

Controlador robusto para un inversor conectado a una red con impedancia R-L desconocida

Juan Manuel Gonzalez
IIIE-UNS-CONICET
Bahía Blanca, Argentina
jgonzalez@frn.utm.edu.ar

Claudio A. Busada
IIIE-UNS-CONICET
Bahía Blanca, Argentina
cbusada@uns.edu.ar

Jorge A. Solsona
IIIE-UNS-CONICET
Bahía Blanca, Argentina
jsolsona@uns.edu.ar

Resumen—Es sabido que los inversores conectados a la red pueden volverse inestables para ciertos valores de impedancia de red. Con el fin de encontrar una solución a dicho problema, en este trabajo se analiza la estabilidad del convertidor aplicando el criterio de estabilidad de Nyquist al producto de la admitancia de salida del convertidor y la impedancia de red. Para esto, se modela a la admitancia de salida en el dominio de Laplace y teniendo en cuenta el comportamiento del controlador discreto. Como resultado se logra diseñar un controlador robusto ante variaciones de la impedancia de red de tipo R-L.

Index Terms—Inversor conectado a red, red débil, admitancia de salida, robustez.

I. INTRODUCCIÓN

La creciente demanda energética ha promovido la expansión de fuentes de energías renovables, y con ello el desarrollo de convertidos electrónicos de potencia capaces de inyectar energía a la red [1].

Por lo general, un filtro LCL es utilizado para atenuar las componentes armónicas generadas por el modulador PWM. Sin embargo, el filtro LCL presenta un comportamiento resonante que dificulta el control de la corriente inyectada. Para mitigar el efecto de esta resonancia existen múltiples métodos, los cuales pueden ser clasificados en amortiguación pasiva [2], [3] o activa [4], [5]. La amortiguación pasiva genera pérdidas de potencia, que trae aparejado una reducción de la eficiencia. Debido a esto, por lo general, se prefiere utilizar amortiguación activa.

Dado que el valor de la impedancia de red es desconocido y propenso a variaciones, también lo es la frecuencia de resonancia de la impedancia formada por el filtro LCL y la impedancia de red. Además, la variación en la frecuencia de resonancia puede producir que el sistema se vuelva inestable. Para superar dicha limitación resulta útil diseñar controladores robustos ante variaciones de la impedancia de red.

Para el caso de controladores con realimentación de corriente de salida, el sistema resulta inestable cuando la frecuencia de resonancia del sistema es menor a un sexto de la frecuencia de muestreo [4]. Debido a esto, controladores con un segundo lazo interno de corriente son desarrollados [4], [6]. Este segundo lazo de control proporciona una mayor robustez al sistema ante variaciones de la impedancia de red. Sin embargo, aún existen valores de frecuencia de resonancia para los cuales el sistema es inestable. Para superar esta limitación, en [6] se agrega un compensador de fase al lazo interno de

corriente. A su vez, existen aplicaciones de controladores con realimentación completa de estados que brindan robustez al sistema, para un rango acotado de valores de impedancia de red [7], [8].

Es posible asegurar la estabilidad del sistema analizando la admitancia de salida del inversor y la impedancia de red [9]. Esto se debe a que un inversor conectado a la red permanecerá estable si la relación entre la admitancia de salida del inversor y la impedancia de red satisface el criterio de estabilidad de Nyquist. Si los parámetros del filtro LCL son conocidos, la admitancia de salida del convertidor puede ser modelada. Esto resulta útil, ya que puede evaluarse a la misma en todo el rango de frecuencia.

Por lo general, la admitancia de salida de un convertidor es modelada considerando al sistema en tiempo continuo [10–12]. Sin embargo, el controlador es implementado de manera digital, resolviendo ecuaciones en el dominio discreto. Debido a esto, puede considerarse al sistema como un sistema híbrido, formado por señales de tiempo continuo y discreto. Por otro lado, los modelos puramente de tiempo continuo pueden dar resultados erróneos, en particular para frecuencias de muestreo bajas. Además, no todos los algoritmos de control digital pueden modelarse con exactitud utilizando funciones de transferencia en tiempo continuo. Para mejorar la exactitud del modelo de admitancia, el comportamiento discreto del sistema de control es considerado, manteniendo la característica continua del resto del sistema [13]. Asimismo, existen modelos puramente discretos de la admitancia de salida [14], [15]. Sin embargo, estos modelos no describen con exactitud a la admitancia de salida, especialmente a frecuencias cercanas o mayores de la frecuencia de Nyquist. Por otro lado, en la mayoría de los métodos de modelado de admitancias, el proceso de muestreo no es tenido en cuenta. Dicho proceso es considerado en trabajos recientes, donde el muestreo es modelado como productos de intermodulación [16–18].

