

ESTRATEGIA DE CONTROL PARA MAXIMIZAR LA POTENCIA EXTRAÍDA DE AEROGENERADORES DE VELOCIDAD VARIABLE CONECTADOS A LA RED ELÉCTRICA

M. G. Molina¹, P. E. Mercado¹

Instituto de Energía Eléctrica (IEE) – Universidad Nacional de San Juan (UNSJ)
Av. Libertador San Martín Oeste 1109, J5400ARL, San Juan, Argentina

Web: <http://www.iee-unsj.org/>, Tel. 54-264-4226444, Fax 54-264-4210299, E-mail: mgmolina@iee.unsj.edu.ar

RESUMEN: Este trabajo presenta un nuevo esquema de control de un sistema de generación eólica (SGE) trifásico conectado a la red eléctrica. El control propuesto incorpora un seguidor del punto de máxima potencia (SPMP) para el óptimo aprovechamiento del recurso eólico. Además, el SGE agrega compensación de potencia reactiva en el punto de acoplamiento a la red eléctrica, operando simultáneamente e independientemente con la generación de potencia activa. El aerogenerador empleado se compone de una turbina eólica de velocidad variable y paso fijo, mientras que el SPMP se implementa a través de un convertidor de CC-CC elevador de tensión. Un inversor fuente de tensión de tres niveles se utiliza como interfaz con la red eléctrica trifásica de CA. La validación de los modelos dinámicos detallados y del esquema de control propuestos se realiza mediante simulación digital en el programa MATLAB/Simulink.

Palabras clave: Sistema de generación eólica, técnicas de control, generador sincrónico de imán permanente, convertidor de CC-CC elevador de tensión, inversor fuente de tensión multi-nivel, seguidor del punto de máxima potencia.

INTRODUCCIÓN

En los últimos años ha surgido de las comunidades académica e industrial un interés creciente en las fuentes de energía no contaminantes. Las fuentes de energía renovables (FER) más importantes, es decir eólica y solar, representan hoy alternativas económicamente realizables para reemplazar la generación de potencia eléctrica convencional. Entre los diversos factores que contribuyen a este éxito se puede mencionar: el desarrollo de nuevas tecnologías de electrónica de potencia, nuevas configuraciones circuitales y novedosas estrategias de control (Song et al., 2003).

En la actualidad, la integración a la red eléctrica de sistemas de generación eólica (SGE) está volviéndose la aplicación más importante y de más rápido crecimiento entre las tecnologías de energía renovables. Esta tendencia está incrementándose debido a los múltiples beneficios de usar FER en sistemas de generación distribuida o dispersa (GD). Estos beneficios incluyen los incentivos favorables en muchos países que impactan directamente en la aceptación comercial de los SGE conectados a la red eléctrica (Heier, 2006). El uso óptimo del recurso eólico impone el requerimiento de operar constantemente el aerogenerador cerca del punto de máxima potencia (PMP) independientemente de las condiciones de velocidad del viento. De esta manera, se mejora la relación entre los costos de generación y los costos de inversión del SGE (Datta y Ranganathan, 2003).

Este trabajo presenta un modelo detallado completo y un nuevo esquema de control multinivel de un sistema de generación eólica (SGE) trifásico conectado a la red eléctrica. El control propuesto incorpora un seguidor del punto de máxima potencia (SPMP) para la optimización de la generación de potencia activa. Además, el SGE incluye compensación de potencia reactiva en el punto de acoplamiento a la red eléctrica, operando simultáneamente e independientemente con la generación de potencia activa. El aerogenerador empleado se compone de una turbina eólica de velocidad variable y ángulo de paso fijo, acoplada a un generador sincrónico de imán permanente (GSIP) mientras que el SPMP se implementa a través de un convertidor de CC-CC elevador de tensión. La tensión de salida del GSIP se conecta a una barra de CC de tensión constante a través de un rectificador trifásico y del convertidor de CC-CC del SPMP. Un inversor fuente de tensión de tres niveles con modulación de ancho de pulso (PWM en inglés) se utiliza para convertir la energía generada por el aerogenerador en energía útil y para cumplir con los requerimientos para la interconexión a la red eléctrica. Por otra parte, el inversor fuente de tensión satisface todas las restricciones de potencia eléctrica de alta calidad, flexibilidad y confiabilidad impuestas por aplicaciones modernas de recursos de energía distribuidos. La validación de los modelos dinámicos detallados y del esquema de control propuestos se realiza mediante simulación digital en el programa MATLAB/Simulink.

CARACTERÍSTICA DEL AEROGENERADOR

El aerogenerador estudiado emplea un generador sincrónico de imán permanente acoplado directamente a la turbina eólica (sin caja multiplicadora) y conectado a la red eléctrica a través de un sistema de acondicionamiento de potencia (SAP). Las bobinas del estator del GSIP se conectan directamente al sistema de acondicionamiento de potencia propuesto, el cual está compuesto por un puente rectificador trifásico no controlado, un convertidor de CC-CC y un inversor conmutado de potencia de CC-CA, como se muestra en la Figura 1.

El modelo propuesto del aerogenerador se basa en la característica de potencia de salida en estado estacionario de la turbina eólica. La potencia mecánica de salida de la turbina eólica puede expresarse como se muestra en la Ecuación 1 (Freris, 1990; Ackermann, 2005):

¹ Investigador CONICET.

$$P_m = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho A v^3}{2}, \quad (1)$$

donde, ρ es la densidad del aire (1.225 kg/m^3 a 15°C), A es el área barrida por las palas del rotor (m^2), v es la velocidad del viento (m/s) y C_p es el llamado “coeficiente de potencia” de la turbina eólica (adimensional).

