Análisis y Diseño de Controladores de Tensión Para UPS Monofásicas Utilizando Controladores Clásicos.

Juan Astrada^{#1}, Germán Oggier^{#2} y Guillermo García^{#2}

[#] Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto Ruta Nacional #36 Km. 601, X5804BYA, Río Cuarto, Córdoba, Argentina. ¹ FONCyT, ² CONICET. ¹ juan.astrada@gmail.com

Abstract— This paper presents a methodology for the design of the control system of a single-phase inverter with a feedback of the output current inductor and capacitor voltage of the L-C filter is performed; using classical control tools. Limitations are studied in determining specifications to meet the requirements imposed by the standards IEC62040-3 and IEC61000-2-2. The limitations in determining the specifications and design of the control system are analysed based on the study of the output impedance of the inverter.

Resumen— En este trabajo se analiza una metodología para el diseño del sistema de control de un inversor monofásico con realimentación de corriente de inductor y tensión de capacitor del filtro L-C de salida; utilizando herramientas del control clásico. Se estudian las limitaciones en la determinación de especificaciones para cumplir las exigencias impuestas por las normas IEC62040-3 e IEC61000-2-2. Las limitaciones en la determinación de las especificaciones y en el diseño del sistema de control, son analizadas en base al estudio de la impedancia de salida del inversor.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de alimentación ininterrumpida o UPS (Uninterruptible power supplies), son utilizados cuando el suministro de energía convencional no cumple con los requerimientos mínimos de calidad y disponibilidad de la energía eléctrica. Estos sistemas, proporcionan protección frente a variaciones de tensión y frecuencia en el suministro eléctrico, a través de convertidores estáticos de potencia CC-CA o inversores. Las UPS's permiten asegurar un suministro de energía ininterrumpido a través de fuentes de alimentación de reserva y una determinada calidad de energía; conjuntamente con la capacidad de alimentar cargas lineales y no lineales [1]. Con este propósito, es necesario implementar estrategias de control de los convertidores estáticos de potencia, destinadas a limitar el contenido armónico THD (Total harmonic distortion) de la tensión de salida, tanto para cargas lineales como no lineales, obtener un buen seguimiento de la referencia y mejorar la respuesta dinámica frente a cambios de la corriente de carga. La impedancia de salida del inversor, juega un rol fundamental en el comportamiento dinámico de la UPS, en particular para cargas no lineales. Esta impedancia determina la función de rechazo а perturbaciones, lo cual establece el grado de insensibilidad de la UPS a obtener una tensión de salida con reducida THD

Existen diferentes estrategias de control destinadas a reducir la impedancia de salida y así lograr una tensión de

salida con reducida distorsión armónica, por ejemplo en [2] se propone una estrategia de doble lazo de realimentación y múltiples controladores resonantes considerando el desempeño dinámico en base a la norma IEC62040-3 [3], en [4] y [5] se propone el uso de una referencia síncrona con el objeto de reducir el error de seguimiento de la referencia de tensión sinusoidal. En [6] se analiza la función de rechazo a las perturbaciones a través de una realimentación completa de estados. En [6] y [7], se evalúa la respuesta transitoria mediante la realimentación de la tensión y las corrientes de inductor y de capacitor. En [2] y [7]se demuestra que el uso de los compensadores resonantes proporciona características superiores de seguimiento de la referencia y minimización de la impedancia de salida, pero son más complejos para implementarlos que los controladores clásicos como por ejemplo controladores PI o PID.

En este trabajo, se analiza el desempeño de un sistema de control con doble lazo de realimentación, considerando las limitaciones en el diseño para lograr cumplir con las especificaciones en relación a la impedancia de salida, respuesta dinámica y estado estacionario del inversor. El diseño se aborda desde la perspectiva del control clásico, mediante la realimentación de la corriente del inductor del filtro de salida y la tensión de salida del inversor, con el objetivo de sintetizar una forma de onda sinusoidal, que cumpla las especificaciones establecidas por la norma IEC62040-3.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera: En la sección II, se analiza el modelo del convertidor. En la sección III, se establecen las especificaciones de desempeño con el objetico de cumplir con las normas IEC62040-3 e IEC61000-2-2. En la Sección IV se proporcionan los lineamientos de diseño del sistema de control, considerando la respuesta transitoria frente a una perturbación. En la sección V, se presentan los resultados experimentales obtenidos con un prototipo monofásico de laboratorio de lkVA. Finalmente en la sección VI se presentan las conclusiones del trabajo.