Este trabajo presenta el análisis del modelo de la admitancia de salida para un controlador con realimentación completa de estados. Este modelo es realizado en el dominio de Laplace considerando el comportamiento del controlador discreto [16]. Además, este análisis permite el diseño de un controlador robusto ante variaciones de la impedancia de red del tipo R-L.

El presente trabajo está organizado de la siguiente manera. La Sección II describe el sistema bajo estudio. La Sección

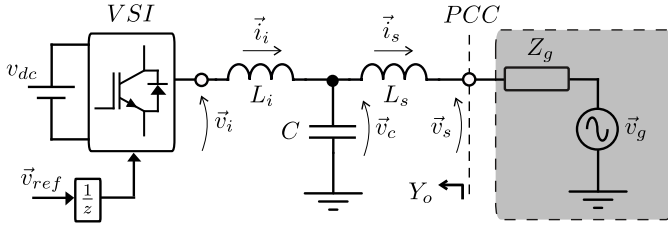


Figura 1. Sistema.

III analiza la estabilidad del sistema y su relación con la admitancia de salida. En la Sección IV se desarrolla el modelo de admitancia propuesto. Por último, en la sección V se detallan las conclusiones.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

La Fig. 1 muestra el esquema simplificado de un inversor (VSI) conectado a la red a través de un filtro LCL , siendo L_i y L_s las inductancias del lado del inversor y de la red, respectivamente, y C el capacitor del filtro. El inversor es modelado con ganancia unitaria y \vec{v}_i denota la tensión de salida del mismo. Se denota a \vec{i}_i como la corriente sobre el inductor L_i , \vec{i}_s como a la corriente sobre el inductor L_s y a \vec{v}_c como la tensión sobre el capacitor C . La red es modelada como una fuente de tensión ideal \vec{v}_g en serie con una impedancia Z_g . La tensión sobre el punto de acoplamiento (PCC) se denota como \vec{v}_s . Se supone el retardo de una muestra entre la señal \vec{v}_{ref} y \vec{v}_i , representado por el bloque z^{-1} [19].

La Fig. 2 muestra el diagrama en bloques del sistema bajo control, donde las variables y funciones de transferencias en el dominio discreto son denotadas en función de z y las pertenecientes al dominio continuo en función de s . \vec{i}_{sR}^* representa la referencia de corriente y $C(z)$ la función de transferencia del controlador. Además,

$$I_{s1}(s) = \frac{\vec{i}_s(s)}{\vec{v}_i(s)} = \frac{\omega_r^2}{L_T s(s^2 + \omega_r^2)}, \quad (1)$$

$$I_{s2}(s) = \frac{\vec{i}_s(s)}{\vec{v}_s(s)} = -\frac{s^2 + \omega_{ari}^2}{L_s s(s^2 + \omega_r^2)}, \quad (2)$$

siendo

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_p C}}, \quad (3)$$

la frecuencia de resonancia, $\omega_{ari} = \sqrt{\frac{1}{L_i C}}$, la frecuencia de anti resonancia, $L_T = L_i + L_s$, $L_p = \frac{L_i L_s}{L_i + L_s}$, y T_s el tiempo de muestreo. La acción de muestreo es representada por el interruptor.