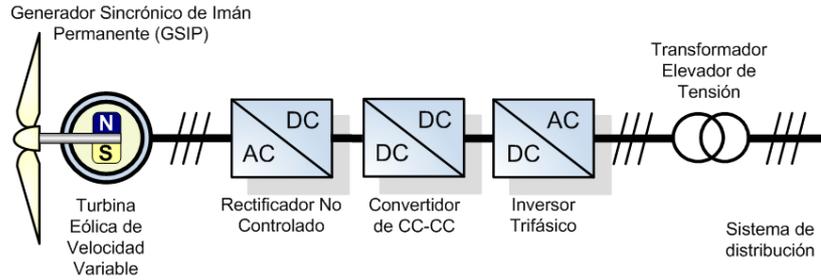


Figura 1: Esquema general del sistema de generación eólica (SGE) propuesto.

El coeficiente de potencia C_p es un función no lineal del ángulo de paso de las palas, β (grados) y de la relación entre el producto velocidad angular-radio de la pala y la velocidad del viento, TSR (Tip Speed Ratio en inglés) o λ (adimensional), de acuerdo con la Ecuación 2.

$$\lambda = \left(\frac{R\omega}{v} \right), \quad (2)$$

con, R siendo el radio de las palas del rotor (m) y v la velocidad angular del rotor de la turbina (rad/s)

Para modelar el coeficiente de potencia $C_p(\lambda, \beta)$ de la turbina se utiliza la siguiente ecuación genérica, descrita por Raiambal y Chellamuthu (2002):

$$C_p(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \left(\frac{98}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp\left(-\frac{16.5}{\lambda_i} \right), \text{ siendo } \lambda_i = \left[\frac{1}{(\lambda + 0.089)} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right]^{-1} \quad (3)$$

En la Figura 2 se muestra la característica de salida C_p vs λ , para diferentes valores del ángulo de paso β de las palas del aerogenerador. El valor máximo de C_p , es decir $C_{pmax}=0.47$, se alcanza para $\beta=0^\circ$ y $\lambda=6.75$. Este valor específico también denominado λ_{opt} , corresponde al punto de eficiencia óptima en el cual se extrae la máxima potencia de la turbina eólica.

La Figura 3 presenta la potencia mecánica de salida de una turbina eólica en función de la velocidad de rotación con diferentes velocidades de viento, para el caso de un aerogenerador de eje horizontal de tres palas, considerando el ángulo de paso de la pala $\beta=0^\circ$. Como puede observarse, para cada velocidad del viento existe un punto específico en la característica de potencia del aerogenerador, también denominado punto de máxima potencia (PMP), donde la potencia de salida se maximiza. De esta forma, el control de la potencia del sistema de generación eólica se convierte en un control de velocidad variable de la turbina del rotor, de forma tal de extraer continuamente la máxima potencia del recurso eólico (SPMP). En el presente trabajo se analiza un pequeño aerogenerador estándar de eje horizontal de tres palas sin control del ángulo de paso de las palas, con β fijo en 0° .

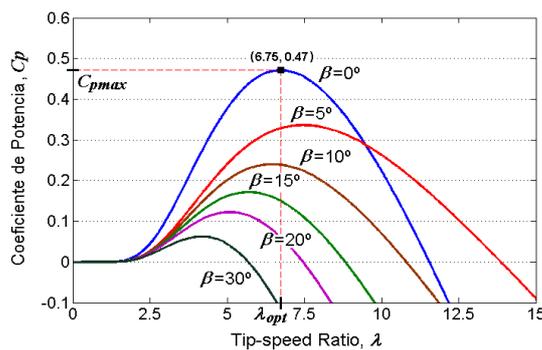


Figura 2: Característica C_p vs. λ para diversos valores del ángulo de paso, β .

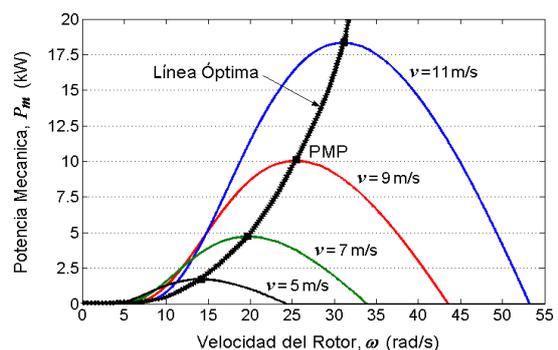


Figura 3: Curvas típicas de potencia versus velocidad del rotor de un SGE para diferentes velocidades de viento.

SISTEMA DE ACONDICIONAMIENTO DE POTENCIA

Los sistemas de conversión de energía eólica acoplados a la red eléctrica como un recurso de energía distribuido demandan la generación de potencia de elevada calidad. Para ello se precisan sistemas electrónicos de acondicionamiento de potencia (SAP) constituidos básicamente por un convertidor estático de potencia AC-CC-AC que sean al mismo tiempo, flexibles, eficaces y confiables (Mohan et al., 1995). Existen básicamente dos configuraciones de hardware para estos sistemas de acondicionamiento de potencia que permiten incorporar el control del seguimiento del punto de máxima potencia de salida del aerogenerador, conocidos como sistemas de una etapa y de dos etapas. En este trabajo, se ha seleccionado el sistema de

