

Control Directo de Potencia Predictivo Robusto con Sincronismo Intrínseco

J. R. Fischer, S.A. González*, I. Carugati, M.G. Judewicz, D.O. Carrica

Laboratorio de Instrumentación y Control, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata,
Juan B. Justo 4302, Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina.

Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Argentina.

Resumen

Este trabajo presenta un esquema de control directo de potencia instantánea para el inversor de tensión trifásico de tres hilos con frecuencia de conmutación fija y modulación por vectores espaciales con sincronismo intrínseco, por lo que no se requiere un PLL trifásico. El control se basa en un esquema de control predictivo *dead-beat* para lograr una rápida respuesta a la referencia de potencia. La propuesta consta además de un novedoso detector de secuencia positiva de red el cual asegura la eliminación de la distorsión en la corriente de salida debido a perturbaciones armónicas de la red. Se presentan resultados de simulación y resultados experimentales que verifican el desempeño del controlador propuesto obteniéndose una corriente de salida con bajo contenido armónico y donde los tiempos de respuesta hasta alcanzar la referencia de potencia es del orden de 200 μ s. Copyright © 2015 CEA. Publicado por Elsevier España, S.L.U. Todos los derechos reservados

Palabras Clave: Control Directo de Potencia, Control de Corriente Predictivo Robusto, Inversor de Tensión Controlado en Corriente, Distorsión Armónica.

1. Introducción

Los sistemas de generación distribuida (Bouneb et al., 2005; Chen et al., 2006; Dai et al., 2008; Hayashi et al., 2006; Qin et al., 2008) están formados por un generador eléctrico o dispositivo de conversión de energía (aerogenerador, celda fotovoltaica, generador de biomasa, etc.) que convierte la fuente de energía renovable en energía eléctrica. Este es seguido por un convertidor *switching* apropiado, topológicamente dependiente del recurso renovable, el cual carga un *bus* de tensión de corriente continua (DC-link). Finalmente el sistema consta de un inversor fuente de tensión (VSI, *Voltage Source Inverter*) (Castelló et al., 2009; Espi et al., 2011), como el que se muestra en la fig. 1. El VSI conecta el sistema a la red eléctrica y transfiere a la misma la energía proveniente del recurso renovable. En estos sistemas, es necesario que el convertidor de continua-alterna posea determinadas características:

1. *Operación segura*: el convertidor debe interconectarse a la red en forma segura y mantener la continuidad de la inyección incluso ante fuertes perturbaciones, como la desconexión en alguna de las fases (Busada et al., 2012) o

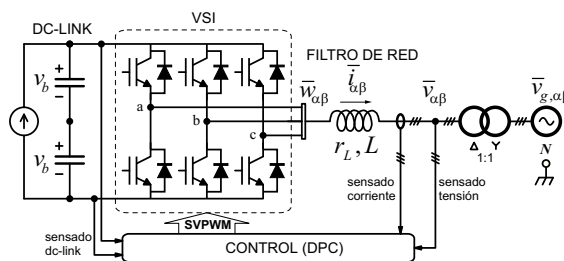


Figura 1: Sistema de inyección controlado en potencia.

la presencia de cargas no lineales en el punto de acoplamiento común.

2. *Respuesta en régimen transitorio*: el sistema de inyección debe tener una rápida velocidad de respuesta para evitar sobrecorrientes ante perturbaciones de red (Vilathgamuwa et al., 2006).
3. *Respuesta en régimen permanente*: el sistema debe cumplir estrictos estándares de calidad de energía, por lo que la corriente inyectada debe contener baja distorsión armónica.

De manera de cumplir con 1, la potencia a inyectar debe ser un producto de corrientes y tensiones de secuencia positiva,

* Autor en correspondencia.

Correos electrónicos: jfischer@fi.mdp.edu.ar (J. R. Fischer),
sagonzal@fi.mdp.edu.ar (S.A. González)

incluso en el escenario de una falla en la red. Las características de los puntos 2 y 3 están íntimamente ligadas al controlador del VSI.

En cuanto al VSI, los controles más usados son los controladores de corriente. Desde el punto de vista de la velocidad de respuesta, los controladores predictivos *dead-beat* (Castelló et al., 2009) ofrecen una alternativa atractiva, sobre todo porque la investigación reciente en esta temática ha mejorado la robustez de este tipo de controladores incluso frente a grandes variaciones en el inductor de salida L y elevados retardos en el lazo de control (Espi et al., 2011; Fischer et al., 2014). Además, en estos controladores de corriente, se utilizan técnicas avanzadas de modulación por vectores espaciales (SVM, *Space Vector Modulation*) que permiten lograr una frecuencia de conmutación fija con bajo *ripple* de conmutación, lo cual permite relajar los requerimientos de filtrado.

Por otra parte, existen técnicas de control de VSI basadas en el control directo de potencia (DPC, *Direct Power Control*), donde se controla la potencia activa y reactiva instantánea como en el trabajo de Kazmierkowski et al. (2011) o mas recientemente en Hu and Zhu (2013); Hu (2013). El origen de DPC se remonta al control directo de par (DTC, *Direct Torque Control*), usado en máquinas eléctricas. En su forma más básica, el DPC es un control por histéresis que utiliza una tabla de conmutaciones para accionar las llaves del VSI a fin de imponer las potencias activas y reactivas de referencia. Sin embargo, la principal desventaja de esta técnica es la alta frecuencia de muestreo y la frecuencia de conmutación variable. Esto dificulta, por ejemplo, eliminar el *ripple* con filtros pasivos *LCL* al acoplar el VSI a la red (Channegowda and John, 2010). Por otra parte, la corriente de salida resultante generalmente tiene un alto contenido armónico (THD, *Total Harmonic Distortion*) (Bouafia et al., 2010).

En este trabajo se combina el control directo de potencia con el control predictivo *dead-beat* (Bouafia et al., 2010). El controlador resultante utiliza un algoritmo predictivo que asegure que tanto la potencia activa como la reactiva, sigan a la referencia en forma veloz. Para ello, se elabora un modelo dinámico de potencia instantánea en variable compleja que sirve para elaborar un control que incluye un observador en el espacio de estados complejo. Debido a que la red eléctrica presenta perturbaciones y distorsión armónica que pueden afectar al comportamiento del controlador, es necesario introducir un observador de tensión basado en un modelo armónico de la red para cancelar dicha distorsión. Para lograr una corriente de inyección sinusoidal es necesario extraer la componente de secuencia positiva de tensión usando un filtro de ventana deslizante basado en la transformada discreta de Fourier. El uso de ambos componentes resulta en un bajo THD en la corriente de inyección. Finalmente, el algoritmo actúa sobre un modulador SVM, lo que permite disminuir el *ripple* de conmutación en la corriente de salida y asegurar una frecuencia de conmutación fija.

