



Diseño de controladores para inversores monofásicos operando en modo isla dentro de una microrred

R. Ortega^a, O. Carranza^a, Julio C. Sosa^a, V. García^a, R. Hernández^b

^a Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Cómputo Av. Bátiz s/n 07838, D.F., México.

^b Unidad Profesional Interdisciplinaria en Ingeniería y Tecnologías Avanzadas del Instituto Politécnico Nacional, Av. IPN 2580, 07340, D.F., México.

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño e implementación de tres controladores: control proporcional-integral, control proporcional-integral más controlador resonante y una nueva propuesta de control configurada con un control proporcional-integral + controlador proporcional más controlador resonante. El diseño de estos controladores está orientado a la operación de inversores en modo isla dentro del contexto de las microrredes, su rendimiento ha sido validado por medio de resultados de simulaciones y por medio de pruebas experimentales. Particularmente, la configuración de control propuesta presenta como ventaja respecto a los otros dos controladores, el evitar fenómenos de saturación que se presentan en los sistemas, los cuales ocurren cuando se presentan señales de control de gran amplitud. Además de mejorar el rechazo de perturbaciones que se presentan, cuando el inversor alimenta cargas lineales y no lineales. Es decir, con la combinación de ambos controladores, se consigue una solución adecuada para reducir la distorsión armónica total en la tensión de salida de un inversor monofásico, cuando se alimentan cargas en forma aislada o bien con el inversor desconectado de la red.

Palabras Clave:

Controlador PI-P, controlador resonante, inversor monofásico, microrred, modo isla.

1. Introducción

En los últimos años, se ha presentado un gran interés en las fuentes de energía renovable, que tienen la característica de no afectar al medio ambiente, como lo hacen las fuentes de energías convencionales basadas en combustible fósiles. Existen varios tipos de fuentes de energía renovables, dentro de las cuales destacan la energía eólica y la energía solar. Actualmente, la generación a través de energías renovables es una opción viable y se plantea que su uso sea de forma paralela a los esquemas de generación y distribución ya existentes. Con ello, se busca promover y diversificar la oferta energética, para que en un futuro jueguen un papel importante dentro de los nuevos esquemas tecnológico-ambientales de generación de energía eléctrica (Yingjun et al., 2009; Pastora et al., 2009; Mikati et al., 2012).

Un aspecto fundamental, para el uso de las energías renovables, es la necesidad de implementar interfaces que permitan su conexión a la red eléctrica, así como alimentar cargas directamente. A tales interfaces, se les conoce con el nombre de microrredes (Kyriakarakos et al., 2011). Otro aspecto importante a considerar, en este nuevo esquema de generación, es la

flexibilidad y autonomía con la que operan estas microrredes. Es decir, que en caso de fallos de la red de distribución, estas puedan proporcionar energía directamente al usuario, siendo con esto más flexibles que los esquemas de distribución de energía ya existentes. Este nuevo esquema de generación se denominan Generación Distribuida (*DG*) (Manfren et al., 2011).

Cuando las unidades de conversión de energía alimentan directamente la carga, se dice que operan en modo isla (Trujillo et al., 2010; Balaguer et al., 2010; Dan et al., 2014). Y su objetivo es garantizar la calidad en el suministro de energía, asegurando la forma de onda, la amplitud y la frecuencia de la señal que se alimenta a la carga; además de satisfacer incrementos de demanda de energía (Moreno et al., 2011). En este trabajo se propone el diseño de un controlador resonante (*CRes*) dentro de una configuración de control proporcional integral-proporcional (*PI-P*). Control que se ha designado con el nombre de control proporcional integral-proporcional más controlador resonante (*PI-P + CRes*) (Ogata, 2002; Zmood et al., 2003; Kyungbae et al., 2014). Con esta nueva propuesta de control se busca reducir la distorsión armónica total de la señal de tensión (*THD_v*) ante cargas lineales y no lineales (Infield et al., 2004; Barros et al., 2008; Suarez et al., 2005; Xiongfei et al., 2011). La aplicación de esta configuración de control se justifica ya que las corrientes armónicas generadas por las cargas incrementan las pérdidas, deterioran la calidad de la señal de tensión, producen una corriente extra por el hilo neutro y además provocan resonancia e

* Autor en correspondencia.

Correos electrónicos: rortegag@ipn.mx (R. Ortega)

interferencia (Emadi et al., 2005).

Este trabajo se encuentra organizado de la siguiente manera: inicialmente se presentan las principales características del sistema en estudio. En segundo lugar, se presenta el modelado del inversor, que permite obtener las funciones de transferencia necesarias, para el diseño de los lazos de control para que el inversor trabaje en modo isla. En tercer lugar, se presenta el diseño e implementación de los diferentes controladores que se emplean en el lazo de corriente y de tensión, respectivamente. En cuarto lugar, se valida el diseño de los controladores implementados, por medio de simulaciones realizadas en PSIM 7.0 (PSIM™, 2006) y mediante pruebas experimentales. Finalmente, se presentan las conclusiones del trabajo desarrollado.

2. Inversor monofásico

El inversor implementado es un tipo puente *H* con modulación bipolar sinusoidal por ancho de pulso (*PWM*), como se muestra en la Figura 1. Se eligió la modulación bipolar ya que esta reduce la corriente en modo común (*CCM*) (Cribier y Ferrieux, 2004). En la Tabla 1 se muestran los parámetros del inversor.

3. Modelo de pequeña señal del inversor

Con el fin de realizar un control realimentado lineal, aplicado a un circuito inherentemente no lineal como es un convertidor comutado (Inversor), se realiza una linealización de este, ante pequeñas perturbaciones en torno a su punto de operación. Al inversor se le aplica el modelo del comutador PWM (Vorperian, 1990; Sable et al., 1990), para obtener su modelo lineal a pequeña señal. Este modelo se emplea para diseñar los reguladores lineales para los lazos de control, los cuales tienen diferentes características.

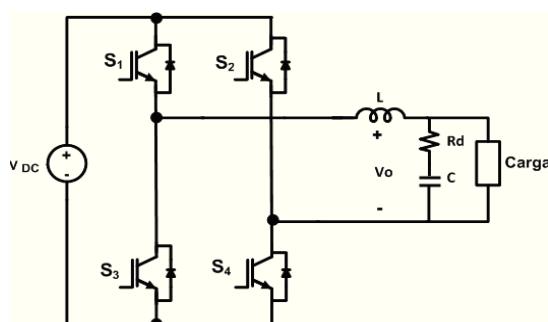


Figura 1. Esquema del inversor monofásico implementado.

Tabla 1. Parámetros del inversor bajo estudio

Parámetros	Valor
Potencia nominal del inversor (P)	440 W
Tensión de la DC LINK (V _{DC})	400 V
Tensión de salida del inversor (V _O)	230V _{RMS}
Frecuencia de salida del inversor (f _g)	50 Hz
Inductancia de salida inversor (L)	19 mH
Condensador de salida del inversor(C)	600 nF
Resistencia de damping (R _d)	5 Ω
Frecuencia de comutación del inversor (f _{si})	20 kHz
Resistencia de carga (R _{CARGA})	17.16 Ω

Para el diseño de los controladores, es necesario identificar las funciones de transferencia que corresponden con las variables de control. Estas funciones se obtienen del modelo lineal a pequeña señal del inversor.

En esta sección, el circuito del inversor se promedia y perturba entorno al punto de operación con la finalidad de obtener un modelo lineal de pequeña señal.

La dinámica del inversor es similar a la de un circuito Buck (Mohan et al., 2003), teniendo en cuenta que en el punto de operación, se manejan señales periódicas variante en el tiempo de 50 Hz, que depende del ciclo de trabajo (*D*), del es el voltaje de salida (*V_o*) y de la corriente en el inductor del filtro de salida del inversor (*I_L*), respectivamente.

La ecuación (1) muestra la relación que se tiene entre la tensión de salida del inversor, *v_o*, y la entrada de tensión, *V_{DC}*, en términos del promedio del ciclo de trabajo *d*. El promedio de cada variable se calcula en cada ciclo de la frecuencia de conmutación.

$$V_0 = V_{DC} \cdot (2 \cdot d - 1) \quad (1)$$

Si se asume que cada variable promediada *x*, puede ser presentada como *x* = *X* + *Ẋ*. Donde *X* es el valor de la variable en el punto de operación (un valor constante o un valor con variaciones periódicas a 50 Hz), y *Ẋ* representa la variación de pequeña señal entorno al punto de operación. Entonces, la expresión (1) se puede reescribir como (2).

$$V_0 + \hat{V}_0 = (V_{DC} + \hat{V}_{DC}) \cdot (2 \cdot (D + \hat{d}) - 1) \quad (2)$$

Separando valores en el punto de operación (*OP*) y valores de pequeña señal, se obtiene:

$$V_0 = V_{DC} \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (3)$$

$$\hat{V}_0 = \hat{V}_{DC} \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d} \quad (4)$$

De forma similar se obtiene la corriente de entrada y de salida en el punto de operación y de pequeña señal.

$$I_i = I_L \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (5)$$

$$\hat{i}_i = \hat{i}_L \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot I_L \cdot \hat{d} \quad (6)$$

En la Figura 2, se presenta el modelo equivalente del punto de operación del inversor.