El bloque $G_h(s)$ representa la retención de orden cero (ZOH) [20], definido por la función de transferencia:

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s} \quad (4)$$

El proceso de muestreo es modelado a través de modulación por impulso [21], en el cual la señal de salida es modulada por una serie infinita de funciones de delta Dirac. De esta manera,

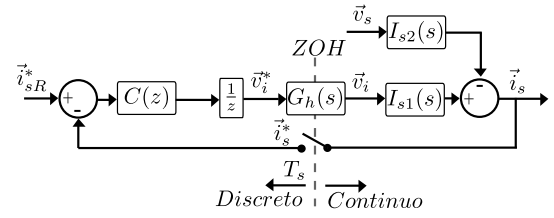


Figura 2. Esquema del controlador con realimentación de corriente de salida \vec{i}_s .

para el caso de una señal $x(t)$, la salida muestreada $x^*(t)$, resulta:

$$x^*(t) = T_s \sum_{k=0}^{\infty} x(t) \delta(t - kT_s), \quad (5)$$

donde el índice $*$ denota la acción de muestreo y δ la función delta Dirac. Aplicando al transformada de Laplace $\mathcal{L}\{\cdot\}$ a la señal muestreada $x^*(t)$, se obtiene

$$x^*(s) = \mathcal{L}\{x^*(t)\} = T_s \sum_{k=0}^{\infty} x(kT_s) e^{-skT_s} \quad (6)$$

Note que la ecuación (6) puede ser llevada a una expresión de la transformada Z de x^* haciendo $z = e^{sT_s}$. Por otro lado, la ecuación (6) puede representarse, aplicando la sumatoria de Poisson [16], con la forma

$$x^*(s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(s + jk\omega_s), \quad (7)$$

donde $\omega_s = 2\pi/T_s$ es la frecuencia angular de muestreo. La operación de muestreo genera componentes armónicas de la señal x a frecuencias $k\omega_s$, con $k \in \mathbb{Z}$. La Fig. 3 muestra el circuito equivalente de Norton del VSI con filtro de salida LCL conectado a la red. Allí el convertidor es modelado como una fuente de corriente \vec{I} en paralelo a una admitancia $Y_o(s)$.

En [16] la admitancia de salida $Y_o(s)$ es modelada en el dominio de Laplace, teniendo en cuenta la naturaleza del controlador discreto. Siguiendo este criterio la corriente de salida $\vec{i}_s(s)$ resulta:

$$\vec{i}_s(s) = \frac{\vec{I}}{[1 + I_{s1}(z)z^{-1}C(z)]} \vec{i}_{sR}^*(s) + \frac{[1 + z^{-1}C(z)](I_{s1}(z) - I_{s1}(s)G_h(s))}{[1 + I_{s1}(z)z^{-1}C(z)]} I_{s2}(s) \vec{v}_s(s), \quad (8)$$

donde la identidad $z = e^{sT_s}$ es aplicada, y siendo $I_{s1}(z)$ la transformada Z de $I_{s1}(s)$, definida de la siguiente forma:

$$I_{s1}(z) = \frac{k_{is}(z - z_0)(z - \frac{1}{z_0})}{(z - 1)R_r(z)}, \quad (9)$$

con

$$R_r(z) = z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1, \quad (10)$$

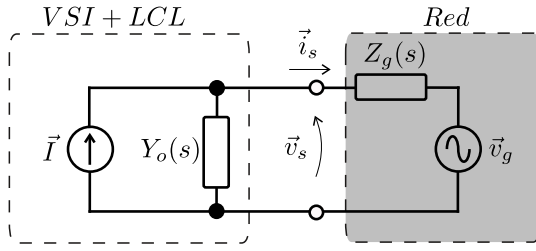


Figura 3. Circuito equivalente Norton del VSI con filtro de salida LCL conectado a la red.

donde $k_{i_s} = \frac{T_s}{(L_i + L_s)} \left[1 - \frac{\text{sen}(\omega_r T_s)}{\omega_r T_s} \right]$, $z_0 = -c + \sqrt{c^2 - 1}$ y

$$c = - \left[T_s \cos(\omega_r T_s) - \frac{\text{sen}(\omega_r T_s)}{\omega_r} \right] / \left[T_s - \frac{\text{sen}(\omega_r T_s)}{\omega_r} \right].$$

III. ANÁLISIS DE SISTEMA CON REALIMENTACIÓN DE SALIDA

En esta sección se analizará la estabilidad de controladores con realimentación de corriente de salida \vec{i}_s y su relación con la admitancia de salida.

En [4], [22] un controlador con realimentación de corriente \vec{i}_s óptimo es diseñado. Dicho controlador logra un margen de fase cercano a $\pi/4$ a una frecuencia de cruce $\omega_c = \omega_s/12$, siendo $C(z) = K_p$ con

$$K_p = \frac{\omega_s L_T}{12}. \quad (11)$$

Este tipo de controladores poseen la desventaja de solo ser estables para valores de frecuencia de resonancia $\omega_r > \omega_{crit}$, siendo $\omega_{crit} = 2\pi f_s/6$ [4], [22].