Se presentan resultados de simulación para validar el método de control propuesto y verificar el desempeño dinámico y de rechazo a perturbaciones presentes en la red, incluso en caso de fallas severas como es la pérdida de una de las fases. Finalmente, el controlador propuesto es implementado en un microcon-

trolador ARM de 32 bits usando aritmética de punto fijo. Las pruebas experimentales son realizadas en un VSI prototipo de 10 kW inyectando a una red trifásica real.

2. Modelo del Sistema de Potencia Instantánea

En esta sección se presenta el modelo del sistema que se muestra en la fig. 1 como un sistema dinámico basado en la teoría de potencia instantánea presentada en los trabajos de Aka-gi et al. (2007); Peng et al. (1998). El modelo resultante es un modelo de entradas y salidas múltiples (MIMO) de dos variables, que puede ser interpretado como un sistema de una entrada y una salida (SISO) complejas. Esta notación permite elaborar el modelo dinámico de potencia en forma concisa y simplificar el diseño controlador propuesto en este trabajo.

2.1. Modelo básico de la etapa de potencia

El modelo de inyección de potencia instantánea a la red eléctrica se basa en la transformación de la terna trifásica, tanto de la tensión de red como de la corriente en el inductor de salida, al marco de referencia estacionario $\alpha\beta$ y calcular el producto instantáneo entre ambas señales. La transformación al marco de referencia estacionario $\alpha\beta$ se puede expresar como

$$\begin{aligned}\bar{v}_{\alpha\beta}(t) &= \sqrt{2/3}(v_a + av_b + a^2v_c) = v_\alpha + jv_\beta \\ \bar{i}_{\alpha\beta}(t) &= \sqrt{2/3}(i_a + ai_b + a^2i_c) = i_\alpha + ji_\beta\end{aligned}\quad (1)$$

donde $a = e^{j2\pi/3}$. La potencia instantánea aparente se define como

$$\bar{S} = P + jQ = \bar{v}_{\alpha\beta}\bar{i}_{\alpha\beta}^* = Ve^{j\omega_e t}Ie^{-j\omega_e t}e^{j\phi}\quad (2)$$

donde V e I son las magnitudes de los vectores complejos de tensión y corriente definidos en (1) respectivamente, ω_e es la frecuencia angular eléctrica y ϕ es el desfase existente entre tensión y corriente. En este trabajo se usa la notación $\bar{x}_{\alpha\beta}^*$ para denominar el complejo conjugado de $\bar{x}_{\alpha\beta}$. El modelo dinámico de la etapa de potencia se obtiene al tomar la derivada de \bar{S} respecto del tiempo, es decir

$$\frac{d}{dt}\bar{S} = \frac{d(\bar{v}_{\alpha\beta})}{dt}\bar{i}_{\alpha\beta}^* + \bar{v}_{\alpha\beta}\frac{d(\bar{i}_{\alpha\beta}^*)}{dt}\quad (3)$$

y reemplazando las derivadas de tensión y corriente por

$$\frac{d(\bar{v}_{\alpha\beta})}{dt} = j\omega_e\bar{v}_{\alpha\beta}\quad (4)$$

$$\frac{d(\bar{i}_{\alpha\beta})}{dt} = -\frac{r_L}{L}\bar{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L}\bar{u}_{\alpha\beta}\quad (5)$$

donde $(\bar{u}_{\alpha\beta} = \bar{w}_{\alpha\beta} - \bar{v}_{\alpha\beta})$, con $\bar{w}_{\alpha\beta}$ la tensión de salida del inversor acoplado a la red. El modelo dinámico de potencia instantánea resultante es

$$\frac{d}{dt}\bar{S} = \left(-\frac{r_L}{L} + j\omega_e\right)\bar{S} + \frac{1}{L}\bar{v}_{\alpha\beta}\bar{u}_{\alpha\beta}^*\quad (6)$$

Debido a que el controlador de potencia se implementa en tiempo discreto, se debe tener en cuenta que existe un retenedor de orden cero (ROC) debido al muestreo de corrientes y

tensiones. Por otra parte, el uso de un modulador PWM digital introduce un retardo en el lazo de control de aproximadamente un período de muestreo entre la adquisición de las señales de control, el procesamiento y la actualización de la tensión promedio que impone el VSI a la carga. Con estas consideraciones, el modelo discreto resultante es

$$\bar{S}[k+1] = a_d \bar{S}[k] + b_d \bar{v}_{\alpha\beta}[k] \bar{u}_{\alpha\beta}^*[k], \quad (7)$$

donde $\bar{u}_{\alpha\beta}[k] = \bar{w}_{\alpha\beta}[k-1] - \bar{v}_{\alpha\beta}[k]$, $a_d = e^{-(r_L/L - j\omega_e)T}$ y también $b_d = \frac{1}{L} \left(-\frac{r_L}{L} + j\omega_e \right)^{-1} (a_d - 1)$.

2.2. Modelo de la tensión de red en presencia de perturbaciones

Para el cálculo del modelo de potencia instantánea analizado en la sección previa se ha considerado a las tensiones de red eléctrica como tres sinusoides de igual amplitud, frecuencia, fase inicial y desfase constante igual a 120° . Sin embargo, en la práctica, las tensiones medidas en el punto de conexión común exhiben componentes armónicos y desbalances en la componente fundamental que reducen la validez del modelo ideal. Por otra parte, las condiciones de funcionamiento anormales como por ejemplo una falla en el sistema empeoran este escenario. Debido a esta limitación del modelo ideal, las tensiones de la red eléctrica representadas en el marco de referencia estacionario pueden modelarse con mayor precisión mediante

$$v_{\alpha\beta}(t) = V_{+1} e^{j\omega_e t} + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0,1}}^{\infty} V_n e^{j(n\omega_e t + \varphi_n)}. \quad (8)$$

El primer término representa la componente fundamental de la terna, la cual es adoptada como referencia del modelo. El segundo término representa la suma de todas las componentes de secuencia positiva de la terna ($n > 1$) y la suma de todas las componentes de secuencia negativa ($n < 0$), entre las que se encuentra la componente fundamental de secuencia negativa ($n = -1$). Es importante notar que las componentes de secuencia cero son canceladas matemáticamente por la transformación al marco de referencia estacionario definida por (1) debido a la simetría de la transformación. Sin embargo, cuando el sistema se encuentra acoplado a la red por medio de un transformador, las tensiones en el inversor no presentan dicha secuencia. De esta forma, se logra rechazar completamente los armónicos de tercer orden ($n = 3, 9$, etc.). Esta situación es beneficiosa para el caso de sistemas de inyección de 3 hilos sin neutro, ya que el VSI no puede compensar componentes de secuencia cero.