En el modelo equivalente, las variables promediadas *D'* (*t*) = 2 · *D*(*t*) - 1, *I_L*(*t*) y *V_o*(*t*) experimentan una pequeña variación (50Hz) en términos de la frecuencia de comutación. Es estas condiciones, el punto de operación tiene variaciones a 50 Hz.

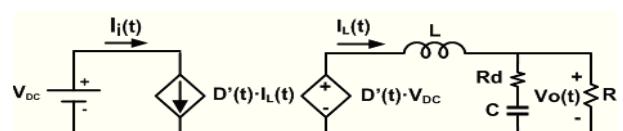


Figura 2. Modelo equivalente del punto de operación del inversor.

Donde, $D(t)$ es el ciclo de trabajo en el punto de operación y $D'(t)=2\cdot D(t)-1$.

Las ecuaciones (7) y (8) muestran las relaciones establecidas para la corriente en el inductor, $I_L(t)$, y el ciclo de trabajo, $D(t)$ en el punto de operación.

$$I_L(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{0_{RMS}}}{R} \cdot \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{0_{RMS}}}{|Z_C|} \cdot \cos(\omega t - \phi_C) \quad (7)$$

$$D(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_{0_{RMS}}}{\sqrt{2} \cdot V_{DC}} \cdot \left(-\frac{\omega \cdot L}{R} \cdot \sin(\omega t) - \frac{\omega \cdot L}{|Z_C|} \cdot \sin(\omega t - \phi_C) + \cos(\omega t) \right) \quad (8)$$

Siendo,

$$|Z_C| = \sqrt{(R_d)^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C} \right)^2} \text{ y } \phi = \arctan \left(-\frac{1}{\omega \cdot C \cdot R_d} \right)$$

Con base en las pequeñas perturbaciones alrededor del punto de operación, se establece el modelo en pequeña señal que se presenta en la Figura 3.

En la Figura 3, las magnitudes \hat{v}_{DC} , \hat{i}_L , \hat{d} y \hat{v}_o denotan que son términos de pequeña señal.

A partir del modelo de pequeña señal de la Figura 3 y la configuración de control modo corriente media (ACC) (Benavent et al., 2005) de la Figura 4, se obtiene la función de transferencia que relaciona la corriente en el inductor con el ciclo de trabajo, $G_{iL_d}(s)$. Asimismo, se obtiene la función de transferencia que relaciona la tensión salida \hat{v}_o con \hat{v}_c , es decir, $G_{v_o_v_c}(s)$. Funciones de transferencia que permiten calcular los reguladores del lazo de corriente y del lazo de tensión de la salida del inversor, respectivamente.

4. Esquema de control empleado en el inversor

El inversor controla la corriente en el inductor y la tensión de salida, para lo cual se implementa un control ACC, como se muestra en la Figura 4.

Dónde, $G_v(s)$ es la función de transferencia del controlador de tensión, $G_s(s)$ es la función de transferencia del controlador de corriente y $RD(s)$ es un retardo digital de un periodo de conmutación. Para este caso, el retardo digital se expresa como una función de transferencia de segundo orden, que es la aproximación de e^{-sT} (Ogata, 2002).

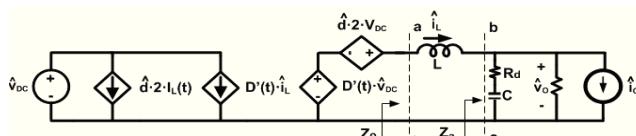


Figura 3. Modelo de pequeña señal del inversor.

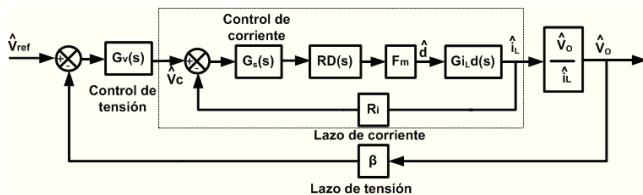


Figura 4. Esquema de control de corriente media ACC para inversor

$$RD(s) = e^{-Ts} = \frac{1 - \frac{T \cdot s}{2} + \frac{(T \cdot s)^2}{8}}{1 + \frac{T \cdot s}{2} + \frac{(T \cdot s)^2}{8}} \quad (9)$$

De donde T es el periodo de conmutación ($T = 50 \mu s$). Con esta consideración, la frecuencia de actualización del control de corriente es de $40 kHz$.

F_m es la ganancia del modulador PWM bipolar y se define como:

$$F_m = \frac{1}{V_{pp-Triangular}} = 1 \quad (10)$$

R_i es la ganancia del sensor de corriente ($R_i = 0.2$) y β es la ganancia del sensor de tensión ($\beta = 0.006$).

El esquema de control ACC presentado en la Figura 4, se elige para este modo de operación del inversor, al considerar que se tiene que controlar la corriente media en el inductor del filtro de salida y la tensión de salida del inversor, parámetros que son proporcionados directamente a la carga. Su elección también se justifica, debido a que este esquema de control presenta menos distorsión que el control de corriente pico (CIC), para generar corriente alterna.

Las funciones de transferencia en lazo abierto de la etapa de potencia, que relacionan la tensión de salida con el ciclo de trabajo ($G_{v_o_d}(s)$) y la corriente en el inductor de salida con el ciclo de trabajo ($G_{iL_d}(s)$), se extraen de los modelos dinámicos establecidos en la Figura 3 y la Figura 4. Dichas funciones de transferencia se muestran en (11) y (12).

$$G_{v_o_d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{i}_{Io}=0} = \frac{2 \cdot V_{DC} \cdot Z_a}{Z_a + s \cdot L} \quad (11)$$

$$G_{iL_d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} = \frac{2 \cdot V_{DC}}{Z_a + s \cdot L} \quad (12)$$

Donde Z_a es la impedancia de carga, que se encuentra en paralelo con la resistencia de damping y el capacitor de salida y V_{DC} es la tensión en la DC_Link. La impedancia de carga está definida por (13).

$$Z_a = \left(R_d + \frac{1}{s \cdot C} \right) \parallel R = \frac{(s \cdot C \cdot R_d + 1) \cdot R}{s \cdot C \cdot (R_d + R) + 1} \quad (13)$$

El bloque marcado como \hat{v}_o / \hat{i}_L en la Figura 4, representa la función de transferencia que relaciona el voltaje de salida con la corriente en el inductor. Esta función de transferencia se emplea para diseñar el control del lazo de corriente del inversor y se define por (14).

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \cdot \left(\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right)^{-1} \quad (14)$$

5. Diseño del controlador de corriente

El controlador de corriente se implementa a partir de un controlador proporcional más controlador resonante ($P + CRes$). Donde el controlador resonante se considera un controlador armónico, si sus frecuencias son múltiplos de la fundamental (Zmood y Holmes, 2003; Shoeiby et al., 2014), sumado a un control proporcional (P) (Ogata, 2002; Kuo and Golnaraghi, 2002). Dicho controlador tiene como objetivo introducir en el lazo de corriente una alta ganancia a la frecuencia de la señal de consigna y proveer a la salida la contribución necesaria para anular el efecto causado por las perturbaciones de la red eléctrica, por esta razón se optó por implementar únicamente un resonante a la frecuencia de la red. Esto se justifica, debido a que en operación isla, el objetivo del inversor es mantener la forma de onda, amplitud y frecuencia de la señal de tensión que se proporciona a la carga. Lo que contrasta con la señal de corriente ya que sus características dependerán de del tipo de carga que se alimente.