II. MODELADO DEL SISTEMA

En la Fig. 1, se muestra la topología de inversor monofásico en puente completo con el correspondiente filtro L-C de salida, analizado en este trabajo. El sistema de control se implementa a través de la realimentación de la corriente de inductor y de la tensión de salida [8] y [9]. La estrategia de modulación utilizada, es del tipo senotriángulo con modulación unipolar. El contenido armónico de la tensión de salida del inversor posee bandas laterales centradas en torno al doble de la frecuencia de conmutación, además de la componente de frecuencia fundamental sobre la que se implementa la estrategia de control. El filtro de salida del inversor se dimensiona para las componentes armónicas de alta frecuencia, como se indica posteriormente en la siguiente sección.

A continuación se obtienen las funciones de transferencia del sistema, utilizando los lazos de control propuestos. Estas funciones serán utilizadas posteriormente para analizar el efecto de diferentes acciones de control en la respuesta del sistema.



Fig. 1. Inversor monofásico con doble lazo de realimentación.

La Fig. 2, muestra el diagrama de bloques del inversor con los dos lazos de control mencionados anteriormente, en el cual se han indicado las funciones de transferencia de los controladores del lazo interno de control de corriente, Gci(s), y el lazo externo de control de tensión, Gcv(s). Las funciones $G_1(s)$ y $G_2(s)$ indicadas en la figura se corresponden con las funciones de transferencia entre la corriente y tensión a bornes del inductor de filtro y entre la tensión y corriente del capacitor de filtro de salida, respectivamente, las cuales pueden expresarse como:

$$G_{1}(s) = \frac{I_{L}(s)}{V_{L}(s)} = \frac{1}{(Ls + r_{L})}$$
(1)

$$G_{2}(s) = \frac{V_{C}(s)}{I_{C}(s)} = \frac{1}{Cs}$$
(2)

En este trabajo, el inversor se modela como una fuente de tensión ideal, considerando que la frecuencia de conmutación es suficientemente mayor a la frecuencia de la componente fundamental de la tensión de salida del filtro L-C [6]. Posteriormente, se mostrará que los controladores se ajustan para que la tensión de salida del convertidor pueda seguir una tensión sinusoidal de referencia $R_V(s)$, para diferentes valores de la corriente de carga $I_{o}(s)$. La corriente de carga se considera que puede ser lineal o no lineal, la cual es vista como una perturbación del sistema de control. En la Fig. 3, se muestra un diagrama de bloques simplificado del sistema de control mostrado en la Fig. 2, cuando el inversor funciona en vacío, lo cual implica que $I_L(s) = I_C(s)$. La función de transferencia de la planta para el lazo interno de control de corriente, está dada por la siguiente expresión:

$$Gpi(s) = \frac{G_1(s)}{G_1(s)G_2(s)+1}$$
 (3)

Resolviendo el lazo interno de control de corriente, se obtiene:

$$\frac{I_L(s)}{R_I(s)} = \frac{Gci(s)VdcG_1(s)}{1 + G_1(s)G_2(s) + Gci(s)VdcG_1(s)}$$
(4)

donde *Vdc*, es la tensión de CC de alimentación del inversor. Para el lazo externo de control de tensión la función de transferencia de la planta está dada por la siguiente ecuación:

$$Gpv(s) \frac{Gci(s)VdcG_{1}(s)}{1+G_{1}(s)G_{2}(s)+Gci(s)VdcG_{1}(s)}$$
(5)



Fig. 2. Sistema de Control con lazo de realimentación de corriente y tensión.

Para la condición que la corriente de carga es cero y de acuerdo al esquema mostrado en la Fig. 3, la función de transferencia de lazo cerrado del sistema completo resulta ser:

$$\frac{V_C(s)}{R_V(s)} = Gcv(s)Gci(s)VdcG_1(s)G_2(s) / /(Gcv(s)Gci(s)VdcG_1(s)G_2(s) + Gci(s)VdcG_1(s) + +G_1(s)G_2(s) + 1)$$
(6)



Fig. 3. Diagrama simplificado del Sistema de Control con lazo de realimentación de corriente y tensión.