En condiciones normales de funcionamiento, el contenido armónico es bajo y predominado mayormente por componentes de secuencia negativa correspondientes a $5\omega_e$, $11\omega_e$, etc. y componentes de secuencia positiva $7\omega_e$, $13\omega_e$, etc. (Bollen and Gu, 2006). Sin embargo, ante condiciones anormales de operación, se observa la aparición de otros términos así como un incremento significativo de la secuencia negativa de la componente fundamental. A fin de poder evitar que estas perturbaciones afecten la operación del sistema, se describe en las secciones siguientes el uso de un detector de secuencia positiva que permite rechazar dichas perturbaciones.

3. Diseño del controlador propuesto

En base al modelo discreto de potencia instantánea y el modelo de perturbación en la tensión de red, descritos en la sección anterior, se propone a continuación un controlador de potencia aparente en tiempo discreto. El objetivo del controlador propuesto es lograr una respuesta *dead-beat* de dos muestras. Además, se propone controlar al convertidor para aportar a la red una corriente compuesta principalmente por la fundamental de secuencia positiva, al mismo tiempo que se controla el contenido armónico para cumplir con el estándar IEEE-1547 (IEEE Standards Board, 2003; IEEE Standards Coordinating Committee 21, 2011). Cabe recalcar que la componente de secuencia positiva de la tensión de red se obtiene por medio de un detector basado en un filtro de ventana deslizante, que elimina los términos de distorsión, aún en condiciones de falla.

3.1. Diseño de la realimentación de estados

Mediante el modelo en variable compleja (7) se diseña un controlador con reubicación de polos para lograr una respuesta *dead-beat*. Por lo tanto, se debe encontrar una ganancia compleja de realimentación K tal que los polos a lazo cerrado se ubiquen en $z = 0$. Si se considera que la entrada al sistema (7) es $\bar{f}[k] = \bar{v}_{\alpha\beta}[k] \bar{u}_{\alpha\beta}^*[k]$ y se introduce $\bar{f}[k] = -K\bar{S}[k] + b_d^{-1}\bar{S}_{ref}$, la ecuación de estados que describe la dinámica del sistema es ahora

$$\bar{S}[k+1] = (a_d - b_d K) \bar{S}[k] + \bar{S}_{ref}. \quad (9)$$

La ganancia K resulta de resolver la ecuación en diferencias:

$$\det(z - a_d + b_d K) = z, \quad (10)$$

con lo cual se obtiene

$$K = \hat{a}_d / \hat{b}_d, \quad (11)$$

donde \hat{a}_d y \hat{b}_d son los valores medidos o estimados de los parámetros de la planta programados en el algoritmo de control digital, los cuales pueden diferir de los valores reales.

3.2. Diseño del observador de potencia instantánea

En el modelo (7) no se considera el retardo existente entre las adquisiciones, y la actualización del modulador PWM. Sin embargo, este retardo inherente a la implementación digital puede ser compensado si se aumenta el orden del modelo de estados incluyendo una variable de estados adicional (Fischer et al., 2014). Este modelo ampliado requiere calcular un vector de ganancias de realimentación de dimensión 2. Sin embargo, a fin de minimizar la cantidad de operaciones involucradas en el algoritmo de control, se prefiere hacer una predicción de la potencia durante el próximo intervalo de control por medio de un observador de Luenberger. La ecuación en diferencias del observador es:

$$\hat{\bar{S}}[k+1] = (\hat{a}_d - L_o) \hat{\bar{S}}[k] + \hat{b}_d \bar{f}[k-1] + L_o \bar{S}[k]. \quad (12)$$

dónde la ganancia del observador, L_o , es un valor complejo. Tanto la velocidad de convergencia como el ancho de banda

del sistema a lazo cerrado dependen de la ubicación de los polos del observador. Para lograr una respuesta exponencialmente convergente de la estima del valor futuro, se elige L_O tal que:

$$\det(z - \hat{a}_d + L_O) = (z - p_O) \quad (13)$$

donde $0 \leq p_O < 1$. De esta forma, el polo del observador se ubica en el eje real positivo del plano z . Por lo tanto, la ganancia del observador resulta

$$L_O = (\hat{a}_d - p_O). \quad (14)$$

3.3. Observador de perturbación de red

Al despejar la tensión que necesita imponer el inversor para lograr llegar a la referencia de potencia en el instante $(k+2)T$ se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \bar{w}_{\alpha\beta}[k] &= \frac{\bar{v}_{\alpha\beta}[k+1]}{|\bar{v}_{\alpha\beta}[k+1]|^2} \left(\frac{\bar{S}_{ref}}{\hat{b}_d}[k] - \frac{\hat{a}_d}{\hat{b}_d} \hat{S}[k+1] \right)^* + \\ &+ \bar{v}_{\alpha\beta}[k+1] \end{aligned} \quad (15)$$

donde $\bar{w}_{\alpha\beta}[k]$ es la tensión promedio aplicada por el VSI en el intervalo kT . Como se puede apreciar, la tensión de red influye en dos términos de la expresión (15) que afectan en forma distinta al sistema. Por ejemplo, el término que está sumando debe ser reemplazado por una estima de la tensión de red que sea lo suficientemente rápida como para evitar que existan sobre corrientes en la salida, debido por ejemplo a la pérdida de tensión en alguna de las fases. En este caso, la estima de tensión actúa como un término de cancelación *feedforward* en el sistema de control. Sin embargo, el término que está dividiendo afecta la forma de onda de corriente impuesta por el convertidor en la red, por lo que es deseable que este término contenga solamente la componente fundamental de secuencia positiva de red incluso ante fallas prolongadas. Como estos dos requerimientos no son posibles de lograr con un único estimador de tensión de red (es decir, que provea $\hat{v}_{\alpha\beta}[k+1]$), se utilizan dos estimadores de secuencia positiva distintos. Cada uno de estos estimadores se describen a continuación.