dos etapas porque ofrece un grado de libertad adicional en la operación del sistema eólico cuando se compara con la configuración de una etapa. De esta forma, incluyendo un convertidor de CC-CC (también conocido como chopper) entre el aerogenerador y el inversor conectado a la red eléctrica, como se muestra en la Figura 4, se pueden alcanzar simultáneamente varios objetivos de control con la operación del SGE. Como el generador sincrónico de imán permanente produce una tensión trifásica de salida de CA con amplitud y frecuencia variables, se requiere un acondicionador de potencia adicional para cumplir los requerimientos de amplitud y de frecuencia de la red eléctrica. En este trabajo se propone el uso de un puente rectificador de onda completa no controlado para realizar la conversión de AC-CC. Este dispositivo tiene la ventaja de ser simple, robusto, económico, y de no necesitar sistema de control alguno. Por otra parte, la conexión a la red eléctrica de distribución del sistema de generación eólica se realiza a través de un inversor estático de potencia trifásico de tres niveles con transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT). Se utiliza una configuración de inversor fuente de tensión (IFT) debido a que representa la mejor relación costo-beneficio cuando se lo compara con otros tipos de inversores, como son los inversores fuente de corriente y los inversores fuente de corriente híbridos. Como la potencia aparente del inversor propuesto está en el rango de valores pequeños a intermedios, el control de la tensión de salida del inversor puede realizarse a través de modulación de ancho de pulso (PWM). La utilización de un inversor de tres niveles con modulación PWM sinusoidal genera una forma de onda de la tensión de salida más parecida a una onda sinusoidal que utilizando inversores convencionales de dos niveles y sin la necesidad de aumentar la frecuencia de conmutación de los IGBTs. De esta forma, se mejora el desempeño dinámico del inversor mientras se obtiene una mayor eficiencia y confiabilidad respecto de la configuración estándar de dos niveles. La conexión del inversor a la red eléctrica se realiza a través de un transformador elevador de tensión y un filtro paso bajo para reducir la perturbación en el sistema eléctrico como resultado de la generación de armónicos por conmutación de alta frecuencia generadas por la modulación PWM. Con esta configuración se obtiene una distorsión armónica total (THD en inglés) de tensión menor que el 1 % para el peor caso con el inversor en vacío, es decir sin carga. En el lado de CC, el inversor fuente de tensión de tres niveles incorpora dos capacitores de CC para estabilizar el dispositivo a través del balance instantáneo de potencia entre la parte de CC y la parte de CA.

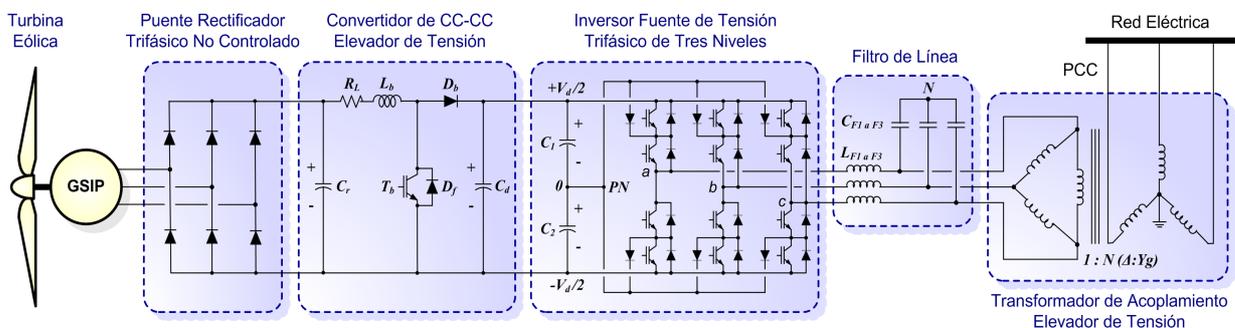


Figura 4: Modelo detallado del sistema de acondicionamiento de potencia (SAP) propuesto para el SGE.

El SGE propuesto como generación distribuida requiere el intercambio de ambas potencias activa y reactiva en forma completamente desacoplada con la red eléctrica, de forma tal de permitir el máximo aprovechamiento del recurso eólico en forma continua e independientemente de la compensación local de potencia reactiva. Para ello se requiere una barra de CC del inversor con tensión fija que asegure el desacople entre las potencias activa y reactiva generadas, lo cual lleva a precisar una interfaz de potencia en el lado de CC que permita controlar la tensión de CC de salida del aerogenerador sin modificar el enlace de CC del inversor. Para este propósito, se propone utilizar un convertidor de CC-CC intermedio en una configuración elevadora de tensión que vincule la salida del puente rectificador trifásico del aerogenerador a la barra de CC del inversor. La utilización del conjunto rectificador-convertidor de CC-CC para realizar la etapa AC-CC con tensión de salida controlada en reemplazo de la solución convencional a través de un inversor trifásico AC-CC de dos niveles permite reducir los costos y la complejidad del bloque de control, siendo muy útil para potencias medianas y pequeñas. Esto se debe básicamente a que solo un dispositivo IGBT se utiliza en el convertidor de CC-CC para controlar la tensión de salida de CC del aerogenerador.

A. Convertidor de CC-CC

La configuración unidireccional estándar del convertidor de CC-CC elevador de tensión (también llamado convertidor incremental) propuesto consiste en un dispositivo de potencia conmutado que contiene básicamente dos llaves semiconductoras (un diodo rectificador de conmutación, D_b y un transistor de potencia IGBT, T_b que funciona como llave principal con su correspondiente diodo de conmutación conectado en anti-paralelo, D_f) y dos almacenadores de energía (un inductor, L_b y un capacitor de filtrado, C_r que permite reducir el rizado (ripple en inglés) de tensión de alta frecuencia generado por la conmutación del IGBT) para producir una tensión de CC de salida de amplitud mayor que la tensión de entrada (Molina et al., 2007). Este convertidor de CC actúa como interfaz entre el puente rectificador de onda completa y el inversor trifásico de potencia, empleando técnicas de control PWM sinusoidal estándar, pero con señales de salida de doce pulsos para inversores de tres niveles, contrario al convencional que utiliza solo seis pulsos.