Para el diseño del controlador de corriente se recomienda tener en cuenta las siguientes consideraciones. Diseñar el controlador para tener un frecuencia de cruce, en el lazo de corriente diez veces menor que la frecuencia de conmutación del inversor ($f_s = 20\text{ kHz}$), manteniendo márgenes de estabilidad adecuados, con un margen de ganancia cercano a 5dB y un margen de fase mayor a 50 grados (Benavent et al., 2005). Para esta aplicación, el controlador empleado es un $P + Resonante$ ($P + CRes$), el cual se define por (15).

$$G_S(s) = K_p + CRes \quad (15)$$

Donde $CRes$ es representado por un filtro de segundo orden y su función de transferencia es expresada por (16).

$$CRes = \frac{K_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + (\omega_h^2)} \quad (16)$$

Donde $\omega_h = h * \omega_0$, se define como la pulsación de la resonancia múltiplo de la fundamental, K_h es la ganancia del pico de resonancia a la frecuencia ω_h y B_h es el ancho de banda en rad/seg. Para esta aplicación $h = 1$, $K_h = 100$, $B_h = 2\pi$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 50$. El valor de K_p se determinará a partir de (17), y en la Tabla 2 se describen sus parámetros.

$$K_p = \frac{L \cdot \omega_{c_deseada}}{R_i \cdot F_m \cdot 2 \cdot V_{DC}} = 1.3 \quad (17)$$

Donde $\omega_{c_deseada} = 2\pi \cdot 1700$.

Tabla 2. Parámetros de la ecuación (17).

Parámetro	Descripción
K_p	Ganancia proporcional
L	Inductancia de salida del inversor
$\omega_{c_deseada}$	Frecuencia de cruce del lazo de corriente
R_i	Ganancia del sensor de corriente
F_m	Ganancia del modulador PWM bipolar
V_{DC}	Tensión de la DC Link

Los valores de los parámetros del control resonante como son: la ganancia del pico de resonancia K_h y su ancho de banda B_h , se determinan considerando que su inserción dentro del lazo de corriente no debe afectar la estabilidad global del sistema, manteniendo parámetros de estabilidad adecuados. En el caso de $\omega_{c_deseada}$ se elige teniendo en cuenta que su valor debe ser cercano a la mitad de la frecuencia de conmutación del inversor.

En la Figura 5, se muestra el diagrama de Bode para el lazo de corriente de la Figura 4, el cual se define en (18).

$$T_i(s) = G_{iL} \cdot d(s) \cdot F_m \cdot R_i \cdot G_s(s) \quad (18)$$

La implementación de este controlador produce un margen de fase de 64.4° , un margen de ganancia de 8.66 dB y una frecuencia de cruce de 2.2 kHz .

6. Controlador de tensión

El controlador de tensión que regula la tensión de salida del inversor \hat{v}_o , se implementa bajo el mismo esquema de control de corriente media (ACC). Este controlador fija la referencia a seguir por el controlador de corriente. Las funciones de transferencia de interés para el diseño del controlador del lazo de tensión son la que relaciona la tensión de salida con el ciclo de trabajo ($Gv_o \cdot d(s)$) y la tensión de salida con \hat{v}_c ($Gv_o \cdot v_c(s)$) las cuales están determinadas por (19) y (20).

$$Gv_o \cdot d(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC} = \hat{i}_{o=0}} = \frac{2 \cdot V_{DC} \cdot Z_a}{Z_a + s \cdot L} \quad (19)$$

$$Gv_o \cdot v_c(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \cdot \left(\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right)^{-1} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} \quad (20)$$

Siendo:

$$G_{iL-v_c}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{T_i(s)}{R_i \cdot (1 + T_i(s))} \quad (21)$$

Para su diseño se emplean las siguientes configuraciones de controladores: controlador proporcional-integral (PI), controlador $PI + Resonante$ ($PI + CRes$) y la nueva propuesta $PI-P + Resonante$ ($PI-P + CRes$).

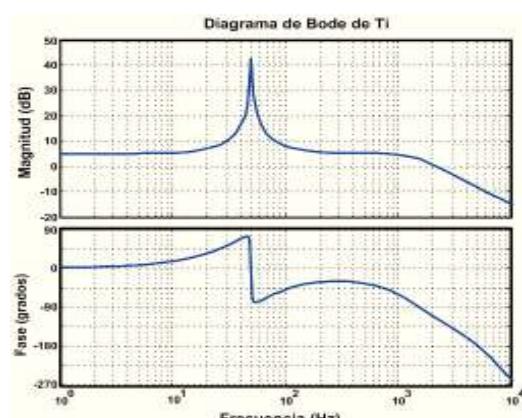


Figura 5. Diagrama de Bode del lazo de corriente T_i .

Con los controladores propuestos se pretende tener un adecuado seguimiento de consigna, y un buen rechazo de perturbaciones cuando el inversor se encuentra alimentando carga directamente, es decir, aislado de la red eléctrica. Además estos controladores buscan reducir la distorsión armónica en la tensión de salida del inversor, cuando este se encuentra alimentando una carga lineal y una no lineal.

Considerando que el controlador del lazo de tensión fija la referencia a seguir por el controlador del lazo de corriente, este debe de diseñarse con un ancho de banda menor respecto al que se tiene en el controlador de lazo de corriente. Con esta consideración, el resonante incluido en el lazo de corriente actuará de forma independiente a los resonantes diseñados para el controlador del lazo de tensión. Es decir, los resonantes del lazo de tensión tienen la finalidad de atenuar las perturbaciones originadas por la carga, cuando el inversor alimenta las cargas en operación isla. Mientras que el resonante involucrado en el lazo de corriente tendrá la finalidad de proveer a la salida la contribución necesaria para anular el efecto causado por las perturbaciones de la red eléctrica.

De esta manera, en esta sección se describen los controladores utilizados.

6.1. Controlador de tensión PI

El controlador proporcional integral (PI) (Ogata, 2002) tiene como objetivo, obtener una respuesta estable del sistema sin error en estado estacionario. Esto se logra adicionando la acción integral a la acción proporcional. Particularmente, este controlador cumple con tal objetivo siempre y cuando la referencia y las perturbaciones sean constantes, lo cual, se presenta cuando las cargas alimentadas por el inversor son lineales. Sin embargo, ante la presencia de cargas no lineales su rendimiento disminuye considerablemente, ya que a la frecuencia de los armónicos de la carga, presenta una ganancia pequeña. Según se puede apreciar en el diagrama de Bode de la Figura 7(b).

El objetivo de este controlador es mantener la forma de onda, amplitud y frecuencia de la señal de tensión que habrá de suministrarse a la carga. Este controlador se diseña para una frecuencia de cruce menor a la frecuencia de cruce del lazo de corriente, considerando que el controlador del lazo de tensión establece la referencia a seguir por el control del lazo de corriente (Benavent et al., 2005). Bajo este concepto la velocidad de respuesta del lazo de corriente siempre debe ser mayor a la del lazo de tensión con la finalidad de mantener la estabilidad en el sistema.

El diseño del controlador PI se obtiene a partir del esquema mostrado en la Figura 6.

El controlador que cumple con los criterios de estabilidad y las características de la señal deseada es el que se presenta en la expresión (22).

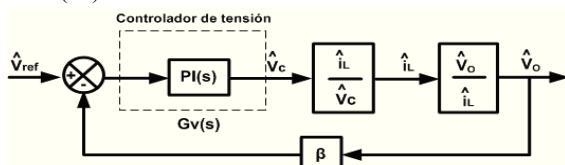


Figura 6. Control ACC con controlador PI en el lazo de tensión del inversor.

$$PI(s) = 0.20448 \cdot \frac{s + 4270}{s} \quad (22)$$

La ganancia del lazo de tensión que se obtiene con la implementación de este controlador, se obtiene mediante (23):

$$T_{V_{-PI}}(s) = G_{vo_vc}(s) \cdot \beta \cdot PI(s) \quad (23)$$

Con este controlador PI se obtienen siguientes características: un margen de fase de 96.7° , un margen de ganancia de $6 dB$ y una frecuencia de cruce de $780 Hz$. Las Figuras 7(a) y 7(b) muestran el diagrama de lugar de las raíces y el diagrama de Bode, respectivamente, donde se observan dichos parámetros.

6.2. Control PI + Resonante

Para el diseño del controlador Control PI + Resonante se emplea el controlador PI mostrado en la expresión (22), al cual se le agrega un controlador resonante. El controlador resonante tiene el objetivo de mejorar el seguimiento de la señal de consigna y tener una atenuación de las componentes armónicas múltiples de la fundamental, que se presentan al alimentar cargas no lineales. El diseño de este controlador se obtiene a partir del diagrama a bloques de la Figura 8.