3.3.1. Compensación de la tensión de red

Considerando a la tensión de red como una entrada de perturbación que saca al sistema de su punto de equilibrio, se plantea una cancelación *feed-forward* con el objetivo de eliminar el efecto de la tensión de red sobre la corriente de salida. Utilizando el modelo de la tensión de red en presencia de perturbaciones, se diseña un estimador de *Luenberger* de predicción. Para ejemplificar el procedimiento por el cual se obtiene el modelo de estados se describe la salida como:

$$\bar{v}_{\alpha\beta}[k] = V_{+1}e^{j\omega_e kT} + V_{-1}e^{-j\omega_e kT}, \quad (16)$$

y la tensión de red en el intervalo $[k+1]$ es

$$\bar{v}_{\alpha\beta}[k+1] = e^{j\omega_e T} V_{+1}e^{j\omega_e kT} + V_{-1}e^{-j\omega_e T} e^{-j\omega_e kT}.$$

El vector de estados se define como

$$\bar{\mathbf{x}}[k] = [V_{+1}e^{j\omega_e kT}, V_{-1}e^{-j\omega_e kT}]^T$$

y con este vector se arma el modelo

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}[k+1] &= \mathbf{G}\bar{\mathbf{x}}[k] \\ \bar{v}_{\alpha\beta}[k] &= \mathbf{C}\bar{\mathbf{x}}[k] \end{aligned} \quad (17)$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} e^{j\omega_e T} & 0 \\ 0 & e^{-j\omega_e T} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

El observador de predicción propuesto tiene una ecuación de estados

$$\hat{\bar{\mathbf{x}}}[k+1] = (\mathbf{G} - \mathbf{L}_p \mathbf{C})\hat{\bar{\mathbf{x}}}[k] + \mathbf{L}_p \bar{v}_{\alpha\beta}[k] \quad (18)$$

$$\hat{\bar{v}}_{\alpha\beta}[k+1] = \mathbf{C}\hat{\bar{\mathbf{x}}}[k+1] \quad (19)$$

El diseño del vector de ganancias del observador se lleva a cabo por medio de ubicación de polos. La selección de la ubicación de los polos del observador implica una relación de compromiso entre la capacidad de filtrado de ruido de medición y el rechazo a errores debidos a dinámicas no modeladas.

Si bien el modelado propuesto anteriormente es simplificado con el objetivo de ejemplificar el desarrollo del modelo, en la práctica es necesario aumentar el orden del mismo para incluir la mayor cantidad de componentes armónicas posible. Para determinar cuales son las armónicas más significativas que deben incluirse en el modelo, se efectuaron mediciones sobre la tensión de red. En base a estos resultados, se determinó que el siguiente vector de estados es apropiado para lograr una buena compensación:

$$\bar{\mathbf{x}}[k] = [V_{+1}e^{j\omega_e kT}, V_{-1}e^{-j\omega_e kT}, V_{-5}e^{-j5\omega_e kT}, V_{+7}e^{j7\omega_e kT}, V_{-11}e^{-j11\omega_e kT}]^T$$

cuyas matrices de estados son,

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} e^{j\omega_e T} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\omega_e T} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-5j\omega_e T} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{7j\omega_e T} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-11j\omega_e T} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Cabe destacar que todos los coeficientes del modelo anterior son fijos y se determinan en base a la frecuencia esperada de red. Sin embargo, la tensión presenta una variación de frecuencia, limitada por norma a ± 1 Hz en condiciones normales de operación para aplicaciones de generación distribuida (Bollen and Gu, 2006; Herrán et al., 2013, 2014). En estas condiciones existe un pequeño error en los parámetros del modelo de estados, el cual no degrada considerablemente el desempeño del observador.

3.3.2. Detector de secuencia positiva de red

Para estimar el término que divide al error de potencia en la ecuación (15) se utiliza un filtro digital de promedio móvil.

El filtro para obtener la secuencia positiva se basa en el algoritmo de la Transformada Discreta de Fourier deslizante (*sliding DFT*), cuya ecuación en diferencias es

$$\bar{v}_{\alpha\beta}^+[k] = \frac{1}{N} \left(\bar{v}_{\alpha\beta}[k] - \bar{v}_{\alpha\beta}[k-N] + e^{j\frac{2\pi}{N}} \bar{v}_{\alpha\beta}^+[k-1] \right). \quad (20)$$

La estima de la tensión en el próximo intervalo es

$$\hat{\bar{v}}_{\alpha\beta}^+[k+1] = e^{j\omega_e T} \bar{v}_{\alpha\beta}^+[k], \quad (21)$$

donde $1/N = f_e/f_s$, f_e es la frecuencia de la tensión de red y $f_s = 1/T$ es la frecuencia de discretización y conmutación de llaves del inversor.

Como ejemplo, en la fig. 2, se muestra un diagrama de polos y ceros del filtro de secuencia positiva para el caso $N = 30$. Como se puede apreciar, existe un polo que cancela al cero situado en la frecuencia de la fundamental de secuencia positiva. La variación en frecuencia degrada el rechazo respecto del caso ideal, sin embargo la misma está acotada y en la práctica esta pérdida de rechazo no es significativa. En caso de requerir un rechazo uniforme para un rango de variación de frecuencias más amplio, se puede utilizar muestreo variable (Carugati et al., 2012a,b), que mejora el rechazo a armónicos en forma adaptativa. Cabe destacar que el filtro de secuencias cancela efectivamente todos las componentes armónicas, incluso aquellas que sólo aparecen en condiciones de falla.

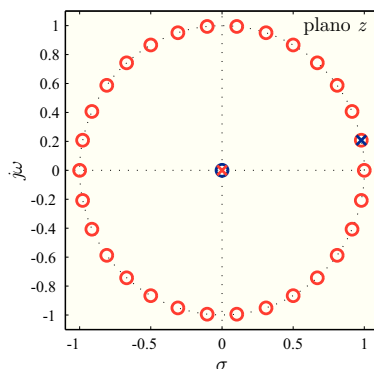


Figura 2: Diagrama de polos y ceros del filtro de secuencia positiva propuesto.

4. Simulaciones

Tanto el detector de secuencia positiva como el sistema de control de potencia instantánea propuestos fueron simulados para verificar el comportamiento en régimen transitorio y permanente. MATLAB/SIMULINK fue utilizado para desarrollar las simulaciones considerando un inversor conectado a la red a través de un transformador Δ -Y con relación de vueltas 1 : 1, y en las condiciones detalladas en la Tabla 1.

4.1. Simulación del detector de secuencia

Se simuló el detector de secuencia positiva ante tres casos distintos de perturbaciones y los resultados se muestran en la

Tabla 1: Parámetros del sistema de inyección.

Parámetro	Valor
Resistencia de fase, r_L	0,5 Ω
Inductancia de fase, L	1,9 mH
Potencia Nominal de salida, P_{nom}	10 kW
Corriente de fase de salida nominal,	15,2 A _{rms}
Relación de transformación,	1 : 1
Tensión del DC-link,	800 V
Tensión de Red	220 V _{rms}
Periodo de muestreo	50 μ s
Frecuencia de conmutación, f_s	10 kHz
Tiempo muerto impuesto en las llaves, t_d	2 μ s
Ganancia del observador de Luenberger, p_o ,	0,25
L_p	0,5[11...,1] ^T

fig. 3. Las pruebas del detector consistieron en aplicar contenido armónico tal que la tensión en el primario del transformador contenga un 1 % de desbalance debido a la secuencia negativa, 4 % de componente de tercera armónica, 3 % de quinta armónica de secuencia negativa, 1 % de séptima armónica de secuencia positiva y 0,5 % de onceava armónica de secuencia negativa. La señal trifásica de red no presenta distorsión armónica hasta $t = 0,04$ s en donde se aplica la distorsión armónica previamente detallada. En $t = 0,08$ s se agrega un escalón de frecuencia de 1 Hz resultando una frecuencia de red de 51 Hz. Finalmente, en $t = 0,12$ s se añade a la distorsión previa una falla en una fase de la red.