La operación del convertidor de CC-CC en el modo de conducción continua (MCC), es decir con la corriente en el inductor circulando en forma continua durante todo el ciclo de conmutación, facilita el desarrollo del modelo de espacio de estado debido a que existen solo dos estados de conmutación durante un ciclo, a saber, (i) el transistor IGBT de potencia, T_b está conduciendo (estado de saturación) y el diodo D_b no está conduciendo; o (ii) el transistor de potencia, T_b no está conduciendo (estado de corte) y el diodo D_b está conduciendo. En operación en MCC en estado estacionario y despreciando los componentes parásitos, la ecuación de espacio de estado que describe la dinámica del convertidor de CC-CC elevador de tensión queda definida por la Ecuación 4.

$$\begin{bmatrix} sI_L \\ sV_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-S_{dc}}{L} \\ -\frac{1-S_{dc}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ I_d \end{bmatrix}, \quad (4)$$

donde $s=d/dt$, I_L es la corriente de entrada del convertidor de CC-CC (corriente en el inductor), V_d es la tensión de salida del convertidor (tensión en la barra de CC), V_g es la tensión de entrada del convertidor, I_d es la corriente de salida y S_{dc} es la función de conmutación del convertidor de potencia, siendo esta última una forma de onda de dos niveles que caracteriza a la señal que controla al transistor IGBT, T_b del convertidor de CC-CC, definida de la siguiente forma:

$$S_{dc} = \begin{cases} 0, & \text{for the switch } T_b \text{ off} \\ 1, & \text{for the switch } T_b \text{ on} \end{cases} \quad (5)$$

Si la frecuencia de conmutación del transistor IGBT, T_b es significativamente más alta que las frecuencias naturales del convertidor de CC-CC, este modelo discontinuo puede aproximarse a través de un modelo promedio de espacio de estado, para lo cual se introduce una nueva variable, D . En el subintervalo $[0, 1]$, D es una función continua y constituye el ciclo de trabajo del convertidor de CC-CC, definido como la relación ente el tiempo durante el cual el transistor T_b está conduciendo y el ciclo de conmutación completo, T_s . Esta variable reemplaza la función S_{dc} en la Ecuación 4, generando la siguiente expresión de espacio de estado promedio.

$$\begin{bmatrix} sI_L \\ sV_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ -\frac{1-D}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ I_d \end{bmatrix}, \quad (6)$$

Debido a que en condiciones de estado estacionario, la variación de la corriente del inductor durante los tiempos de encendido y apagado son básicamente iguales de forma tal que no existe un cambio neto de corriente entre ciclo y ciclo en el inductor, y asumiendo una tensión de salida constante en el convertidor de CC-CC, puede derivarse fácilmente las relaciones de conversión de tensión y de corriente entre la entrada y la salida del convertidor de CC-CC en modo de conducción continua y estado estacionario. Para ello se iguala a cero el vector de derivadas en la Ecuación 6, resultando así la Ecuación 7.

$$V_d = \frac{V_g}{(1-D)}, \quad I_d = (1-D) I_L \quad (7)$$

B. Inversor Fuente de Tensión

El inversor fuente de tensión trifásico de tres niveles propuesto corresponde a un inversor de CC-CA conmutado que utiliza transistores IGBT controlados a través de PWM sinusoidal (Molina y Mercado, 2008). Como los armónicos de alta frecuencia producidos por el inversor como resultado de las técnicas de control PWM empleadas son mayormente filtradas por el filtro pasa bajos de 2° orden pasivo y el transformador de acoplamiento a la red eléctrica, se puede ver al inversor como una fuente de tensión sinusoidal ideal, la cual se presenta en la Figura 5. Este inversor ideal se conecta a la red a través de una inductancia L_s , que tiene en cuenta la inductancia de dispersión equivalente del transformador elevador de tensión y el filtro sinusoidal, y una resistencia serie R_s , que representa la resistencia del bobinado del transformador y las pérdidas de conducción de los semiconductores del inversor. Además, se tiene en cuenta la inductancia de magnetización del transformador de acoplamiento a través de una inductancia mutua equivalente M .

Las ecuaciones dinámicas que gobiernan los valores instantáneos de las tensiones trifásicas de salida en el lado de CA del inversor fuente de tensión propuesto y la corriente intercambiada con la red eléctrica pueden derivarse directamente de la Figura 5, aplicando las leyes de tensión de Kirchhoff de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_{inv_a} \\ v_{inv_b} \\ v_{inv_c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = (\mathbf{R}_s + s\mathbf{L}_s) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \quad (10)$$

Asumiendo que el sistema no tiene componentes de secuencia cero, todas las corrientes y tensiones pueden ser tratadas utilizando la teoría de la potencia instantánea y así transformadas al marco de referencia giratorio sincrónico dq . De este modo, se define un nuevo sistema de coordenadas giratorio de forma tal que el eje d es siempre coincidente con el vector de tensión instantánea ($v_d=|v|$, $v_q=0$), como se observa en la Figura 6. En consecuencia, las componentes de corriente en el eje d contribuyen a la potencia activa instantánea y las componentes de corriente en el eje q a la potencia reactiva instantánea.

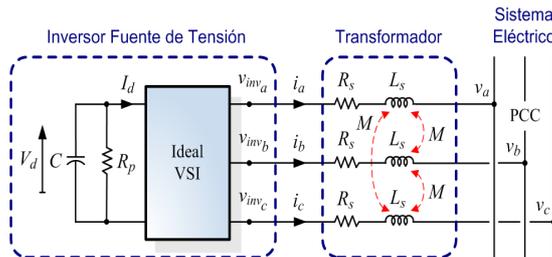


Figura 5: Diagrama circuital equivalente del inversor fuente de tensión conectado a la red eléctrica.

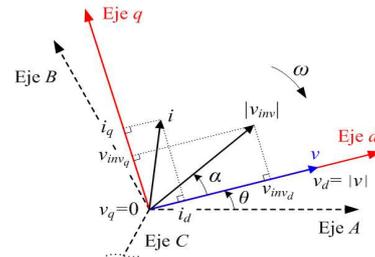


Figura 6: Vectores de tensión y corriente en el marco de referencia giratorio sincrónico dq .