Para analizar el efecto de la perturbación sobre la tensión de salida del inversor; es necesario obtener la función de transferencia que determina la impedancia de salida del inversor [6]. Considerando que la función de transferencia entre la tensión de salida del inversor $V_C(s)$ y la corriente de salida $I_O(s)$, para una entrada de referencia nula, puede escribirse como

$$Zo_{CT}(s) = \frac{V_C(s)}{I_O(s)}$$
⁽⁷⁾

A partir del análisis de la Fig. 3, puede obtenerse la impedancia de salida en función de los controladores de tensión y corriente como

$$Zo_{CT}(s) = -(Gci(s)G_{1}(s)G_{2}(s) + G_{2}(s)) / /(Gcv(s)Gci(s)G_{1}(s)G_{2}(s) + Gci(s)G_{1}(s) +G_{1}(s)G_{2}(s) + 1)$$
(8)

La impedancia de salida indicada en (7), se reduce a la impedancia de salida del filtro *L*-*C*, en ausencia del sistema de control, como:

$$Zo(s) = \left[Zo_{CT}(s) \right]_{G_{CV}(s) = G_{CI}(s)=0} = \frac{-G_2(s)}{G_1(s)G_2(s) + 1}$$
(9)

Reemplazando en (9) las expresiones (1) y (2), puede obtenerse:

$$Zo(s) = \frac{-(sL + r_L)}{s^2 CL + s Cr_L + 1}$$
(10)

III. DISEÑO DEL FILTRO L-C DE SALIDA Y ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE CONTROL

En esta sección se presentan las consideraciones de diseño del filtro *L-C* conectado a la salida del inversor, el cual establece el punto de partida para el diseño de los controladores, y se establecen las especificaciones de diseño a partir de la aplicación de IEC62040-3 e IEC61000-2-2.

A. Diseño del filtro L-C de salida

El filtro *L-C* se dimensiona para obtener a la salida del inversor una tensión sinusoidal de 50Hz; con bajo contenido armónico. La frecuencia de corte del filtro debe ser lo suficientemente alta como para no atenuar la componente de frecuencia fundamental a la salida del inversor, lo que también permite reducir el volumen del mismo. Pero por otro lado, el filtro debe proveer una atenuación adecuada en torno a la frecuencia de conmutación del inversor, existiendo una solución de compromiso que debe resolverse.

Para poder reducir el volumen del filtro, se incrementa la frecuencia al máximo posible dado por las pérdidas admisibles en los semiconductores de potencia utilizados. En este trabajo se adopta una frecuencia de conmutación de 10kHz.

El grado de atenuación del filtro *L-C*, en torno a los armónicos de frecuencia de conmutación, puede determinarse en base a los niveles de compatibilidad electromagnética en redes públicas de baja tensión; especificados en la norma IEC 61000-2-2 [10].

La atenuación requerida por la norma IEC61000-2-2 en torno a las bandas laterales ubicadas al doble de la frecuencia de conmutación para el caso que se utilice una estrategia de modulación unipolar, [3]; es de:

$$\left|\frac{V_C(s)}{V_R(s)}\right|_{f=20kHz} = \frac{\left(0.2 + \frac{0.5 * 25}{f/50Hz}\right)}{100} = -52.71 \text{dB}$$
(11)

Este resultado se obtiene de la especificación de amplitud para los armónicos de la tensión de salida que tengan una frecuencia superior a veinticinco veces la frecuencia fundamental.

Los parámetros de implementación del filtro *L-C* utilizado en el presente trabajo son: $L = 612\mu$ H, $C = 150 \mu$ F y $r_L = 0.1$ Ohm. Los valores de capacidad e inductancia seleccionados establecen una frecuencia de corte de 525.25 Hz, con una atenuación de -63.2 dB a 20kHz, cumpliéndose con la especificación anterior. Para estos parámetros del filtro de salida y evaluando la función de transferencia indicada en (3), se determina que los polos del sistema a lazo abierto presentan un comportamiento subamortiguado, ubicándose en el plano complejo *s* en los puntos dados por (-81.7 ± 3299.5j) Seg.⁻¹.