Las formas de onda de tensión en el primario del transformador se muestran en la parte superior de la fig. 3. Debajo de estas se muestra la forma de onda de tensión en el secundario del transformador y luego se muestra la tensión de secundario transformada a las coordenadas $\alpha\beta$, que además es la entrada al detector de secuencia positiva propuesto. Finalmente, las curvas inferiores en la fig. 3 muestran la salida del detector de secuencia positiva. Se puede apreciar que a pesar de la distorsión que presenta la red, la componente fundamental de secuencia positiva es detectada fielmente. En el caso de falla, se puede ver que el detector converge al nuevo valor en aproximadamente un ciclo de red.

Cuando no hay distorsión en la red el detector funciona correctamente con una distorsión nula, $t < 0,04$ s. Cuando la tensión es contaminada fuertemente, a la entrada del detector se mide un THD de 3,2 %. A pesar de esto, a la salida del detector se continua detectando la secuencia positiva de manera correcta obteniéndose un THD de tan solo 0,0025 %. Cuando se produce un salto en frecuencia para el mismo THD de entrada, la tensión de salida presenta un THD de tan solo 0,6 %. En el caso de falla, para $t > 0,12$ s, el THD de entrada crece a 3,6 % y la salida presenta un THD de tan solo 0,0065 %.

Finalmente, de manera de apreciar el desempeño en la detección de la secuencia positiva mediante el método propuesto se realizó una comparación con otros métodos y la respuesta se muestra en la fig. 4. Para ello se presenta la respuesta del detector ante una falla no simétrica con elevado contenido armónico y se la compara con la respuesta de dos métodos conoci-

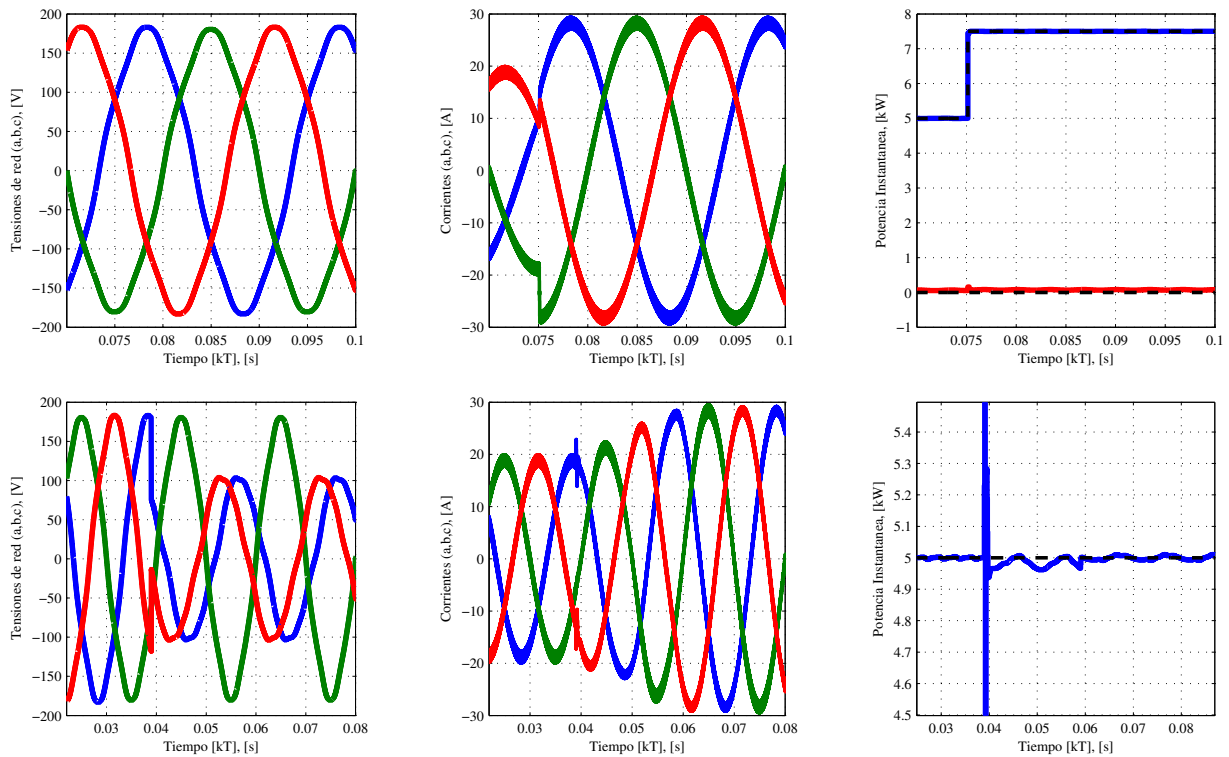


Figura 5: [De derecha a izquierda.] Tensión de secundario, corrientes en el secundario del transformador y referencias (trazo discontinuo) de potencia y potencia instantánea de salida medida. Escalón de potencia activa (azul) de 2,5 kW. La medición de potencia se efectúa con la tensión de secuencia positiva.

dos, el *Double Second-Order Generalized Integrator* (DSOGI) presentado en Rodríguez et al. (2006) y el *Decoupled Double Synchronous Reference Frame* (DDSRF) introducido en Rodríguez et al. (2007). En la fig. 4 se presenta la señal de prueba (v_{abc}) y para cada método se presenta la componente v_a^+ estimada (azul) y el error en la estima (rojo). Como se observa en la figura, el detector de secuencias propuesto es el único de los métodos que logra un completo rechazo a las componentes armónicas mientras los otros métodos solo logran mitigar el efecto de los armónicos en la secuencia detectadas. Este logro es debido a que el método presenta un cero de transferencia para cada secuencia no deseada (como se introdujo en la sección 3.3.2). Además, es importante resaltar la simpleza de su implementación (20) en comparación con la estructura de los otros dos métodos, los cuales, requieren de la implementación de varias etapas de filtrado incrementado significativamente el costo computacional.

4.2. Simulación del controlador completo

El sistema completo fue simulado en condiciones normales de operación, es decir cuando la distorsión presente en la tensión de red se debe al contenido armónico previamente detallado. Para verificar la respuesta dinámica, se efectúa un salto de potencia instantánea en escalón, la potencia activa varía entre 5 kW y 7,5 kW y la potencia reactiva se mantiene en 0 VAR. La

forma de onda de tensión en el secundario del transformador, con detalle en el escalón de potencia se muestra en la fig. 5a. Asimismo, se muestra un detalle de la potencia activa y las corrientes de salida cuando hay un escalón en la referencia de potencia en las fig. 5c y fig. 5b.