Aplicando la transformada de Park, puede convertirse la Ecuación 10 al marco de referencia giratorio dq como sigue:

$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = (R_s + sL'_s) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega & 0 \\ 0 & \omega \end{bmatrix} L'_s \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix}, \quad R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad L'_s = \begin{bmatrix} L'_s & 0 \\ 0 & L'_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - M & 0 \\ 0 & L_s - M \end{bmatrix} \quad (12)$$

donde ω es la velocidad angular sincrónica de la tensión de la red a la frecuencia fundamental (50 Hz para este trabajo).

Las partes de CA y de CC del inversor fuente de tensión se relacionan a través del balance de potencias instantáneas entre la entrada y la salida, como se describe en la Ecuación 13.

$$\frac{3}{2} (v_{inv_d} i_d + v_{inv_q} i_q) = -\frac{C_d}{2} V_d s V_d - \frac{V_d^2}{R_p} \quad (13)$$

El inversor fuente de tensión genera básicamente la tensión de CA de salida (v_{inv}) a partir de la tensión del bus de CC (V_d), de forma tal que la conexión entre la tensión del lado de CC y la tensión generada de CA puede describirse utilizando la matriz de función de conmutación S , como se describe en la Ecuación 14.

$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} m a \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} V_d, \quad (14)$$

siendo, m el índice de modulación en el subintervalo $[0, 1]$, $a = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{n_2}{n_1}$ la relación de transformación del transformador de acoplamiento y α el corrimiento de fase de la tensión de salida del inversor respecto del eje de referencia (ver Figura 6).

En síntesis, las Ecuaciones 12 a 14 pueden resumirse en el espacio de estado como se expone en la Ecuación 15. Este modelo de estado estacionario que describe la dinámica del inversor en el marco de referencia dq será utilizado posteriormente para diseñar los algoritmos de control de nivel medio del SGE.

$$s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L'_s} & \omega & \frac{m a S_d}{2L'_s} \\ -\omega & -\frac{R_s}{L'_s} & \frac{m a S_q}{2L'_s} \\ -\frac{3}{2C_d} m a S_d & -\frac{3}{2C_d} m a S_q & -\frac{2}{R_p C_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{v}{L'_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

ESTRATEGIA DE CONTROL PROPUESTA

El esquema de control multinivel propuesto para el sistema de conversión de energía eólica trifásico conectado a la red se presenta en la Figura 7. Este esquema de control consiste en tres niveles: externo, medio e interno, con diferentes jerarquías entre ellos. La metodología de control se base en conceptos desarrollados en el marco de referencia giratorio sincrónico dq (Molina y Mercado, 2008). Se utiliza este marco de referencia giratorio para aplicar la teoría de la potencia instantánea debido a que ofrece una mayor precisión en la modelación y simplicidad de diseño que utilizando técnicas basadas en marcos de referencia estacionarios (Acha et al., 2002).

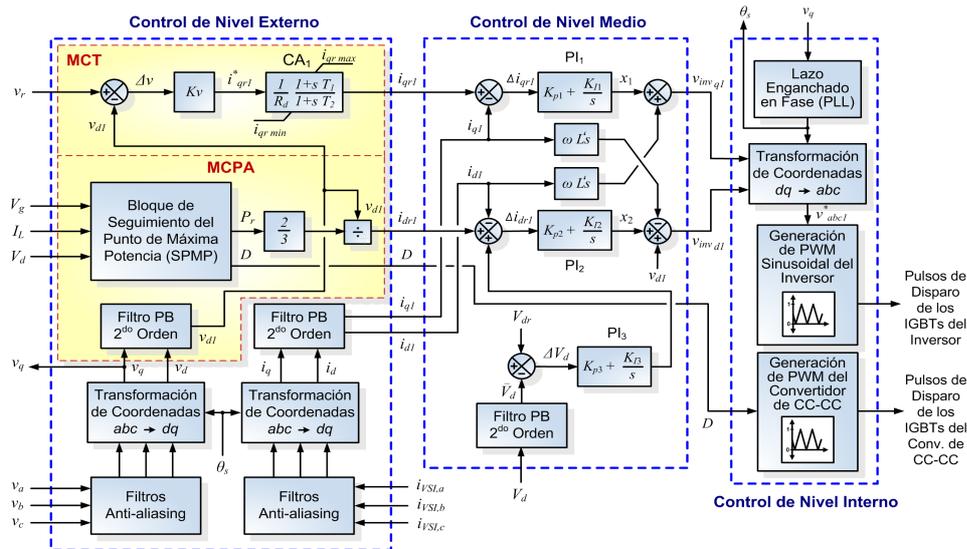


Figura 7: Esquema de control multi-nivel del sistema de generación eólica conectado a la red propuesto.

A. Control de Nivel Externo

El control de nivel externo (lado izquierdo de la Figura 7) es responsable de determinar el intercambio de potencias activa y reactiva entre el SGE y la red eléctrica. El esquema de control de nivel externo propuesto se diseña para cumplir

simultáneamente con dos objetivos de control, es decir el modo de control de potencia activa (MCPA) y el modo de control de tensión (MCT).

El propósito principal de un sistema de generación eólica es de transferir la máxima potencia del aerogenerador a la red eléctrica de distribución. De esta forma, el MCPA tiene como objetivo hacer coincidir continuamente la potencia activa a inyectar al sistema eléctrico, P_r , con la máxima potencia instantánea generada por el aerogenerador, P_g . Este objetivo se lleva a cabo usando la señal de potencia de salida generada por el bloque seguidor del PMP, $P_r = P_g$ (el cual se describirá posteriormente) para producir un referencia de corriente directa, i_{dr1} para el control de nivel medio, dividiendo P_r en la magnitud del vector de tensión en el punto común de conexión (PCC) del SGE a la red eléctrica, v_{d1} . Este valor se calcula utilizando la transformada de Park, de forma tal que los valores instantáneos de las tensiones trifásicas en la barra de CA se transforman en componentes dq y luego se filtran para obtener los valores fundamentales correspondientes (v_{d1} y v_{q1}).