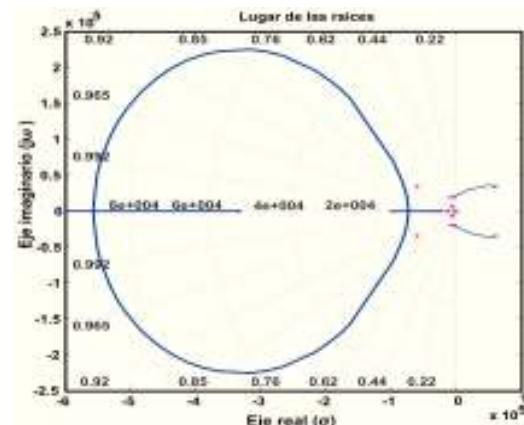


Figura 7(a). Lugar de raíces que se obtuvo con la implementación del controlador PI.

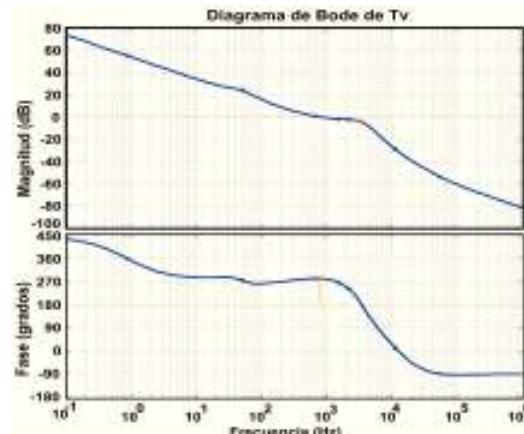


Figura 7(b). Diagrama de Bode del lazo de tensión T_v que se obtiene con la implementación del controlador PI.

Es importante mencionar que el número de resonantes empleados en el diseño de este controlador está limitado por el ancho de banda máximo permitido en el diseño del lazo de control de tensión. Es decir, el diseño debe de cumplir con los mismos criterios de estabilidad y seguimiento de consigna que se especifican para el diseño del controlador *PI*. El controlador resonante no debe afectar la estabilidad global del sistema y si mejorar el rechazo de perturbaciones, con respecto a la implementación del controlador *PI*. El controlador diseñado se muestra en (24).

$$Gv_CRes(s) = PI(s) + \sum_{h=1}^{11} \frac{K_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + (\omega_h^2)}, h = impar \quad (24)$$

Dónde $PI(s)$ es el controlador mostrado en (22), y los resonantes se diseñan para la frecuencia del fundamental y de los cinco primeros armónicos impares: 3, 5, 7, 9 y 11 a los cuales se les asignaron ganancias $K_h = 50, 35, 20, 20, 20$ con anchos de banda $B_h = 2\cdot\pi\cdot 0.3, 2\cdot\pi\cdot 0.9, 2\cdot\pi\cdot 1.5, 2\cdot\pi\cdot 2.1, 2\cdot\pi\cdot 2.7, 2\cdot\pi\cdot 3.3$, respectivamente. Con base en estos datos de diseño del controlador, se obtiene el diagrama de bode del lazo de tensión a partir de la expresión (25).

$$T_{V_{-PI+CRes}}(s) = Gv_{-}CRes(s) \cdot Gvo_{-}vc(s) \cdot \beta \quad (25)$$

Las Figura 9(a) y 9(b) muestran el diagrama de lugar de las raíces y el diagrama de Bode, respectivamente, cuando se emplea un controlador $PI + C_{Res}$. En este caso, se obtienen márgenes de estabilidad por debajo de los valores recomendados, ya que el margen de fase se encuentra por debajo de *50 grados* y la ganancia se encuentra por debajo de *5 dB*. Lo más relevante es que la frecuencia de corte del lazo de tensión es de *2 kHz*, valor que está muy cercano a la frecuencia de corte del lazo de corriente, que es de *2.2 kHz*. Esta situación reduce el rendimiento de este controlador, como se muestra en los resultados obtenidos por medio de simulaciones y pruebas experimentales.

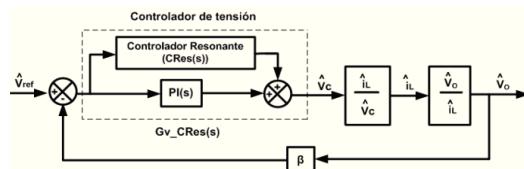


Figura 8. Control ACC con controlador PI + CRes en el lazo de tensión.

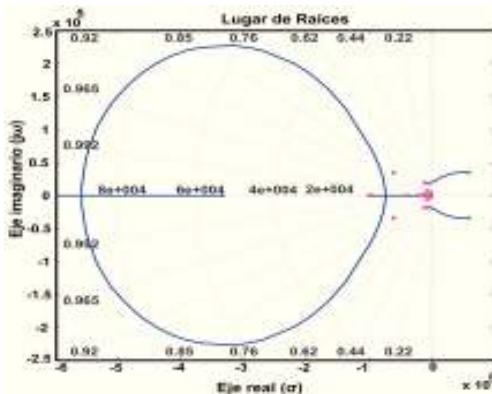


Figura 9(a). Lugar de raíces que se obtuvo con la implementación del controlador PI + CRes.

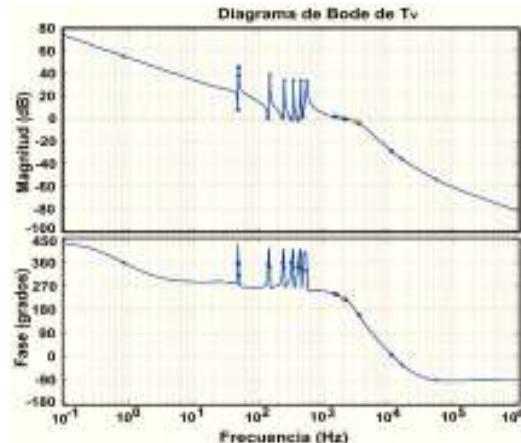


Figura 9(b). Diagrama de Bode del lazo de tensión T_v que se obtiene con la implementación del controlador PI + CRes.

Considerando lo anterior, se propone una nueva configuración de control, que bajo las mismas condiciones de operación ofrezca un mejor rendimiento.

6.3. Controlador PI-P + Resonante

Se puede demostrar que a partir de un controlador *PID* se puede obtener, diferentes configuraciones de control. Es decir, si se mueve alguna o algunas de las acciones del controlador *PID* al lazo de realimentación, se obtienen configuraciones de control tales como: *PI-D*, la cual se obtiene moviendo la acción de control derivativa a la trayectoria de realimentación y una configuración de control *I-PD*, que se obtiene moviendo las acciones de control proporcional y derivativa a la trayectoria de realimentación. Sin embargo, existe la posibilidad de mover solo algunas partes de las acciones del controlador *PID* al lazo de realimentación, conservando las partes restantes en la trayectoria directa.

Estas estrategias dan lugar a una configuración de control *PI-PD*, cuyas características se encuentran entre el control *PID* y el control *I-PD* (Ogata, 2002).

Bajo el concepto de diseño del controladores *PI-PD* se propone para esta aplicación un controlador *PI-P + CRes* (Ogata, 2002; Kuo y Golnaraghi, 2002; Zmood y Holmes, 2003). La idea básica del control *PI-P* es evitar que las señales de control grandes puedan provocar fenómenos de saturación dentro del sistema. La acción de control proporcional se divide y se traslada a la trayectoria de realimentación. Bajo estas circunstancias se seleccionan valores más grandes para K_p que los que se obtener mediante el esquema de control *PID* (Ogata, 2002).

Las desventajas que presenta la aplicación del controlador *PI* respecto de la configuración de control *PI-P* son las siguientes: el controlador *PI* se diseña para tener un buen seguimiento de consigna o para tener un buen rechazo de perturbaciones. Es decir, sólo se puede diseñar para realizar una de estas tareas a la vez. Con esta restricción, normalmente este controlador se diseña para tener un buen seguimiento de consigna, por lo que su rendimiento ante el rechazo de perturbaciones estará limitado.

Por otro lado, el controlador *Pi-P* tiene como característica poseer dentro de su configuración dos controladores, el

controlador PI y el controlador P , lo que representa una ventaja respecto al controlador PI . En esta configuración, el control PI se encontrará en la trayectoria directa del lazo de tensión, por lo que su diseño contribuirá a tener un buen seguimiento de consigna. Mientras que el controlador P se ubicará en la trayectoria de realimentación del lazo de tensión y su diseño contribuye a que esta configuración presente un mejor rechazo de perturbaciones respecto a la que se tiene con la implementación del controlador PI .