B. Especificaciones del sistema para la entrada de referencia.

La ubicación de los polos dominantes a lazo cerrado, puede establecerse en base al tiempo de establecimiento requerido; el cual puede determinarse en función de los requerimientos de la norma IEC62040-3, para la envolvente exponencial de la respuesta transitoria ante un cambio en la corriente de salida. Esta norma establece los límites máximos para la variación del valor eficaz de la tensión de salida, durante el transitorio que resulta de la aplicación de una carga, ya sea lineal o no lineal [3]. En la Fig. 4, se muestran los límites que corresponden a la clasificación 1; para inversores de forma de onda sinusoidal. Dicha clasificación es la más restrictiva de las consideradas por la norma para UPS's comerciales.

En base a lo anterior, en este trabajo se establece los polos dominantes con un factor de amortiguamiento de $\zeta = 0.707$ y un tiempo de establecimiento de 2.5 ms, resultando:

$$-\zeta \omega n \pm j \omega n \sqrt{1 + \zeta^2} = -1600 \pm j1600$$
 (12)

La elección de un factor de amortiguamiento de 0.707, permite eliminar el pico de resonancia en torno a la frecuencia de cruce de ganancia del sistema de lazo cerrado. Con ello se evita la posibilidad que el sistema de control, amplifique los armónicos cuyas de frecuencias se ubiquen en torno a la frecuencia de ancho de banda.

El error de seguimiento de la referencia, se puede determinar a partir de la ganancia de lazo cerrado del sistema de control para la frecuencia fundamental del inversor. La norma admite un error de amplitud máximo del 10%, lo que determina una ganancia de lazo cerrado dada por la siguiente expresión:

$$\left|\frac{Gcv(j\omega)Gpv(j\omega)}{1+Gcv(j\omega)Gpv(j\omega)}\right|_{j\omega=50Hz} = 0.1$$
(13)

La solución de la ecuación (13) establece una ganancia mínima de la función de transferencia a lazo abierto en torno a la frecuencia fundamental de:

$$Gcv(j\omega)Gpv(j\omega)\Big|_{i\omega=50Hz} = 20.8 dB$$
 (14)

Por último, el valor de atenuación mínimo en torno al doble de la frecuencia de conmutación del inversor, adoptado en este trabajo es de -55dB, para ser consistente con las exigencias de la norma IEC 61000-2-2, según se explicó en la sub-sección anterior.

IV. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL PROPUESTO

En esta sección se analiza y diseña el sistema de control propuesto, compuesto de un lazo interno de control de corriente y un lazo externo de control de tensión. Se determinan las limitaciones para poder ubicar los polos dominantes y se discuten las posibles alternativas. Se estudian implementaciones basadas en controladores tipo P, PI y PID.

A. Diseño del sistema de Control del Lazo interno de control de corriente.

En este trabajo se propone utilizar una acción de control proporcional para el lazo interno de control de corriente. En la Fig. 5, se muestra el lugar geométrico de las raíces (LGR) correspondiente a la función de transferencia Gpi(s), para una acción de control proporcional, utilizando el filtro *L*-*C* dimensionado previamente, cuando se modifica el valor de la ganancia del controlador de corriente.

A partir del LGR obtenido, puede concluirse que el ajuste de la ganancia del lazo interno de control de corriente permite incrementar el amortiguamiento del sistema, modificando la ubicación de los polos de la función de trasferencia indicada en (4). Puede observarse que existe un determinado valor mínimo a partir del cual los polos complejos pasan a ser reales, correspondiendo a una respuesta sobre-amortiguada.



Fig. 4. Límites de la respuesta dinámica en la tensión de salida de una UPS con clasificación 1. Referencia: Norma IEC62040-3.

En este trabajo, se establece la ganancia del lazo interno de control de corriente para obtener un sobreamortiguamiento de sistema. Para los parámetros del prototipo implementado, indicados anteriormente, esta condición se obtiene con un valor de ganancia superior a 0.00985.