El MCT se diseña para controlar la tensión en el PCC del inversor de tensión al sistema de CA a través de la modulación de la componente reactiva de la corriente de salida (componente fundamental en cuadratura, i_{qr1}). Con este objetivo, se compara la magnitud del vector de tensión en el PCC, v_{d1} con una tensión de referencia. De aquí, se genera una señal de error que se realimenta a un controlador proporcional-integral (PI). Se incluye un estatismo (o pendiente) R_d para una mayor estabilidad de operación del SGE, en casos en que más compensadores de rápida-respuesta estén operando en el área.

B. Control de Nivel Medio

El control de nivel medio hace que la salida esperada siga dinámicamente los valores de referencia fijados por el nivel externo (centro de la Figura 7). Para derivar las leyes de control para este bloque, se emplea el modelo dinámico del inversor descrito en la Ecuación 15. Como puede notarse a partir de esta ecuación, existe un acoplamiento cruzado de ambos componentes de corriente de salida del inversor (a través de la frecuencia ω). Por consiguiente para alcanzar un control de potencia activa y reactiva desacopladas, se requiere simplemente desacoplar el control de i_d e i_q . Así, generando las señales de control apropiadas, x_1 y x_2 generadas mediante la anulación de las corrientes en la parte superior (parte de CA) de la Ecuación 15, a través de controladores PI convencionales con realimentación de las corrientes del inversor, i_{d1} e i_{q1} , resulta la Ecuación 16 de la siguiente forma:

$$s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Como se observa a partir de la Ecuación 18, i_d e i_q responden a x_1 y x_2 respectivamente sin acoplamiento cruzado. De este modo, la incorporación de esta nuevas variables de control permiten obtener un modelo completo (parte de CA) reducido a dos funciones de primer orden, lo cual mejora considerablemente el desempeño del sistema de control. A partir de la Ecuación 15, se observa un acoplamiento adicional con la tensión de los capacitores de la barra de CC del inversor, V_d tanto en la parte de CC (parte inferior) como en la parte de CA (parte superior). Esta dificultad demanda mantener la tensión de la barra de CC del inversor tan constante como sea posible para reducir la influencia de la dinámica de V_d . La solución para este problema se obtiene utilizando un controlador PI, el cual permite eliminar las variaciones de tensión en estado estacionario de la barra de CC a través de un pequeño intercambio controlado de potencia activa con la red eléctrica que compensa las variaciones de las pérdidas de potencia durante la operación del inversor.

B. Control de Nivel Interno

El bloque de control de nivel interno es responsable de generar las señales de conmutación para las doce llaves del inversor de tensión de tres niveles, de acuerdo con el modo de control (PWM sinusoidal) y los tipos de semiconductores (IGBTs) utilizados (lado derecho de la Figura 7). Este nivel está compuesto principalmente por un módulo de sincronización, un generador de pulsos de disparo del inversor PWM sinusoidal y un generador PWM para el IGBT del convertidor de CC-CC. El módulo de sincronización consiste en un bloque de lazo enganchado en fase (PLL). Este circuito es un sistema de control retroalimentado que se utiliza para sincronizar los pulsos de conmutación del dispositivo, a través de la fase θ_s de la transformada inversa de componentes dq a abc , con las componentes de secuencia positiva del vector de tensión de CA en el PCC, v_q . En el caso del bloque generador de pulsos PWM sinusoidal, el controlador del inversor genera los pulsos para la configuración PWM trifásica de tres niveles propuesta.

ALGORITMOS DE CONTROL PARA EL SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA

El seguimiento del punto de máxima potencia consigue que el SGE opere siempre en la máxima relación de tensión/corriente de salida. Este punto puede determinarse continuamente midiendo la velocidad del viento, v en el rotor de la turbina. Sin embargo, esto es muy difícil de implementar por lo cual se debe recurrir a alguna metodología indirecta para su estimación. La estrategia de seguimiento del PMP propuesta se basa en ajustar continuamente del ciclo de trabajo, D del convertidor de CC-CC de acuerdo con el resultado de la comparación de sucesivas mediciones de la potencia generada por el aerogenerador. El algoritmo de control utiliza un método iterativo de Perturbación y Observación (PyO) que resulta eficiente para el seguimiento del PMP para un amplio rango de velocidades del viento. Este algoritmo, el cual se ha utilizado en sistemas solares fotovoltaicos con buenos resultados (Molina et al., 2007), posee una estructura simple y requiere pocas variables medidas, como se describe en la Figura 8. El algoritmo trabaja perturbando periódicamente (aumentando o disminuyendo) la tensión de salida rectificadora, $V_g(k)$ del SGE y así controlando la velocidad de rotación del rotor de la turbina a través del ciclo de trabajo del convertidor de CC-CC y luego comparando la potencia de salida actual $P_g(k)$ con la potencia del ciclo previo

de perturbación $P_g(k-1)$. Si la potencia actual medida es mayor que la del ciclo anterior, la perturbación continuará en la misma dirección en el próximo ciclo, caso contrario la dirección de la perturbación se invertirá en el próximo ciclo. Esto significa que la tensión en los terminales del aerogenerador se ve perturbada en cada ciclo de iteración k del SPMP en intervalos de muestro T_s . Por lo tanto, una vez alcanzada la velocidad de rotación óptima para una velocidad de viento específica, el algoritmo PyO oscilará levemente alrededor de este. Es de destacar que la rama incremental posee un límite de saturación máxima ($D=0.9$) y la rama decremental posee un límite de saturación mínima ($D=0.1$) para evitar operar el convertidor en zonas no deseadas e impedir el funcionamiento inestable del sistema debido a no linealidades en el funcionamiento del dispositivo.