Teniendo en cuenta la característica de la configuración de control $PI-P$, inicialmente debe diseñarse el controlador P considerando que este se encuentra ubicado en el lazo interno del lazo de tensión. Es decir, el controlador P debe diseñarse para un ancho de banda mayor con respecto al que deberá tener el controlador PI que se encuentra ubicado en el lazo externo del lazo de tensión. Evidentemente, el ancho de banda el controlador P estará limitado por el ancho de banda del controlador del lazo de corriente, el cual debe ser siempre mayor que cualquier controlador diseñado para el lazo de tensión.

Por otro lado, la adición del controlador resonante dentro de la configuración de control $PI-P$ permite mejorar el rechazo de perturbaciones ante la presencia de cargas no lineales, manteniendo un buen seguimiento de consigna. Particularmente el controlador resonante se sumará a la acción de control PI , que se encuentra en la trayectoria directa del lazo de tensión.

El diseño e implementación de este controlador tiene como objetivo demostrar que su rendimiento ante rechazo de perturbaciones resulta ser mejor respecto del que presentan los controladores PI y $PI + CRes$.

Para observar el rendimiento que presenta el controlador $PI-P$ con respecto al que presenta el controlador PI , en su diseño se debe agregar el mismo controlador resonante que se diseñó para el controlador PI . Esta consideración permite evaluar el rendimiento de los dos controladores en igualdad de condiciones de operación y así mismo proporciona información precisa del porque la configuración de control $PI-P$ resulta ser mejor para esta aplicación. El diseño del controlador se basa en el diagrama a bloques de control en cascada que se muestra en la Figura 10.

6.4. Método de diseño del controlador $PI-P + CRes$

El método de diseño se realiza en tres etapas: diseño del controlador $C2$, diseño del controlador $C1$ y diseño del controlador resonante.

A. Diseño del controlador $C2(s)$

Inicialmente se diseña $C2(s)$ con una estructura de control Proporcional.

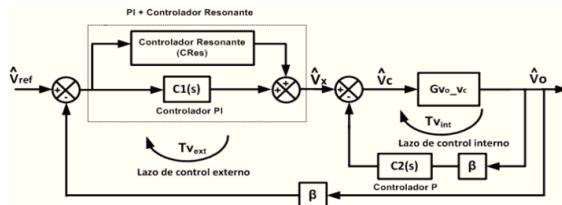


Figura 10. Diagrama de bloques en configuración cascada con controlador $PI-P + CRes$ en el lazo de tensión.

El control proporcional se ajusta para tener un rechazo de perturbaciones adecuado. Este controlador se debe diseñar con un ancho de banda menor al del lazo de corriente. El controlador que satisface las condiciones de diseño se expresa por (26).

$$C2(s) = 0.26 \quad (26)$$

Una vez calculado $C2(s)$ se determina la función de transferencia a lazo cerrado, del lazo interno TV_{int} , obteniendo (27).

$$G_{int}(s) = \frac{\hat{V}_O}{\hat{V}_x} = \frac{G_{vo_vc}}{1 + G_{vo_vc} * \beta * C2} \quad (27)$$

B. Diseño del control $C1(s)$

A partir de (27) y con el diseño del controlador $C2(s)$ se procede a diseñar el controlador $C1(s)$ con una estructura $PI(s)$. La restricción es que con al diseñar este controlador se debe obtener, un ancho de banda en TV_{ext} menor al ancho de banda de TV_{int} . Este controlador tiene como objetivo, presentar un buen seguimiento de consigna con error cero en estado estacionario. El controlador que cumple con esta característica está definido por la expresión (28).

$$C1(s) = PI(s) = 0.0366 \cdot \frac{s + 21800}{s} \quad (28)$$

C. Diseño del controlador resonante

Una vez diseñados los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$, que garantizan la estabilidad del sistema con un adecuado rechazo de perturbaciones y un buen seguimiento de consigna, la siguiente etapa es diseñar el controlador resonante que se encuentra en paralelo con el controlador $C1(s)$, como muestra en la Figura 10. Este controlador se diseña de forma independiente a los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$, garantizando que su inserción no afecte la estabilidad global del sistema.

Teniendo como objetivo, contribuir al rechazo de perturbaciones, al proveer una alta ganancia a las frecuencias armónicas producidas por la carga. El controlador resonante se diseña con las mismas características de operación que las del controlador resonante empleado en el controlador $PI + CRes$.

Aplicando álgebra de bloques al diagrama mostrado en la Figura 8, se obtiene la ganancia de lazo de tensión que se expresa por (29).

$$TV_{PI-P+CRes} = \left[C1(s) + \sum_{h=1}^{11} \frac{K_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + (\omega_h^2)} \right] \cdot G_{int}(s) \cdot \beta \quad (29)$$

Las Figuras 11(a) y 11(b) muestran el lugar de las raíces y el diagrama de bode de la ganancia del lazo de tensión TV_v , respectivamente. Los datos del controlador $PI-P + CRes$ se sustituye en la expresión de TV_v . En estos diagramas se observa que se obtienen márgenes de estabilidad adecuados con las siguientes características: Margen de fase de 53.8° , margen de ganancia de $7.91 dB$ y una frecuencia de cruce de $1 kHz$.

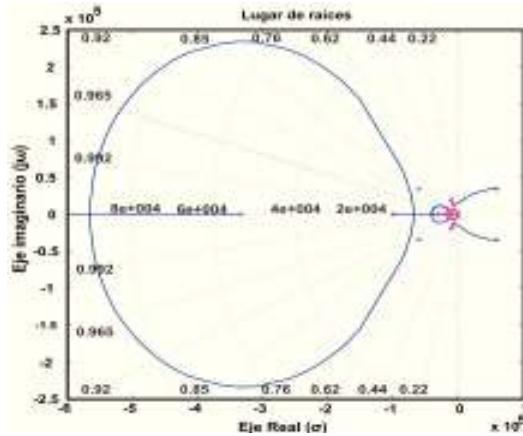


Figura 11(a). Lugar de raíces que se obtuvo con la implementación del controlador PI-P + CRes.

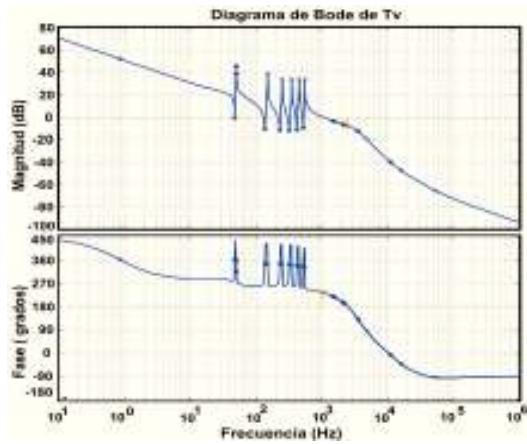


Figura 11(b). Diagrama de Bode del lazo de tensión T_v que se obtuvo con la implementación del controlador PI-P + CRes.

El diagrama de Bode de la Figura 12, muestra de forma conjunta la ganancia del lazo de tensión T_v que se obtiene con la implementación de los tres controladores: PI , $PI + CRes$ y $PI-P + CRes$.

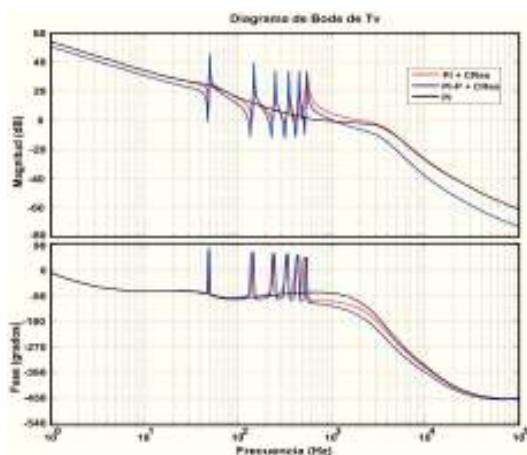


Figura 12. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el controlador PI, PI + CRes y PI-P + CRes.

En la Figura 12 se observa que con los controladores $PI + CRes$ y $PI-P + CRes$ se obtienen las mismas ganancias a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga, considerando que en ambas configuraciones se implementaron igual número de resonantes con idénticas características de diseño de K_h y B_h , respectivamente. Esta característica permite observar que ambas configuraciones presenten el mismo rendimiento ante rechazo de perturbaciones. Sin embargo, al observar la frecuencia de cruce, que se obtuvo con la implementación de ambos controladores en el lazo de tensión. Se puede ver que con el controlador $PI + CRes$ se presenta una frecuencia de cruce mucho mayor con respecto a la que se obtiene con la implementación del controlador $PI-P + CRes$, siendo de 2.0 kHz y 1.0 kHz , respectivamente.