Se midió el THD de la corriente de salida, el cual es de tan solo 0,125 % cuando la frecuencia de red coincide con la frecuencia del detector de secuencia positiva. Cuando la frecuencia de la red cambia a 51 Hz el THD en la corriente de salida es 0,53 %. Si bien existe un incremento en el THD de salida este está bien por debajo del límite impuesto por la norma, incluso para la máxima desviación en frecuencia aceptada por la misma.

4.3. Simulación en condiciones de falla

El sistema fue simulado en condiciones de falla, es decir cuando la distorsión presente en la tensión de red no solo contiene distorsión armónica sino que durante la operación, una de las fases en el primario del transformador cae a cero. La forma de onda de tensión en el secundario del transformador se muestra en la fig. 5d. En estas condiciones la potencia de referencia se mantiene constante en 5 kW, y la potencia resultante se muestra en la fig. 5f. Además se muestra la corriente de salida resultante en estas condiciones en la fig. 5e y se puede observar que luego de un ciclo de red, tiempo que tarda el detector

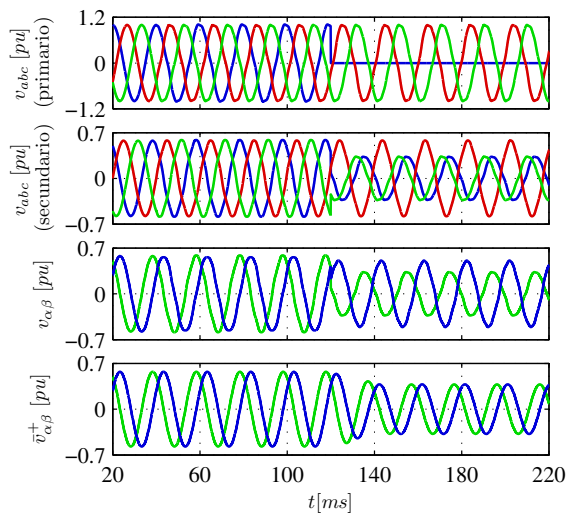


Figura 3: [De arriba a abajo.] Primario, secundario, entrada al detector de secuencia positiva en $\alpha\beta$, y salida del detector de secuencia positiva en $\alpha\beta$. Todas las figuras en valores p.u. normalizados en función al primario.

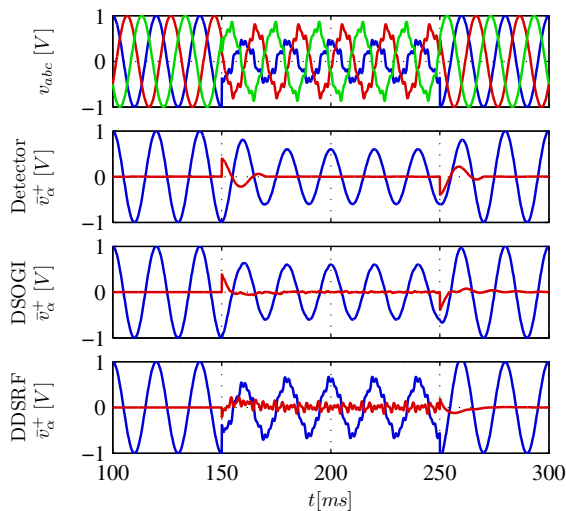
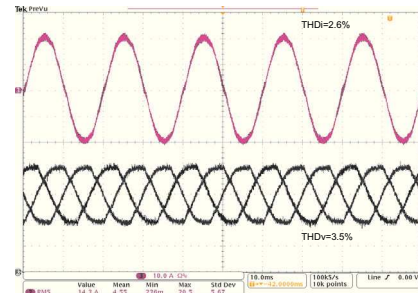
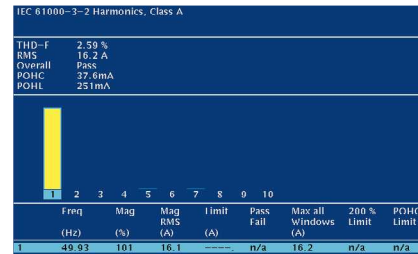


Figura 4: [De arriba a abajo.] Comparación entre el detector de secuencias propuesto y los métodos DDSRF y DSOGI. Todas las figuras en valores p.u. normalizados en función al primario.

de secuencia positiva en converger al nuevo valor de tensión, el sistema ajusta la amplitud de las corrientes a fin de mantener la potencia de salida en el mismo valor que antes de la falla. Existe un pico en la potencia del 10 % que se da naturalmente al colapsar una de las fases. Esto se traslada a la corriente, pero el sistema, permanece en control con un sobre pico menor a 5 A. Como se puede apreciar, el contenido armónico en la corriente de salida es muy bajo, incluso en estas extremas condiciones de operación. Se midió el THD de la corriente de salida en el modo de operación de falla, resultando en 0,110 %.



(a) Corrientes y tensiones de red.



(b) Medición del THD del sistema inyectando 9,2 kW en estado permanente. Se aprecia el test con éxito de la evaluación de la norma IEC61000-3-2.

Figura 6: Desempeño del controlador en estado estacionario del algoritmo propuesto, RP-DPC, en condiciones de red normales.

5. Resultados Experimentales

El controlador propuesto se puso a prueba experimentalmente con el fin de evaluar el comportamiento dinámico del algoritmo en un inversor de potencia conectado a red trifásica en configuración de tres hilos (3W). Para las comprobaciones experimentales se emplearon las llaves de 1700 V SKM75GB176D de Semikron imponiendo un tiempo muerto de 2 μ s, obteniéndose una eficiencia a plena carga del 96 % (considerando únicamente las pérdidas en las llaves). Las condiciones de operación son las mismas que en la tabla 1 de la sección anterior.

5.1. Implementación

El banco de trabajo se compone de una placa basada en el microcontrolador de ATMEL AT91SAM7X256, cuyas herramientas de desarrollo están basadas enteramente en software abierto. Entre las aplicaciones utilizadas se encuentra el entorno de desarrollo integrado (IDE) Eclipse, el compilador GCC, depurador GDB y el programador OpenOCD. El diseño del *firmware* se realizó utilizando el sistema operativo de tiempo real FreeRTOS (Time Engineers Ltd., 2014) como puede apreciarse en el trabajo de Andrade et al. (2009) y las librerías de periféricos provistas por ATMEL. La implementación del algoritmo de control fue realizada usando representación numérica en punto fijo en Q16 (ISO/IEC TR 18037), salvo en porciones críticas de código en donde se efectúa una división muestra a muestra, en la que se necesita hacer un escalamiento mediante corrimientos de forma de no perder precisión en las operaciones. El convertidor A/D integrado en el controlador es de 10 bits, con lo cual

el valor seleccionado de Q resulta apropiado. El tiempo de ejecución del algoritmo completo fue de unos $90\mu\text{s}$ y el tiempo de adquisición fue aproximadamente de $15\mu\text{s}$. La adquisición se realiza justo antes de la actualización del módulo de PWM, durante el intervalo de cálculo anterior en paralelo al algoritmo de control.