Generalmente, la impedancia de red está formada por una inductancia y una resistencia [23]. Dado que la resistencia de red ofrece cierto grado de amortiguamiento, lo cual ayuda a estabilizar el sistema, en este trabajo se analiza el peor caso al considerar a la impedancia de red como una inductancia pura L_g . De esta manera, la frecuencia de resonancia del filtro LCL más la inductancia L_g (3), resulta:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{(L_T + L_g)}{L_i(L_s + L_g)C}} \quad (12)$$

Note que para el caso en que $L_g \rightarrow \infty$, la frecuencia de resonancia $\omega_r \rightarrow \omega_{ari}$.

Con el fin de analizar las limitaciones del controlador con realimentación de \vec{i}_s , se proponen dos filtros LCL , denominados $filtr_1$ y $filtr_2$, con igual valor de ω_r y L_T , y por lo tanto igual función de transferencia $I_{s1}(s)$, pero con diferentes valores de L_i y L_s , y por lo tanto, distintos valores de ω_{ari} . De tal forma que el $filtr_1$ posee una frecuencia de anti resonancia $\omega_{ari1} > \omega_{crit}$ y el $filtr_2$ una frecuencia de anti resonancia $\omega_{ari2} < \omega_{crit}$. Los valores de parámetros elegidos son los detallados en la tabla I.

La Fig. 4 muestra la ubicación de los polos a lazo cerrado para el caso del $filtr_1$ y el $filtr_2$, cuando se varía L_g de cero a infinito. Allí se observa como para el caso del $filtr_1$

Tabla I: Parámetros

Parámetros	Valores
L_T	5 mH
ω_r	2π 3 kHz
f_s	9 kHz
ω_{ari1}	2π 2 kHz
ω_{ari2}	2π 1 kHz

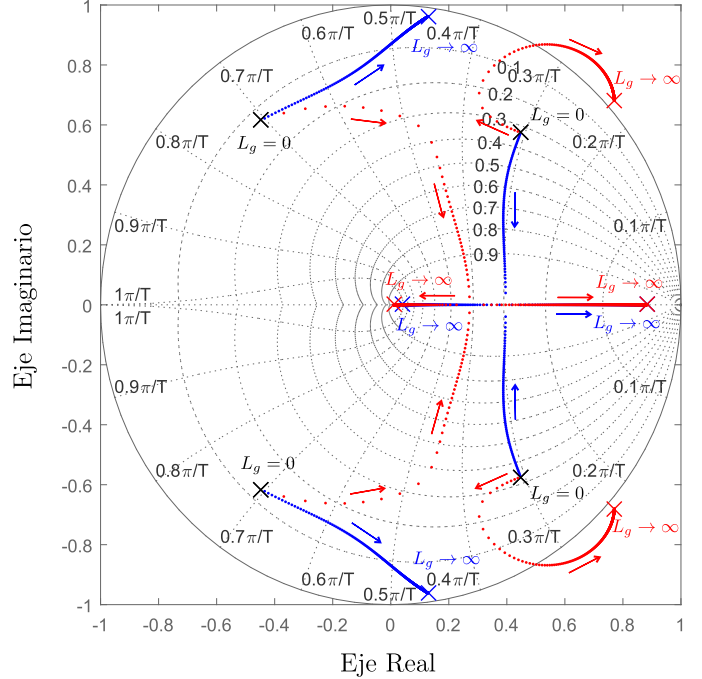


Figura 4. Ubicación de los polos a lazo cerrado para $filtr_1$ (azul) y $filtr_2$ (rojo).

los polos se mantienen dentro del círculo unitario, mientras que para el caso del $filtr_2$, para ciertos valores de L_g , los polos a lazo cerrado se encuentran fuera del círculo unitario. De esta forma, se verifica que para el caso de filtros LCL con valores de ω_{ari} menores a ω_{crit} , el sistema a lazo cerrado es inestable para ciertos valores de L_g [4], [6], [22].