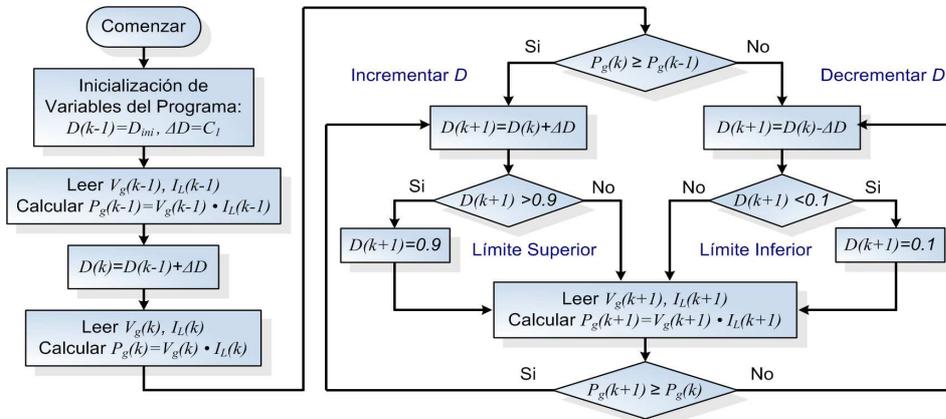


Figura 8: Diagrama de flujo del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia PyO.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DIGITAL

Para investigar la efectividad de los algoritmos de control y los modelos propuestos del sistema de conversión de energía eólica conectado a la red eléctrica se implementaron simulaciones dinámicas de tiempo discreto utilizando SimPowerSystems de MATLAB/Simulink (The MathWorks Inc., 2008). Para la validación de ambas estrategias de control, es decir MCPA y MCT, se realizaron dos conjuntos de simulaciones que se presentan en las Figuras 9 y 10, respectivamente.

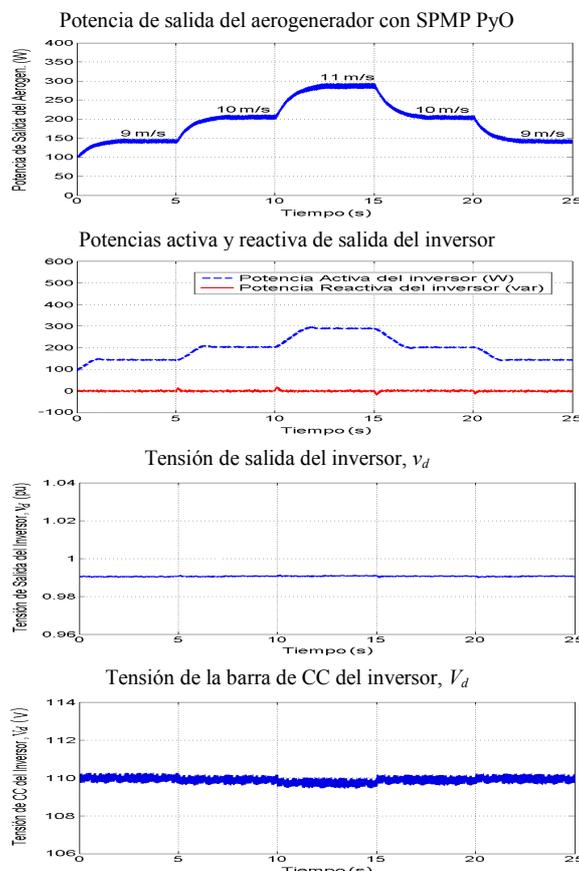


Figura 9: Resultados de la simulación para el caso de solo intercambio de potencia activa con la red eléctrica (MCPA).

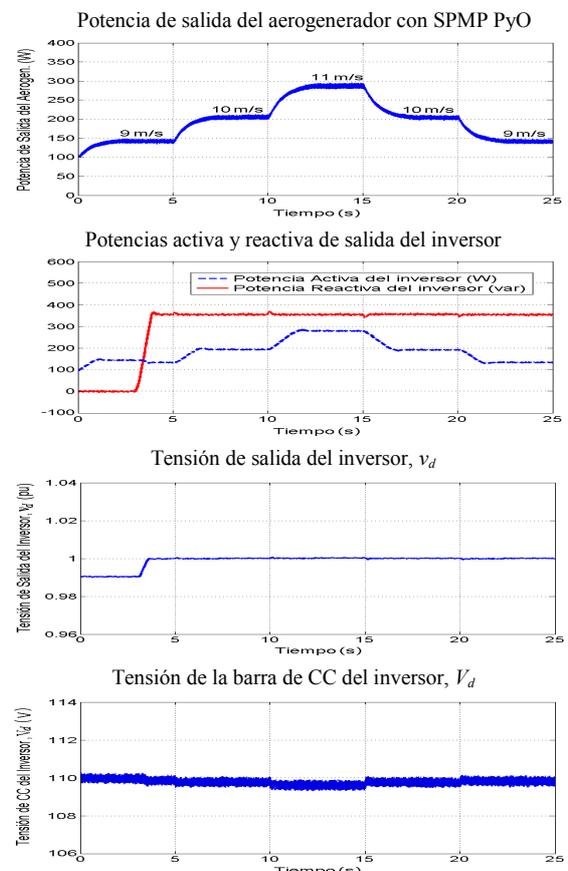


Figura 10: Resultados de la simulación para el caso de intercambio simultáneo de potencias activa y reactiva con la red eléctrica (MCPA y MCT).