Realizando un análisis de los resultados de frecuencia obtenidos, es posible concluir que con la implementación de controlador $PI + CRes$ en el lazo de tensión del inversor, se presenta una frecuencia de cruce muy cercana a la frecuencia de cruce del lazo de corriente que es de 2.2 kHz . Esto resulta ser una desventaja desde el punto de vista de diseño e implementación del controlador, con respecto al diseño e implementación en el lazo de tensión del controlador $PI-P + CRes$, el cual presentó una frecuencia de cruce de 1 kHz . Este hecho se justifica ya que el lazo de tensión da la referencia a seguir por el lazo de corriente, por lo que el ancho de banda del lazo de corriente siempre debe ser mayor que el ancho de banda del lazo de tensión.

Por otro lado, con la implementación del controlador PI en el lazo de tensión, se obtiene menor ganancia a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga. Lo que origina que este controlador presente un menor rechazo de perturbaciones, aunque se obtiene una frecuencia de cruce adecuada, con un valor de 780 Hz .

En la Figura 13, se muestra el diagrama de Bode de seguimiento de consigna ($v_o - v_{ref}$) que se obtiene con la implementación de los tres controladores $PI-P + CRes$, $PI + CRes$ y el controlador PI , donde se observa un mejor seguimiento de consigna con la implementación del controlador $PI-P + CRes$, en todo el rango de frecuencia para el cual está diseñado.

Las gráficas de la ganancia en este diagrama de bode se encuentran montadas en un valor de 44.43 dB , ya que en este lazo se tiene una ganancia de sensado $\beta = 0.006$.

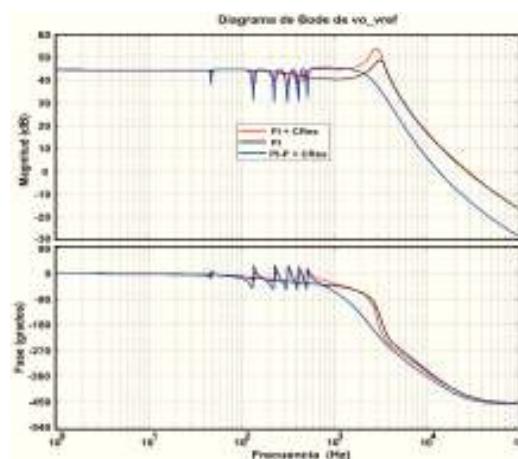


Figura 13. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o - v_{ref}$ para el control PI, PI + CRes y PI-P + CRes.

Las características de estabilidad que se obtuvieron con la implementación de los tres reguladores en el lazo de tensión se muestran en la Tabla 3.

El rendimiento de cada uno de los controladores se corrobora con los resultados obtenidos por medio de simulaciones y pruebas experimentales.

7. Resultados de simulaciones

Los resultados de las simulaciones del inversor operando en modo isla, se realizaron por medio del simulador *PSIM 7.0*. (*PSIM*, 2006).

Las pruebas se desarrollan con una carga lineal puramente resistiva de 170Ω , equivalente a una potencia de $315 W$, con un voltaje de salida del inversor de $230 V_{RMS}$. Y una carga no lineal, que está compuesta por un rectificador de diodos monofásico y un filtro con una capacitancia de $C_f = 90\mu F$ y una resistencia de 680Ω . Cabe señalar que el rectificador no tiene inductancia de entrada, por lo que esto representa un valor alto de la carga no lineal con un factor de cresta de $CF = 4.6$ y una potencia aparente de $S = 130 VA$ cuando se conecta a una tensión de red sinusoidal de $230 V_{RMS}$.

La Figura 14, muestra la simulación y formas de onda de tensión y corriente del inversor cuando trabaja en modo isla con una carga lineal puramente resistiva con las características descritas en el párrafo anterior. Estos resultados se obtuvieron con la implementación de un controlador $P + CRes$ en su lazo de corriente y de un controlador $PI-P + CRes$ en su lazo de tensión. Resultados que fueron semejantes con la implementación en el lazo de tensión del inversor de los controladores PI y $PI + CRes$.

Tabla 3. Resumen de parámetros de estabilidad

Controladores de tensión	Margen de fase (grados)	Margen de ganancia (dB)	Frecuencia de cruce (Hz)
PI	96.7	6.0	780
PI + CRes	45.42	2.51	2000
PI-P + CRes	53.8	7.9	1000

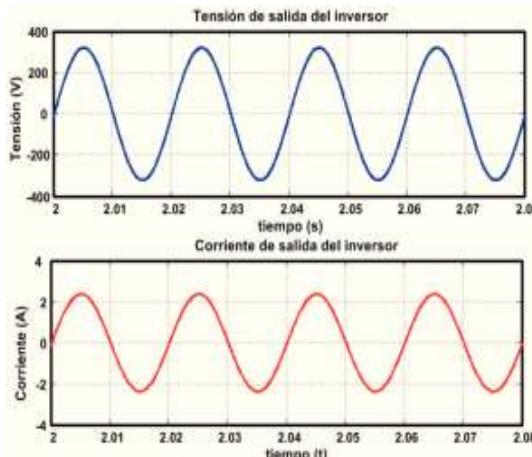


Figura 14. Forma de onda de la tensión de salida y corriente del inversor para carga lineal con controlador $PI-P + CRes$, $THD_v = 0.9\%$.

En la Figura 15, se muestra la simulación y formas de onda de la tensión y corriente de salida del inversor, cuando trabaja en modo isla con carga no lineal. Esto resulta de la implementación del controlador $P + CRes$ en su lazo de corriente y del controlador PI en su lazo de tensión. En esta figura se observa una alta distorsión de la señal de tensión, es decir, la forma de onda tiene un $THD_v = 9.2\%$, este valor se encuentra fuera de la normativa, ya que el máximo permitido es de 5%, según se establece en el estándar *IEEE 519-1992* (IEEE, 1993).

En la Figura 16, se muestra la simulación y formas de onda de la tensión y corriente de salida del inversor, cuando trabaja en modo isla con carga no lineal. Esto resulta de la implementación del controlador $P + CRes$ en su lazo de corriente y del controlador $PI + CRes$ en su lazo de tensión.

En la Figura 16, se observa una menor distorsión con respecto a la que se obtuvo con la implementación del controlador PI , de donde se obtiene un $THD_v = 4.6\%$, dicho valor está muy cercano al máximo permitido por la normatividad.

En la Figura 17, se muestra la simulación y formas de onda de la tensión y corriente de salida del inversor, cuando trabaja en modo isla con carga no lineal. Esto resulta de la implementación del controlador $P + CRes$ en el lazo de corriente y del controlador $PI-P + CRes$ en el lazo de tensión.

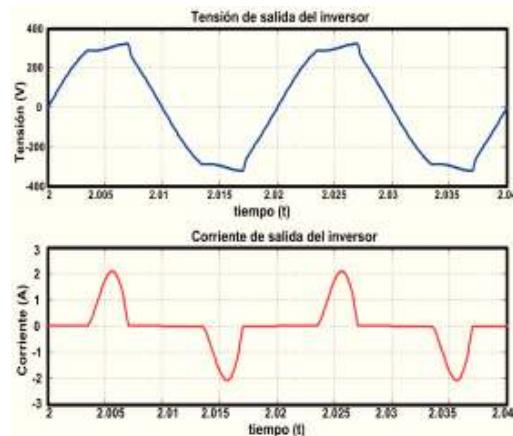


Figura 15. Forma de onda de la tensión de salida para carga no lineal con controlador PI , $THD_v = 9.2\%$.

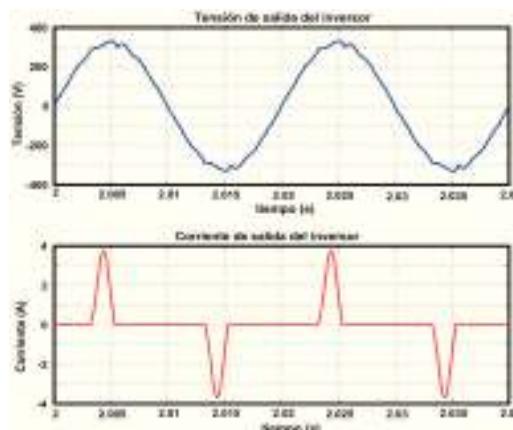


Figura 16. Forma de onda de la tensión de salida para carga no lineal con controlador $PI + CRes$, $THD_v = 4.6\%$.