5.2. Comportamiento en estado permanente

El conjunto de resultados experimentales en estado estacionario se muestran en la fig. 6, donde se aprecia la corriente de red cuando el valor nominal de corriente es inyectado a la red. Como se muestra en esta figura, el método de control de potencia mantiene una corriente de régimen permanente con un THD_i de 2,6 %, incluso cuando la tensión de red en el laboratorio donde se desarrollaron las pruebas posee distorsión importante, en este caso THD_v de 3,5 %. El THD_i medido se debe principalmente a los tiempos muertos, de unos $2\mu\text{s}$ para el VSI utilizado.

5.3. Comportamiento durante transitorios

Durante la inyección a red, la tensión continua disponible para el control de la potencia de salida se ve reducida. Esta situación empeora cuando el VSI opera a la máxima potencia de salida, debido a fluctuaciones en el DC-link. El conjunto de experimentos de la fig. 7 muestran cambios en escalón en la referencia de la potencia activa que van desde 11,6 kW a 4,9 kW y de 4,9 kW a 9,8 kW. En esta figura se muestran también los escalones de potencia junto con la tensión del DC-link que llega a tener oscilaciones de hasta 100 V y el detalle durante el cambio de referencia en la fig. 7b. Se aprecia en estas figuras como la calidad de la corriente controlada se mantiene a lo largo del tiempo, incluso ante estas fluctuaciones.

El conjunto de oscilogramas obtenidos en 7c y 7d son útiles para verificar la velocidad de respuesta al escalón que se pretende lograr con el controlador propuesto. Se puede observar que el escalón de corriente da una idea de la duración del paso actual, donde se puede observar que la velocidad de respuesta medida es de $200\mu\text{s}$. Se aprecia como el controlador propuesto mantiene esta velocidad de respuesta para distintas condiciones, ya que los saltos de potencia se dan de manera asíncrona con la red, incluso en las peores condiciones. Se puede ver en la fig. 7d que aún cuando baja la tensión de continua y la tensión de red está en un máximo, el escalón de potencia puede efectuarse correctamente. Cabe destacarse que la velocidad de respuesta del *deadbeat* propuesto se diferencia ampliamente de otras propuestas, como las de los controladores repetitivos, que se encuentran en los trabajos de Jiang et al. (2012) y Hornik and Zhong (2011) donde los tiempos de respuesta alcanzan varios ms.

6. Conclusiones

En este trabajo se presentó un control directo de potencia instantánea para el inversor de tensión trifásico de tres hilos con frecuencia de conmutación fija empleando vectores espaciales. El control combina un control predictivo *dead-beat* de los lazos

de potencia instantánea reactiva y activa con un nuevo detector de secuencia positiva de red el cual asegura la eliminación de la distorsión en la corriente de salida debido a perturbaciones armónicas de la red. La adición de este último al sistema evita por completo el uso de un PLL trifásico y provee un sincronismo intrínseco con la red.

Se realizó un modelo dinámico de potencia instantánea en variable compleja, que se utilizó para el diseño del controlador. Se detalló el diseño del mismo en el espacio de estados con un nuevo observador de potencia. Esto permitió una alta velocidad de respuesta incluso ante abruptos cambios en la referencia de potencia como se evaluaron experimentalmente. Se logró un controlador que impone un cambio en la potencia en tan solo 2 instantes de muestreo. Es de destacar que las simulaciones obtenidas se asemejan ampliamente al conjunto de resultados experimentales, esto valida el modelo de potencia instantánea en variable compleja desarrollado en este trabajo. Gracias a una conveniente cancelación *feed-forward* de red, en conjunto con un novedoso detector de secuencia positiva, se obtuvo un THD muy bajo de las corrientes de salida. Las distorsiones presentes en la red se modelaron en base a mediciones en reales del contenido armónico de red. Se evaluó experimentalmente el método propuesto frente a un importante contenido armónico, desbalances e incluso, la falla en una de las fases. En este escenario, sólo se produce un sobre pico de corriente menor a 5 A y el contenido armónico en la corriente de salida llega hasta 2,6 % en el peor de los casos.

English Summary

PLL-less Robust DeadBeat-response Direct Power Control of Grid-Tie Three-Phase Inverters

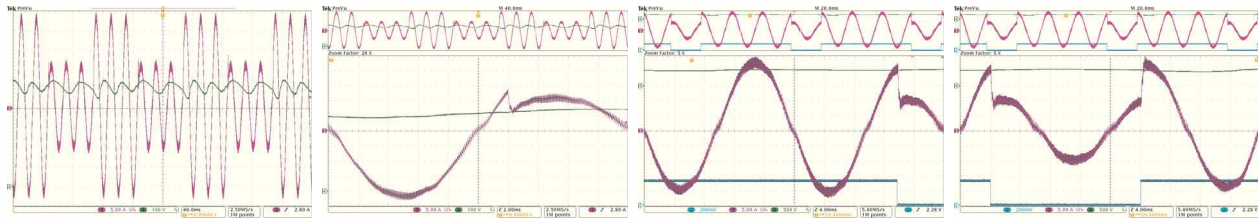
Abstract

A new type of PLL-less Direct Power Control with robust implementation and deadbeat response is presented for grid-tie inverters. In this work a novel positive sequence detector is also implemented which ensures the elimination of perturbation at the output current due to harmonics content. The control algorithm has an intrinsic synchronization scheme which avoids an additional three-phase PLL. This maximizes the response time and power tracking achieving precise power step reference change in less than $200\mu\text{s}$. The results obtained are shown with both simulations and experiential results in a 15 kW three-phase inverter that verifies the performance of the proposed controller, yielding low-harmonics output currents even in abnormal operating situations.

Keywords: Deadbeat Predictive Current Control, Grid-Tied Three-Phase Voltage Source Inverter, Direct Power Control.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado parcialmente gracias al apoyo de CONICET y el Laboratorio de Instrumentación y Control



(a) Tensión del DC-link y las corrientes del lado del inversor. (b) Detalle del cambio de amplitud. (c) Detalle de las corrientes del lado del inversor. (d) Detalle de las corrientes del lado del inversor.

