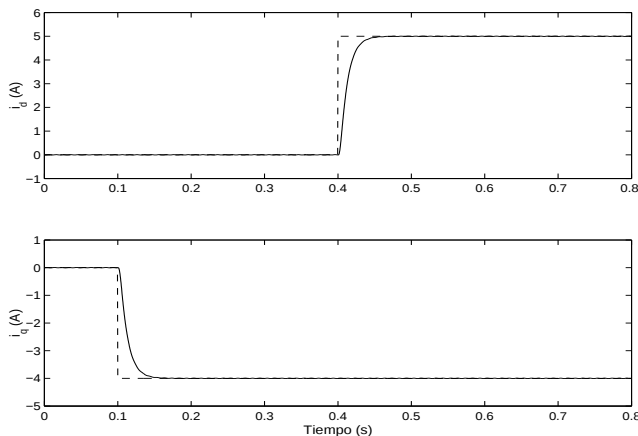


Fig. 7. Respuesta temporal de las corrientes i_d e i_q ante cambios de las referencias i_d^* e i_q^* . Esquema con dos inversores. Referencias (- -), medidas (-).

Las Figuras 8 y 9 muestran la corriente de línea utilizando un esquema con un solo inversor y un esquema con dos inversores, respectivamente. La Figura 9 muestra cómo mejora la corriente de línea para la misma frecuencia de conmutación.

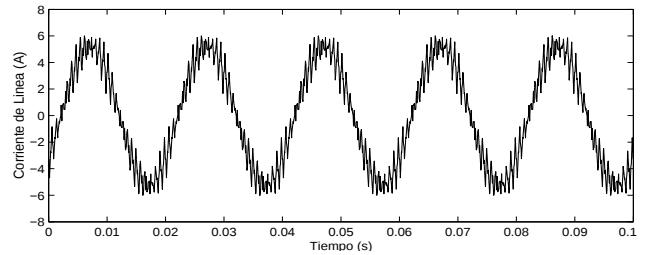


Fig. 8. Corriente de línea empleando un solo inversor.

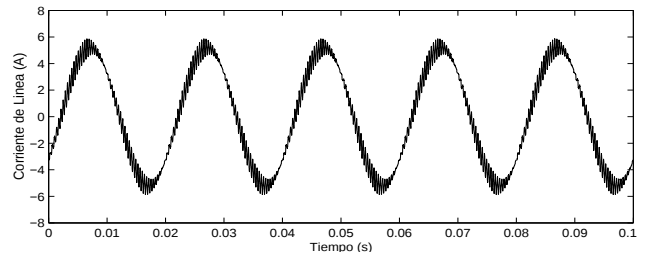


Fig. 9. Corriente de línea empleando dos inversores.

Las Figuras 10 y 11 muestran el espectro de armónicos de la corriente de línea empleando un inversor y dos inversores, respectivamente. La distorsión total armónica es $THD_i = 18,14\%$ en el caso de un inversor, y $THD_i = 10,28\%$ en el caso de dos inversores. Por lo tanto, el esquema con dos inversores conectados en serie efectivamente reduce el contenido de armónicos. Además, en la Figura 10(b) se observa que hay armónicos cerca de la frecuencia de conmutación que se eliminan cuando se emplea el esquema con dos inversores (ver Figura 11(b)). De este modo, la frecuencia efectiva de conmutación se multiplica por dos y su valor es 2700 Hz.

La Figura 12 muestra la potencia activa generada P_G , la potencia activa inyectada en la red p , la potencia reactiva inyectada en la red q , y la tensión de los condensadores de la etapa de continua v_c . Se puede observar que el control de las potencias activa y reactiva está desacoplado. Las Figuras 12(a), (b) y (d) muestran que cambios en la potencia generada P_G producen pequeñas variaciones en la tensión de los condensadores, las cuales son corregidas rápidamente por el control de tensión. También se puede observar en las Figuras 12(a) y (b) que la suposición $P_G \approx p$ es muy realista.

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha estudiado el control de un sistema de generación conectado a la red eléctrica. Se han desarrollado los esquemas de control para los flujos de potencia activa y potencia reactiva, incluyendo su modelo dinámico y realizando un control desacoplado. También se ha desarrollado un esquema de control de la tensión de los condensadores de la etapa de continua. Este control asegura que, en régimen permanente, toda la energía absorbida del viento se inyecta en la red.

Se ha estudiado el empleo de varios inversores conectados en serie mediante transformadores para la cancelación de armónicos en la tensión de salida. Dichos inversores emplean un esquema de modulación de ancho de pulso senoidal

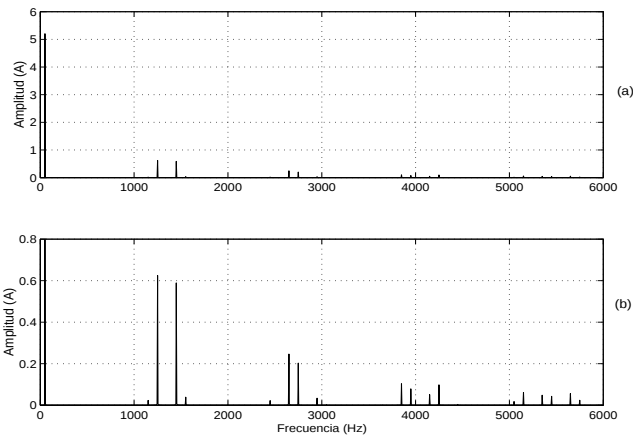


Fig. 10. Armónicos de la corriente de línea con un único inversor. (a) Espectro de la corriente y (b) detalle de la amplitud de los armónicos no deseados.