Las simulaciones de la Figura 9 muestran el caso de estudio con solo intercambio de potencia activa con la red eléctrica, esto es con el MCPA activado, para un aerogenerador de eje horizontal de tres palas de 400 W conectado a un sistema eléctrico de 380 V. La velocidad del viento se controla para cambiar en forma escalonada cada 5 s como se observa en la figura, produciendo variaciones en la máxima potencia que genera el aerogenerador. Como se observa, el método de PyO prueba ser preciso en el seguimiento del PMP. Además, se presenta la tensión instantánea, v_d en el PCC del inversor, la cual se mantiene casi invariante en 0.99 p.u. Como puede además observarse, toda la potencia generada por el SGE, excepto las pérdidas, se inyecta en el sistema eléctrico.

Las simulaciones de la Figura 10 muestran el caso de estudio con intercambio simultáneo de potencias activa y reactiva con la red eléctrica, esto es con el MCPA activado todo el tiempo y el MCT activado a los 3 s. Como se observa a partir de la comparación con los resultados del caso previo, todas las simulaciones de CC no varían debido a que la tensión de la barra de CC se regula en 110 V independientemente de la potencia intercambiada. Esta condición aísla la parte de CA de la parte de CC del SGE. El índice de modulación del inversor se controla con la activación del MCT para incrementar la tensión en el PCC de 0.99 p.u. hasta 1 p.u. intercambiando casi 360 var de potencia reactiva. Como también puede observarse, toda la potencia generada por el SGE, excepto pérdidas, se inyecta en el sistema eléctrico como en el caso previo. Sin embargo, estas pérdidas se incrementan con la inyección de potencia reactiva, provocando un intercambio levemente menor de potencia activa que en el caso de las simulaciones anteriores (ver variación de potencias de salida del inversor en la Figura 10).

CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó un nuevo esquema de control de un SGE trifásico conectado a la red eléctrica, que incorpora un seguidor del punto de máxima potencia para la generación de potencia activa en conjunto con compensación de potencia reactiva en el PCC. Los estudios de simulación dinámica del sistema demuestran la efectividad de la metodología de control propuesta en el marco de referencia giratorio sincrónico dq y los modelos detallados presentados. Las capacidades mejoradas del SGE conectado a la red para intercambiar rápidamente potencia activa con el sistema eléctrico, simultáneamente e independientemente del intercambio de potencia reactiva, permiten incrementar notablemente la operación y el control de la red eléctrica. La rápida respuesta de los dispositivos electrónicos de potencia y el desempeño mejorado de las técnicas de control propuestas permiten aprovechar la máxima potencia instantánea generada por el aerogenerador. Así mismo, se implementó en el Laboratorio de Sistemas Eléctricos de Potencia y Energías Alternativas (SEPEA) de la Universidad Nacional de San Juan (UNSJ) un prototipo experimental de un pequeño SGE de 400 W conectado a una red trifásica de 380 V que permitió validar los resultados obtenidos en las simulaciones. Wiernes et al. (2008), presentan estos resultados experimentales y proponen un SPMP con método de PyO que incorpora un ciclo de perturbación adaptivo, variable con la sensibilidad de la potencia generada en la iteración previa, para mejorar así la eficiencia dinámica total del SGE.

REFERENCIAS

- Acha E., Agelidis V., Anaya-Lara O. y Miller T. (2002). Power electronic control in electrical system, 1ª edición. Newness, Reino Unido.
- Ackermann T. (2005). Wind power in power systems, 1ª edición, John Wiley & Sons, Reino Unido.
- Datta R. y Ranganathan V. T. (2003). A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system. IEEE Trans. on Energy Conversion, 18, 1, 163-168.
- Fris L. L. (1990). Wind energy conversion systems, 1ª edición, Prentice-Hall, New Jersey.
- Heier S. (2006). Grid integration of wind energy conversion systems, 2ª edición, John Wiley & Sons, Reino Unido.
- Mohan N., Undeland T. y Robbins W. (1995). Power Electronics: converters, applications and design, 1ª edición, John Wiley & Sons, New York.
- Molina M. G., Pontoriero D. H. y Mercado P. E. (2007). An efficient maximum-power-point-tracking controller for grid-connected photo-voltaic energy conversion system. Brazilian Journal of Power Electronics, 12, 2, 147-154.
- Molina M. G. y Mercado P. E. (2008). Dynamic modeling and control design of DSTATCOM with ultra-capacitor energy storage for power quality improvements. Anales de IEEE/PES Transmission & Distribution LA, pp. 01-07, 2008.
- Raiambal K. y Chellamuthu C. (2002). Modeling and simulation of grid connected wind electric generating system. Anales de IEEE TENCON, 1847-1852.
- Song S., Kang S. y Hahn N. (2003). Implementation and control of grid connected ac-dc-ac power converter for variable speed wind energy conversion system. Anales de IEEE Applied Power Electronics C&E, 154-158.
- The MathWorks Inc. (2008). SimPowerSystems for use with Simulink 7: User's Guide, Natick, MA.
- Wiernes P. E., Molina M. G. y Mercado P. E. (2008). Implementación y control con procesador digital de señales de un seguidor del punto de máxima potencia para un aerogenerador de velocidad variable. Anales de XXXI Reunión de Trabajo de ASADES, Mendoza, Argentina.

ABSTRACT

This work discusses a new control scheme of a three-phase grid-connected wind energy conversion system (WECS). The control incorporates a maximum power point tracker (MPPT) for optimal use of the wind resource. In addition, reactive power compensation of the electric grid is included, operating simultaneously and independently of the active power generation. The wind turbine generator (WTG) consists of a variable speed wind turbine with fixed pitch and the MPPT is implemented via a DC-DC boost converter. A three-level voltage source inverter (VSI) is used as interface with the electric system. Validation of models and control schemes is performed by using the MATLAB/Simulink environment.

Keywords: Wind energy conversion systems (WECS), control techniques, permanent magnet synchronous generator (PMSG), DC-DC boost converter, multi-level voltage source inverter, maximum power point tracking (MPPT).