En la Fig. 6, se muestra la respuesta en frecuencia de la planta del lazo externo indicada en (5), para diferentes valores de ganancia proporcional en el controlador del lazo interno. Puede observarse que un incremento de la ganancia, aumenta el amortiguamiento de la respuesta en frecuencia en torno a la frecuencia de resonancia del filtro *L-C*.

A su vez, este incremento de ganancia permite lograr un seguimiento de la referencia de tensión y atenuar el contenido armónico en la tensión de salida, en torno a la frecuencia de resonancia del filtro *L*-*C*.



Fig. 5. Lugar geométrico de las raíces de la planta del lazo interno de control de corriente. Lugar de las raíces de Gpi(s).

Con el objetivo de asegurar una atenuación mínima de -55dB, en torno al doble de la frecuencia de conmutación del inversor; en este trabajo se establece un valor de la ganancia proporcional de 0.015 en Gci(s). Aunque la atenuación en la respuesta en frecuencia es menor al límite adoptado, la modulación permite incrementar este valor, como se mostrará posteriormente. Aunque el incremento de la ganancia por encima del valor de amortiguamiento critico reduce el tiempo de establecimiento de la corriente y la pendiente de atenuación en la respuesta en frecuencia de Gpi(s), las especificaciones de respuesta transitoria y atenuación, se dan en términos de la tensión del inversor y son consideradas posteriormente en el diseño del lazo externo. El incremento de la ganancia proporcional del lazo interno de control de corriente por encima del valor indicado anteriormente, reduce la atenuación en torno al

doble de la frecuencia de conmutación del inversor, dando lugar a la realimentación del contenido armónico resultante de la conmutación como se muestra en la Fig. 6.



Fig. 6. Respuesta en frecuencia de Gpv(s), con la ganancia proporcional del lazo interno de control de corriente como parámetro.

La tensión de salida del inversor, se obtiene integrando la corriente del inductor del filtro *L*-*C*. Por ello, en la función de transferencia del lazo externo de control de tensión se produce una cancelación del cero en el origen con el polo que aporta el capacitor de filtro, esto facilita la reubicación de los polos del sistema a lazo cerrado.

B. Diseño del sistema de Control del Lazo externo de control de tensión.

La función del controlador del lazo externo de control de tensión, una vez diseñado el lazo interno de control de corriente con el objetivo de incrementar el amortiguamiento del sistema, es la de reubicar los polos a lazo cerrado del inversor, para satisfacer los requerimientos de respuesta transitoria, además de cumplir con la especificación de la ganancia y el desplazamiento de fase en torno a los 50Hz, conjuntamente con la atenuación en torno al doble de la frecuencia del sistema a lazo cerrado para tres posibles implementaciones del controlador de tensión externo, P, PI y PID. La función de transferencia para los controladores PI y PID ha sido elegida con el propósito de reubicar los polos a lazo cerrado del inversor en la definición dada en (12).

La Tabla II, resume las constantes asociadas a los controladores analizados para el control del lazo externo de control de tensión.

TABLA I Parámetros de Implementación de los controladores de tensión externos.

	Control Proporcional	
k	Ganancia Proporcional.	0.232
	Control Proporcional -Integral	
k	Ganancia Proporcional.	0.256
ki	Ganancia Integral.	543.4
	Control Proporcional –Integral-Derivativo	
k	Ganancia Proporcional.	0.442
ki	Ganancia Integral.	841.1
kd	Ganancia Derivativa.	58.1e-6

De la Fig. 7, se puede observar que el controlador utilizando una acción PID exhibe una atenuación insuficiente a en torno al doble de la frecuencia de conmutación, a causa del cero ubicado en una frecuencia cercana a la frecuencia de ancho de banda [10].

Las acciones de control P y PI, proporcionan la atenuación requerida en torno al doble de la frecuencia de

conmutación. No obstante, el controlador proporcional no resulta adecuado a causa del error significativo en torno a la frecuencia fundamental del inversor. De este modo, el control proporcional no permite cumplir las especificaciones de atenuación y seguimiento de la referencia, sin tener la posibilidad de aumentar la frecuencia de conmutación del inversor.