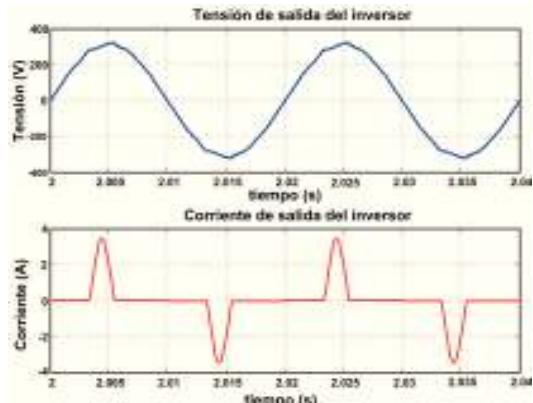


Figura 17. Forma de onda de la tensión de salida para carga no lineal con controlador PI-P + CRes. $THD_v = 2.2\%$.

Al analizar la Figura 17 se observa que con la implementación del controlador PI-P + CRes, se obtiene un mejor rendimiento de este controlador, respecto al obtenido con la implementación del controlador PI y del PI + CRes en el lazo de tensión del inversor. Además, se obtiene una adecuada forma de onda, amplitud y frecuencia de la señal en tensión que se suministra a la carga, obteniendo un $THD_v = 2.2\%$.

8. Resultados experimentales

Las mediciones experimentales se realizaron en un inversor monofásico de 440 W. Los controladores fueron implementados en un microcontrolador TMS320F28335, a una frecuencia de muestreo de 40 kHz.

Las pruebas experimentales del inversor se desarrollaron bajo las mismas condiciones de operación que se presentaron por medio de simulaciones, esto con la finalidad de tener resultados comparables. Es decir, para la realización de las pruebas experimentales se utilizan los mismos valores de carga lineal y no lineal que se emplearon en las simulaciones realizadas.

La Figura 18 presenta los resultados experimentales de las formas de onda de tensión y corriente del inversor trabajando en modo isla con carga lineal. Esto resulta de la implementación de un controlador P + CRes en su lazo de corriente y de un controlador PI-P + CRes en su lazo de tensión. Siendo estos resultados similares a los obtenidos por medio de las simulaciones, es decir, con la implementación del controlador PI-P + CRes se obtuvo un $THD_v = 0.8\%$. Teniéndose una respuesta similar cuando se utilizaron los controladores PI y PI + CRes.



Figura 18. Voltaje de salida del inversor con carga resistiva, controlador PI-P + CRes (purpura, 200V/div) y corriente de salida del inversor para una carga resistiva, controlador PI-P + CRes (rojo, 2A/div). Escala de tiempo=5ms/div. $THD_v = 0.8\%$.

La Figura 19 presenta los resultados experimentales de las formas de onda de tensión y corriente del inversor, trabajando en modo isla con carga no lineal. Esto resulta de la implementación de un controlador P + CRes en su lazo de corriente y de un controlador PI en su lazo de tensión. Esta prueba arroja un $THD_v = 9.4\%$. Siendo las formas de onda de corriente y tensión muy similares a las obtenidas por medio de simulaciones, así como el valor de THD_v (9.2%).

La Figura 20 muestra los resultados experimentales de formas de onda de tensión y corriente del inversor, trabajando en modo isla con carga no lineal. Esto resulta de la implementación de un controlador P + CRes en su lazo de corriente y de un controlador PI + CRes en su lazo de tensión. Además en la misma figura se observa una menor distorsión respecto a la que se obtuvo con la implementación del controlador PI. Siendo las formas de onda de corriente y tensión muy similares a las obtenidas por medio de simulaciones. Sin embargo, se tiene un $THD_v = 4.8\%$, el cual es muy cercano al máximo establecido por la normativa.

Finalmente en la Figura 21 se presentan los resultados experimentales de formas de onda de tensión y corriente del inversor, trabajando en modo isla con carga no lineal. Esto resulta de la implementación del controlador P + CRes en su lazo de corriente y de un controlador PI-P + CRes en su lazo de tensión. Asimismo, en esta figura se observa una señal de tensión con una baja distorsión respecto a la que se obtuvo con la implementación de los controladores PI y PI + CRes, obteniendo un $THD_v = 2.4\%$, valor que se encuentra dentro de la normativa establecida. Además las formas de onda de corriente y tensión son muy similares a las obtenidas por medio de las simulaciones.

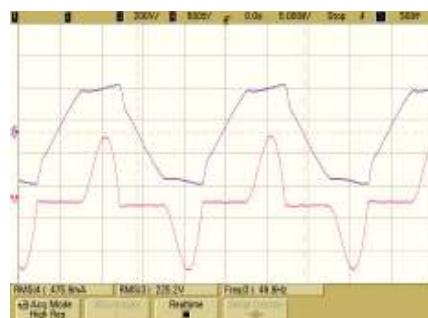


Figura 19. Voltaje de salida del inversor con carga no lineal, PI (superior, 200V/div) y corriente de salida del inversor con carga no lineal, PI (inferior, 500mA/div). Escala de tiempo = 5ms/div. $THD_v = 9.4\%$.

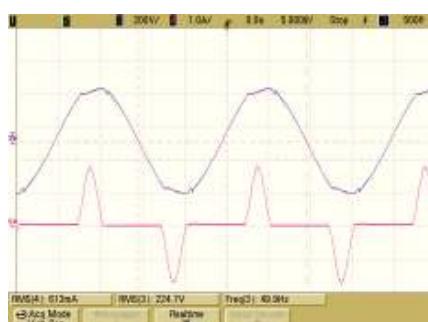


Figura 20. Voltaje de salida del inversor con carga no lineal, PI + CRes (superior, 200V/div) y corriente de salida del inversor con carga no lineal, PI + CRes (inferior, 500mA/div). Escala de tiempo=5ms/div. $THD_v = 4.8\%$.

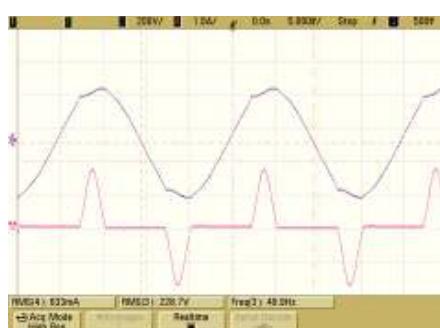


Figura 21. Voltaje de salida del inversor con carga no lineal, PI-P + CRes (superior, 200V/div) y corriente de salida del inversor con carga no lineal, PI + CRes (inferior, 1A/div). Escala de tiempo = 5ms/div. THD_v = 2.4%.

Una comparación de los resultados experimentales obtenidos con la implementación de los diferentes controladores utilizados en el lazo de corriente y de tensión del inversor, se presentan en la Figura 22, donde se observa los espectros armónicos de la tensión de salida del inversor de cada uno de los controladores implementados de forma experimental. Estos resultados se obtuvieron alimentando una carga no lineal, observándose que con la implementación del control PI-P + CRes en el lazo de tensión del inversor se obtiene los mejores resultados de THD_v, lo que se refleja en la gráfica de barras de color amarillo. Teniéndose los peores resultados con la implementación del controlador PI, lo que se muestra en la gráfica de color azul.

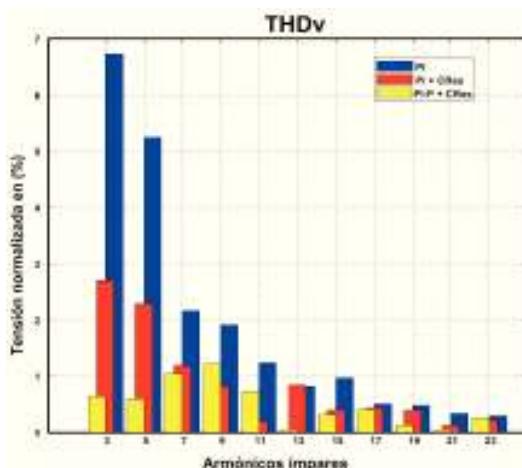


Figura 22. Controlador PI-P + CRes vs PI + CRes controlador convencional PI. Armónicos de la tensión de salida del inversor alimentando carga no lineal.

9. Conclusiones

En el presente trabajo, se diseñan e implementan los siguientes controladores para ser empleados en un inversor monofásico que opera en modo isla alimentando cargas lineales y no lineales. En lazo interno que corresponde al de corriente se diseña un controlador $P + CRes$. En el lazo externo que corresponde al de tensión de salida se diseña un controlador PI , un controlador $PI + CRes$ y un controlador propuesto para este trabajo con una configuración $PI-P + CRes$. El diseño e implementación de cada uno de los controladores se pudo validar mediante simulación y por medio de pruebas experimentales.