Figura 7: Resultados experimentales ante un cambio en escalón de la potencia instantánea (p_{ref}). En 7a el escalón va de 11,6 a 4,9 kW y en el resto de las figuras el escalón va de 4,9 a 9,8 kW. Se muestra además el escalón de potencia de referencia para calcular la velocidad de respuesta y el DC-link.

de la Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata a través de los subsidios 15/G365 de UNMDP y PICT-2013-2479 de la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica.

Referencias

- Akagi, H., Watanabe, E., Aredes, M., 2007. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Vol. 31. Wiley-IEEE Press.
- Andrade, W. L., Machado, P. D. L., Alves, E. L. G., Almeida, D. R., 2009. Test case generation of embedded real-time systems with interruptions for FreeRTOS. In: Oliveira, M. V. M., Woodcock, J. (Eds.), Formal Methods: Foundations and Applications. Vol. 5902 of Lecture Notes in Computer Science. Springer, pp. 54–69.
- Bollen, M., Gu, I., 2006. Signal Processing of Power Quality Disturbances. Wiley-IEEE Press.
- Bouafia, A., Gaubert, J.-P., Krim, F., Jan. 2010. Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (pwm) rectifier using space-vector modulation (svm). IEEE Trans. Power Electron. 25 (1), 228–236.
- Boune, B., Grant, D. M., Cruden, A., McDonald, J. R., 2005. Grid connected inverter suitable for economic residential fuel cell operation. In: Proc. European Conference on Power Electronics and Applications. pp. 1–10.
- Busada, C., Gomez Jorge, S., Leon, A., Solsona, J., Jul. 2012. Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems. IEEE Trans. Ind. Electron. 59 (7), 2898–2909.
- Carugati, I., Donato, P., Maestri, S., Carrica, D., Benedetti, M., May 2012a. Frequency adaptive PLL for polluted single-phase grids. IEEE Trans. Power Electron. 27 (5), 2396–2404.
- Carugati, I., Maestri, S., Donato, P., Carrica, D., Benedetti, M., Jan. 2012b. Variable sampling period filter PLL for distorted three-phase systems. IEEE Trans. Power Electron. 27 (1), 321–330.
- Castelló, J., Espí, J., García-Gil, R., González, S. A., Jun. 2009. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. IEEE Trans. Ind. Electron. 56 (6), 1993–2004.
- Channegowda, P. B., John, V., Dec. 2010. Filter optimization for grid interactive voltage source inverters. IEEE Trans. Ind. Electron. 57 (12), 4106–4114.
- Chen, Y., Smedley, K., Brouwer, J., 8–12 Oct. 2006. A cost-effective three-phase grid-connected inverter with maximum power point tracking. In: 41st IAS Annual Meeting Industry Applications Conference Conference Record of the 2006 IEEE. Vol. 2. pp. 995–1000.
- Dai, M., Marwali, M. N., Jung, J.-W., Keyhani, A., Jan. 2008. Power flow control of a single distributed generation unit. IEEE Trans. Power Electron. 23 (1), 343–352.
- Espi, J., Castello, J., Garcia-Gil, R., Garcera, G., Figueres, E., Aug. 2011. An adaptive robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. IEEE Trans. Ind. Electron. 58 (8), 3537–3546.
- Fischer, J. R., González, S. A., Herrán, M. A., Judewicz, M. G., Carrica, D. O., Feb. 2014. Calculation-delay tolerant predictive current controller for three-phase inverters. IEEE Trans. Ind. Informat. 10 (1), 233–242.
- Hayashi, K., Koizumi, H., Ohashi, Y., Kurokawa, K., 9–13 July 2006. A single-phase grid-connected inverter by utilizing ready-made PWM power IC. In: Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Vol. 2. pp. 1138–1142.
- Herrán, M. A., Fischer, J. R., González, S. A., Judewicz, M. G., Carrica, D. O., Jun. 2013. Adaptive dead-time compensation for grid-connected PWM inverters of single-stage PV systems. IEEE Trans. Power Electron. 28 (6), 2816–2825.
- Herrán, M. A., Fischer, J., González, S. A., Judewicz, M. G., Carrica, D., March 2014. Repetitive control with adaptive sampling frequency for wind power generation systems. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of 2 (1), 58–69.
- Hornik, T., Zhong, Q.-C., 2011. A current-control strategy for voltage-source inverters in microgrids based on H^∞ and repetitive control. IEEE Trans. Power Electron. 26 (3), 943–952.
- Hu, J., 2013. Improved dead-beat predictive DPC strategy of grid-connected DC-AC converters with switching loss minimization and delay compensations. IEEE Trans. Ind. Informat. 9 (2), 728–738.
- Hu, J., Zhu, Z., Jan. 2013. Improved voltage-vector sequences on dead-beat predictive direct power control of reversible three-phase grid-connected voltage-source converters. IEEE Trans. Power Electron. 28 (1), 254–267.
- IEEE Standards Board, Jun. 2003. IEEE Std 1547 Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. No. 1547. IEEE.
- IEEE Standards Coordinating Committee 21, 12 2011. IEEE Std 1547-2011 Recommended Practice for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems Distribution Secondary Networks. IEEE.
- Jiang, S., Cao, D., Li, Y., Liu, J., Peng, F. Z., Jun. 2012. Low-THD, Fast-Transient, and Cost-Effective Synchronous-Frame Repetitive Controller for Three-Phase UPS Inverters. IEEE Trans. Power Electron. 27 (6), 2994–3005.
- Kazmierkowski, M., Jasinski, M., Wrona, G., 2011. Dsp-based control of grid-connected power converters operating under grid distortions. IEEE Trans. Ind. Informat. 7 (2), 204–211.
- Peng, F. Z., Ott, G. W., Adams, D. J., Nov. 1998. Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems. IEEE Trans. Power Electron. 13 (6), 88–92.
- Qin, Z., Su, S., Lei, J., Dong, H., 2008. Study on intelligent control of three phase grid-connected inverter of wind power generation. In: Proc. International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA). Vol. 1. pp. 1149–1152.
- Rodríguez, J., Pontt, J., Silva, C. A., Correa, P., Lezana, P., Cortes, P., Ammann, U., Feb. 2007. Predictive current control of a voltage source inverter. IEEE Trans. Ind. Electron. 54 (1), 495–503.
- Rodríguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A., Liserre, M., Blaabjerg, F., 2006. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE. pp. 1–7.
- Time Engineers Ltd., Jan. 2014. The FreeRTOS.org project. <http://www.freertos.org/>.
- Vilathgamuwa, D., Loh, P. C., Li, Y., Oct. 2006. Protection of microgrids during utility voltage sags. IEEE Trans. Ind. Electron. 53 (5), 1427–1436.