En la Fig. 8 se muestra la respuesta en frecuencia a lazo abierto para las estrategias de control analizadas. La elevada ganancia en torno a la frecuencia fundamental para el controlador PI permite el seguimiento de la referencia, con un error de amplitud del 8.80%. El error de seguimiento se encuentra en este caso dentro de los límites impuestos por la norma IEC62040-3 para régimen permanente.

La implementación de un controlador del tipo PD o PID en el lazo externo de control de tensión, requiere la ubicación de al menos uno de los ceros de la función de transferencia más allá del doble de la frecuencia de conmutación de inversor, para lograr una pendiente de atenuación de -40dB/dec a partir de la frecuencia de corte en la respuesta en frecuencia. Esto produce un error de seguimiento en torno a la frecuencia fundamental en el caso del controlador PD, debido a que el mismo se comporta como un controlador proporcional a baja frecuencia. En el caso de controlador PID, el comportamiento es el mismo que un controlador PI, dada la frecuencia elevada a la que se debe ubicar uno de los ceros de la función de transferencia.

C. Impedancia de Salida del Convertidor.

En la Fig. 9, se muestran las trazas de bode que representan la impedancia de salida del inversor, usando un mismo controlador proporcional en el lazo interno y dos posibles estrategias de control, P y PI en el lazo externo.

Las características de implementación de los diferentes controladores, se detallan en la Tabla I.

La reducción en el valor de la impedancia de salida en torno a la frecuencia de resonancia del filtro L-C, es el resultado del amortiguamiento activo implementado en el lazo interno de control de corriente, esto reduce la amplitud del contenido armónico en la tensión de salida en torno a la frecuencia de corte del filtro L-C.

En torno a la frecuencia fundamental de 50Hz, el desempeño de una estrategia de control del tipo PI logra una mayor reducción en la impedancia de salida que para una acción proporcional. Esto se debe al término integral en la acción de control que aporta una ganancia elevada a baja frecuencia. En este trabajo, el efecto del término integral tiene una acción reducida en torno la frecuencia fundamental del inversor, esto produce un incremento en la impedancia de salida respecto al valor de impedancia del filtro L-C.

Aunque con un controlador PID no es posible satisfacer el requerimiento de atenuación en torno al doble de la frecuencia de conmutación, su efecto sobre la impedancia de salida se ha incluido en la Fig. 9. Para poder hacer una comparación. La disminución de la impedancia de salida con un control del tipo PID, en relación al valor de un controlador PI se debe a que la ganancia para el primero resulta superior como se muestra en la Fig. 8.

La reducción de la impedancia de salida en el sistema analizado y para los parámetros del filtro L-C empleado,

dependerá de la posibilidad de incrementar el ancho de banda y la frecuencia de conmutación del inversor.



Fig. 7. Respuesta en frecuencia en lazo cerrado del convertidor para compensadores del tipo P, PI y PID en el lazo externo de control de tensión.



Fig. 8. Respuesta en frecuencia en lazo abierto del convertidor para compensadores del tipo P, PI y PID en el lazo externo de control de tensión.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES.

En esta sección se presentan los resultados de la implementación del controlador PI y P en los lazos externos e internos, respectivamente.

Las funciones de transferencia del controlador proporcional del lazo interno de control de corriente y el PI del lazo externo de control de tensión, se implementaron en forma discreta en un DSC (*Digital Signal Controller*) TMS28335, de Texas Instruments. Los parámetros de la implementación del filtro *L-C* y del inversor, se resumen en las Tablas I y II.

En la Fig. 10, se muestra la respuesta del inversor para una variación de carga del 20 al 100% de la potencia nominal, conforme a lo expresado por la norma IEC62040-3, en lo que refiere a la medición de la respuesta transitoria. En el detalle de la Fig. 10, se observa una variación de 22V, la que se extingue luego de 1.5m segundos de la aplicación del disturbio, esto constituye una variación menor al 2% del valor eficaz de la tensión de salida.

La Fig. 11 muestra la tensión de salida del inversor, para una carga no lineal de referencia, del tipo especificado por la norma IEC62040-3 para la medición del contenido armónico a la salida del inversor. En la Fig. 12 se muestra el espectro en frecuencia de la tensión para las condiciones de carga no lineal. En esta figura se muestran los límites de amplitud establecidos por la norma IEC61000-2-2 en relación a la compatibilidad electromagnética en redes de baja tensión.