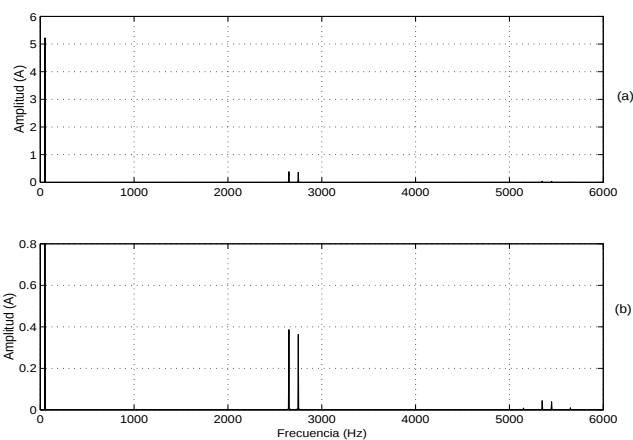


Fig. 11. Armónicos de la corriente de línea con dos inversores. (a) Espectro de la corriente y (b) detalle de la amplitud de los armónicos no deseados.

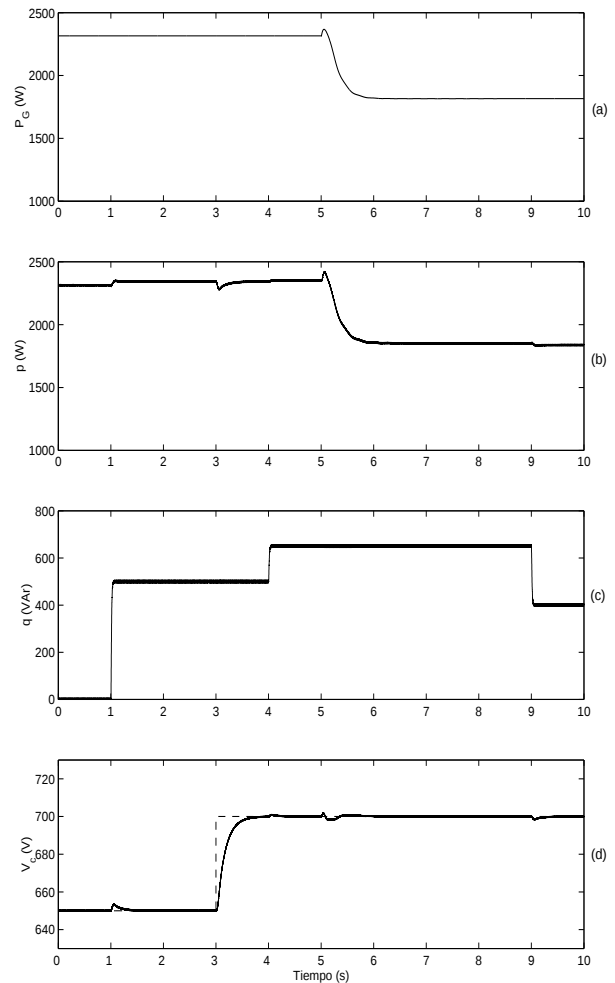


Fig. 12. (a) Potencia activa generada, (b) Potencia activa inyectada en la red, (c) Potencia Reactiva inyectada, (d) Tensión de los condensadores.

(SPWM) con sus respectivas ondas portadoras desfasadas. Las simulaciones llevadas a cabo muestran que esta técnica se puede emplear con controles de corriente en lazo cerrado. También se demuestra que la frecuencia de conmutación se multiplica por el número de inversores empleados. Esta técnica puede ser útil en aplicaciones de alta potencia que necesitan bajas frecuencias de conmutación.

Se han validado las principales contribuciones mediante resultados de simulación.

REFERENCIAS

- [1] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. John Wiley & Sons, 1998.
- [2] N. G. Hingorani and L. Gyugyi, *Understanding FACTS. Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. New York: IEEE Press, 2000.
- [3] J. M. D. Murphy and F. G. Turnbull, *Power Electronics Control of A.C. Drives*. Pergamon Press, 1988.
- [4] P. García González and A. García Cerrada, "Control system for a PWM-based STATCOM," *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 15, no. 4, pp. 1252–1257, October 2000.
- [5] B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, and B.-T. Ooi, "Current Equalization SPWM FACTS Controllers at Lowest Switching Rates," *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, pp. 325–330, 1997.
- [6] B. Mwinyiwiwa, B.-T. Ooi, and Z. Wolanski, "UPFC Using Multi-converter Operated by Phase-Shifted Triangle Carrier SPWM Strategy," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 495–500, May/June 1998.
- [7] B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, and B.-T. Ooi, "High Power Switch Mode Linear Amplifiers for Flexible AC Transmission System," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 4, pp. 1993–1998, October 1996.
- [8] P. L. Roncero-Sánchez, A. García-Cerrada, and V. Feliú-Battle, "Indirect-Field-Orientated Control of an Asynchronous Generator with Rotor-Resistance Adaptation Based on a Reference Model," in *Proceedings of the 15th World Congress of the International Federation of Automatic Control*. IFAC, July 2002, pp. 1–6.
- [9] P. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill Inc, 1986.
- [10] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May/June 1984.
- [11] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [12] F. G. y Powell, J., *Digital Control of Dynamic Systems*. Massachusetts: Addison-Wesley, 1980.
- [13] J. M. Martín Sánchez and J. Rodellar, *Adaptive Predictive Control*. Prentice Hall, 1996.