Para el análisis de estabilidad se considera a la señal de perturbación $\vec{v}_g = 0$, ya que la misma no afecta a la estabilidad del sistema. De la Fig. 3 resulta sencillo calcular a la corriente de salida como:

$$\vec{i}_s = \frac{1}{1 + Y_o(s)Z_g(s)} \vec{I} \quad (13)$$

Al ser \vec{I} una función conocida y estable, el sistema solo es inestable cuando el denominador de (13) no cumple con el criterio de Nyquist [9]. Debido a esto, para que el controlador sea robusto para valores de $L_g \rightarrow \infty$, la fase del producto $Y_o(s)Z_g(s)$ no debe cruzar el eje real negativo. Para valores finitos de L_g la fase del producto $Y_o(s)Z_g(s)$ podría cortar al eje real negativo, mientras que no envuelva a -1. Por otro lado,

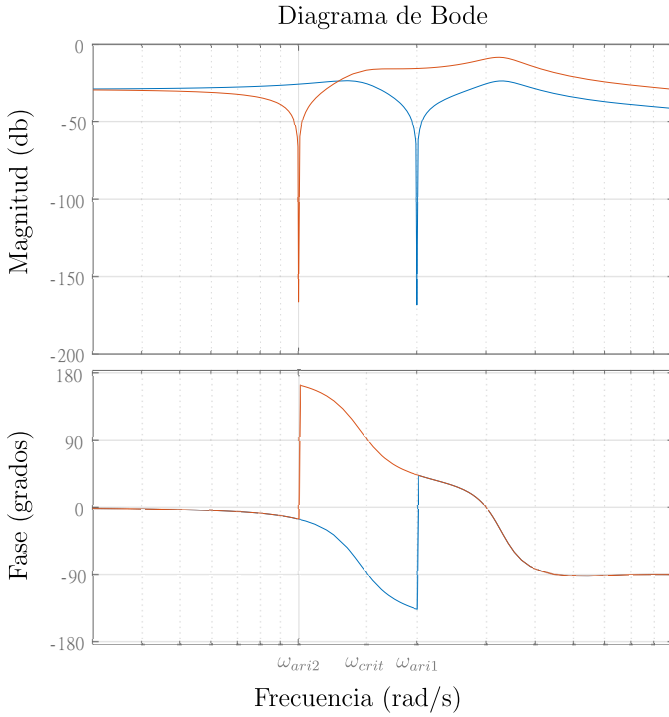


Figura 5. Admitancia de salida $Y_o(s)$, para $filto_1$ (azul) y $filto_2$ (rojo), respectivamente.

si se considera a la impedancia $Z_g(s)$ como una inductancia pura, esta aporta una fase de 90° a la fase del producto $Y_o(s)Z_g(s)$. De allí se desprende, que para que el sistema sea robusto ante variaciones de la impedancia de red, $Y_o(s)$ debe poseer una fase menor a 90° para toda valor de frecuencia.

La Fig. 5 muestra el diagrama de Bode de la admitancia de salida $Y_o(s)$ [ver (8)] del $filto_1$ y el $filto_2$. Allí se observa como el $filto_1$ posee una fase menor a 90° para todo valor de frecuencia. Por otro lado, el $filto_2$ posee una fase mayor a 90° entre ω_{ari2} y ω_{crit} , lo cual demuestra que el $filto_2$ es inestable para valores de L_g , que ubican a la frecuencia de resonancia de (12) por debajo de ω_{crit} .

La Fig. 6 muestra el diagrama de Nyquist de $jsY_o(s)$ para el $filto_1$ y el $filto_2$. Allí se observa que para el caso del $filto_1$, el diagrama cruza los 180° con un módulo igual a cero. Para el caso del $filto_2$ el diagrama de Nyquist cruza los 180° con un módulo mayor a 1, por lo que el sistema resulta inestable para ciertos valores de L_g . De esta manera se comprueba que el diseño de un controlador robusto, es necesario que el producto $Y_o(s)Z_g(s)$ posea una fase menor a 180° , y por lo tanto, $Y_o(s)$ posea una fase menor a 90° , para todo valor de frecuencia.

IV. MODELADO DE ADMITANCIA PARA REALIMENTACIÓN COMPLETA DE ESTADOS

Para superar las limitaciones del controlador con realimentación de \vec{i}_s para frecuencias de anti resonancia $\omega_{ari} < \omega_{crit}$, en esta sección se analiza la impedancia de salida para el caso de un controlador con realimentación completa de estados [7].