Los resultados obtenidos por medio de simulaciones y pruebas experimentales demuestran que el inversor presenta un mejor rendimiento ante el rechazo de perturbaciones ocasionadas por la presencia de carga no lineal, cuando en su lazo de tensión se implementa el controlador $PI-P + CRes$.

Las ventajas de la aplicación de la configuración de control $PI-P + CRes$ respecto a las otras dos configuraciones, se demuestran cuando este controlador se compara particularmente con la configuración de control $PI + CRes$. Resultando evidente que en igualdad de condiciones de diseño, el controlador $PI-P + CRes$ presenta mejores características de estabilidad. Esto es, con la implementación del controlador $PI-P + CRes$ en el lazo de tensión se presenta un margen de fase de 53.8° , un margen de ganancia $7.9 dB$ y un ancho de banda de $1 kHz$. Mientras que con la implementación del controlador $PI + CRes$ se presenta un lazo de tensión con margen de fase de 45.42° , un margen de ganancia $2.51 dB$ y un ancho de banda de $2 kHz$.

Los parámetros mencionados anteriormente permiten establecer que el ancho de banda que se obtiene implementando el controlador $PI + CRes$ en el lazo de tensión del inversor, se encuentra muy cercano al ancho de banda del lazo de corriente que es de $2.2 kHz$. Lo que resulta ser una desventaja desde el punto de vista de diseño e implementación, ya que el lazo de tensión debe de tener un ancho de banda menor que el del lazo de corriente. Esto se justifica, debido a que el lazo de tensión al ser un lazo externo de control, proporciona la referencia a seguir por el lazo de corriente, que es un lazo interno de control del inversor. Asimismo, al analizar el margen de fase se observa claramente que con la aplicación del controlador $PI + CRes$ se tiene un margen de fase menor, lo cual influye directamente en la estabilidad global del sistema.

Por otro lado, con la implementación del controlador PI en el lazo de tensión se obtiene menor ganancia a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga, lo cual da lugar a que este controlador presente un menor rechazo de perturbaciones, aunque presenta una adecuada frecuencia de cruce y margen de fase con valores de $780 Hz$ y 96.7° respectivamente.

Finalmente, el THD_v que se obtiene con la implementación del controlador $PI-P + CRes$ es de 2.4% , porcentaje que se encuentra por debajo del máximo recomendado por el estándar IEEE 519 que es del 5% . Mientras que con la implementación del controlador $PI + CRes$ se obtiene un THD_v de 4.8% , valor muy cercano al máximo recomendado por el estándar. Observándose el peor rendimiento con la implementación del controlador PI en el lazo de tensión, donde el THD_v que se obtiene es de 9.4% , valor por arriba del máximo permitido por el estándar.

Referencias

- Balaguer, I., Eduardo I. Ortiz, E., 2010. Resumen de los Métodos de Detección de Islas para Sistemas de Generación Distributiva, en Revista IEEE América Latina, vol.: 8 Issue: 5, pp. 565–570.
- Barros, M., Tavares, J., 2008. Influência mútua entre harmônicos e cargas não-lineares, en Revista IEEE América Latina, vol. 6 No. 7, pp. 608–617.
- Benavent, J.M.; Figueres, E.; Garcera, G.; Pascual, M., 2005. "Robust model-following regulator for average current-mode control of boost DC-DC converters," Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on , vol.2, no., pp.715,720 vol. 2, 20-23.

- Crebier, J.C.; Ferrieux, J.P., 2004. PFC full bridge rectifiers EMI modelling and analysis common mode disturbance reduction, Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume.19,no.2, pp. 378- 387.
- Dan Wu; Fen Tang; Dragicevic, T.; Vasquez, J.C.; Guerrero, J.M., 2014. "Autonomous Active Power Control for Islanded AC Microgrids With Photovoltaic Generation and Energy Storage System," Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol.29, no.4, pp.882,892.
- Emadi, A., Nasiri, A., Bekiaarov, S., 2005. Uninterruptible Power Supplies and Active Filters, Boca Raton.
- IEEE STD. 519-1992., 1993. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Industry Applications Society/Power Engineering Society.
- Infield, D.; Onions, P.; Simmons, A.; Smith, G.; 2004. Power quality from multiple grid-connected single-phase inverters, Power Delivery, IEEE Transactions on, Volume.19, no.4, pp. 1983-1989.
- Kuo, B.C.; Golnaraghi, F., 2002. Automatic control systems, John Wiley & Sons.
- Kyriakarakos, G., Dounis, A., Rozakis, S., Arvanitis, K., Papadakis, G., 2011. Polygeneration microgrids: A viable solution in remote areas for supplying power, potable water and hydrogen as transportation fuel Applied Energy, Volume 88, Issue 12, Pages 4517-4526.
- Kyungbae Lim; Jaeho Choi; Juyoung Jang; Sangho Moon; Jaesig Kim., 2014 "Output voltage regulation based on P plus resonant control in islanded mode of microgrids," Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International , vol. , no. , pp.365,370, 21-24.
- Manfren, M., Caputo, P., Costa, G., 2011. Paradigm shift in urban energy systems through distributed generation: Methods and models Review Article Applied Energy, Volume 88, Issue 4, Pages 1032-1048.
- Mikati, M., Santos, M., Armenta, C., 2012 Modelado y Simulación de un Sistema Conjunto de Energía Solar y Eólica para Analizar su Dependencia de la Red Eléctrica. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial. Volumen 09, paginas 267-281.
- Mohan, N., Underland, T., Robbins W., 2003. Power electronics: converters, applications, and design, 3th ed. John Wiley & Sons,
- Moreno, A., González, J., Flores, M., Bellido, F., 2011. Energy efficiency criteria in uninterruptible power supply selection Original Research Article Applied Energy, Volume 88, Issue 4, Pages1312-1321.
- Ogata, K., 2002. Modern Control Engineering. Prentice Hall., 4th Edition.
- Pastora, R., Leão, S., Luiz, F., Antunes, M., Greison, T., Lourenço, M., Kleber Rodrigues, K., 2009 Uma Visão sobre a Integração à Rede Elétrica da Geração Eólio-Elétrica, en Revista IEEE América Latina, vol. 7 No. 6, pp. 620- 629.
- PSIM 7.0, 2006. Users Guide (2006), Powersim Inc.
- Ruan, Y., Liu, Q., Zhou, W., Firestone, R., Gao, W., Watanabe, T. 2009,. Optimal option of distributed generation technologies for various commercial buildings Original Research Article Applied Energy, Volume 86, Issue 9, September, Pages 1641-1653.
- Sable, D.M.; Ridley, R.B.; Cho, B.H., 1990. Comparison of performance of single loop And current injection control for PWM converters which operate in both continuous and discontinuous modes of operation, Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE , pp.74- 79.
- Shoeiby, B.; Davoodnezhad, R.; Holmes, D.G.; McGrath, B.P., 2014. "A resonant current regulator based microgrid control strategy with smooth transition between islanded and grid-connected modes," Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014 IEEE 5th International Symposium on , vol. , no. , pp.1,8, 24-27.
- Suarez, J., Guillermo DiMauro, G., Anaut, D., Aguero, C., 2005. Análisis de la Distorsión Armónica y los Efectos de Atenuación y Diversidad en Áreas Residenciales, en Revista IEEE América Latina, vol. 3 No. 5, pp. 429- 435.
- Trujillo, C., Velasco, D., Figueiras, E., Garcerá, G., 2010. Analysis of active islanding detection methods for grid-connected microinverters for renewable energy processing Original Research Article Applied Energy, Volume 87, Issue 11, Pages-3591-3605.
- Vorperian, V., 1990. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode, Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Volume.26, no.3, pp.490- 496, May 1990.
- Xiongfei Wang; Guerrero, J.M.; Blaabjerg, F.; Zhe Chen., 2011. "Secondary voltage control for harmonics suppression in islanded microgrids," Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE , vol. , no. , pp.1,8, 24-29.
- Yingjun, R., Qingrong L., Weigu, Z., Ryan F., Weijun, G., Toshiyuki, W. 2009. Optimal option of distributed generation technologies for various commercial buildings Original Research Article Applied Energy, Volume 86, Issue 9. Pages 1641-1653.
- Zmood, D., Holmes, D., 2003. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error.. Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.18, no.3, pp. 814-822.