La Tabla III, lista los parámetros de implementación de la carga no lineal de referencia.



Fig. 9. Comparación de la impedancia de salida del convertidor, con controladores del tipo P, PI y PID en el lazo externo de control de tensión.



Fig. 10. Respuesta transitoria para una variación de carga del 20 al 100% de la potencia nominal. Detalle: CH1:100V/div, CH2:5A/div, 1 ms/div.

 TABLA II

 PARÁMETROS DE IMPLEMENTACIÓN DEL INVERSOR MONOFÁSICO.



Fig. 11. Tensión de salida del inversor, con una carga no lineal de referencia de 1KVA, del tipo especificado en la norma IEC62040-3.

TABLA III Carga no Lineal de Referencia.

Referencias Conforme a la Norma IEC62040-3.			
	Descripción	Valor	
U	Tensión Nominal de Salida de la UPS.	220V _{RMS}	
F	Frecuencia Nominal de Salida.	50 Hz	
Uc	Tensión Rectificada de la Carga.	267.91Vdc	
S	Potencia Aparente Nominal de la UPS.	1kVA	
<i>R1</i>	Resistencia de Carga no Lineal.	108.75 Ohm	
Rs	Resistencia de Línea.	1.93 Ohm	
С	Capacitancia de la Carga no Lineal.	1379.31uF	



Fig. 12. Espectro en frecuencia de la tensión de salida del inversor para carga no lineal de referencia. Límites aceptados por la norma IEC62040-3.

VI. CONCLUSIONES

El diseño de un sistema de control en base a las estrategias del control clásico para un inversor monofásico y conforme a los requerimientos de respuesta transitoria y contenido armónico con cargas lineales y no lineales, expresados en las normas IEC62040-3 e IEC61000-2-2 respectivamente; no permite reducir la impedancia de salida del convertidor sin el consecuente aumento en el ancho de banda y la frecuencia de conmutación. Esto se debe a la dificultad de establecer una ganancia elevada en regiones específicas de la respuesta en frecuencia para reducir la impedancia de salida.

AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo es financiado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (SeCyT, UNRC), el FONCyT de la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica y el Ministerio de Industria y Desarrollo Científico Tecnológico de la provincia de Córdoba (MICMDCT, Cba).

REFERENCIAS

- L. F. Pereira, J.V. Flores, G. Bonan "Multiple Resonant Controllers for Uninterruptible Power Supplies –A Systematic Robust Control Design Approach", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 61, pp. 1528-1538, 2008.
- [2] R. E Carballo, F. Botteron, G. Oggier, G. García, "Una metodología de diseño simple para controladores resonantes en tiempo discreto aplicados a UPS", in XVI RPIC, oct. 2015.
- [3] "Uninterruptible Power Systems (UPS). Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements" ed: First, International Standard IEC 62040-3. 1999.
- [4] Ryan J.M, Lorenz R.D," A Synchronous-Frame Controller for a Single-Phase Sine Wave Inverter" IEEE 1997.
- [5] M. Monfared, S. Golestan, J.M. Guerrero, "Analysis, Design, and Experimental Verification of a Synchronous Reference Frame Voltage Control for Single-Phase Inverters", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 61, pp. 258-269, 2014.
- [6] M. J. Ryan, W.E. Brumsickle, R.D. Lorenz, "Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters" Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 33, pp. 493-501, 1997.
- [7] P.L. Chiang, M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 18, pp. 1176-1185, 2003.
- [8] J. He, Y. W. Li, "Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 27, pp. 1850-1861, 2012.
- [9] M. Shahparasti, M. Mohamadian, A. Yazdian, A. Ahmad, and M. Amini, "Derivation of a Stationary-Frame Single-Loop Controller for Three-Phase Standalone Inverter Supplying Nonlinear Loads", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 29, pp. 5063-5071, 2014.
- [10] "Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 2-2: Environment Compatibility levels for low-frequency conduced disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems", ed: First, International Standard IEC 61000-2-2. 2002.