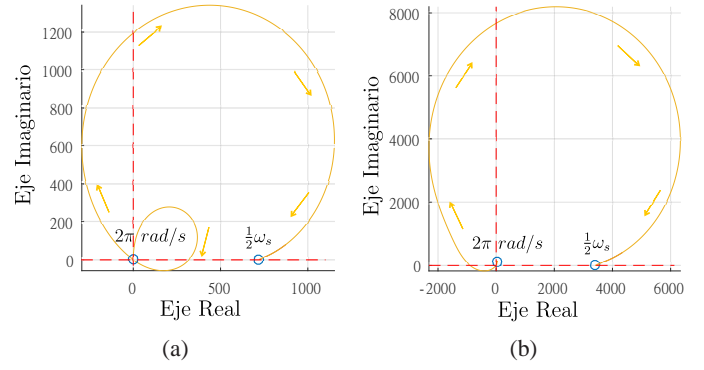


Figura 6. (a) Diagrama de Nyquist de $jsY_o(s)$ para el $filto_1$. (b) Diagrama de Nyquist de $jsY_o(s)$ para el $filto_2$.

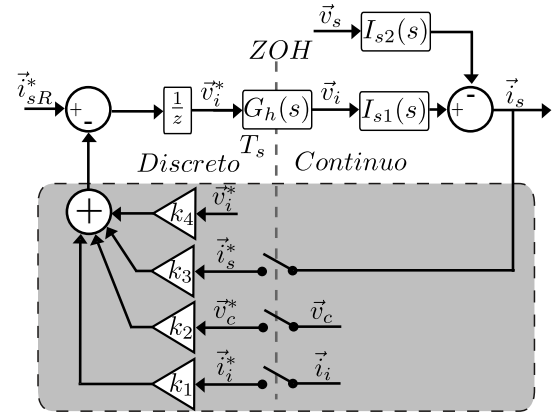


Figura 7. Esquema del controlador con realimentación completa de estados.

Por otro lado, resulta útil resaltar que en [7] se desarrolla un controlador con realimentación completa de estados, el cual es estable solo para un rango de valores de L_g . La Fig. 7 muestra el esquema del controlador con realimentación completa de estados, allí las llaves representan la acción de muestreo sobre los estados \vec{i}_i , \vec{v}_c y \vec{i}_s . Luego, dichos estados muestreados, junto a \vec{v}_i , son realimentados a través de las ganancias k_1 , k_2 , k_3 y k_4 .

Los estados \vec{i}_i , \vec{v}_c , \vec{i}_s , pueden ser definidos en función de las tensiones \vec{v}_i y \vec{v}_s , de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\vec{i}_i(s) &= I_{i1}(s)\vec{v}_i(s) + I_{i2}(s)\vec{v}_s(s) \\ \vec{v}_c(s) &= V_{c1}(s)\vec{v}_i(s) + V_{c2}(s)\vec{v}_s(s) \\ \vec{i}_s(s) &= I_{s1}(s)\vec{v}_i(s) + I_{s2}(s)\vec{v}_s(s)\end{aligned}\quad (14)$$

siendo

$$\begin{aligned}I_{i1}(s) &= \frac{s^2 + \omega_{ars}^2}{L_i s(s^2 + \omega_r^2)} \\ I_{i2}(s) &= -\frac{1}{CL_i L_s s(s^2 + \omega_r^2)} \\ V_{c1}(s) &= \frac{1}{CL_i(s^2 + \omega_r^2)} \\ V_{c2}(s) &= \frac{1}{CL_s(s^2 + \omega_r^2)}\end{aligned}\quad (15)$$

donde $\omega_{ars} = \frac{1}{CL_s}$.

De la Fig. 7, puede expresarse a la corriente de salida \vec{i}_s como:

$$\vec{i}_s(s) = I_{s1}(s)G_h(s)\vec{v}_i^*(s) - I_{s2}(s)\vec{v}_s(s) \quad (16)$$

siendo

$$\vec{v}_i^*(s) = z^{-1}[\vec{i}_{sR}^*(s) - k_1\vec{i}_i^*(s) - k_2\vec{v}_c^*(s) - k_3\vec{i}_s^*(s) - k_4\vec{v}_i^*(s)] \quad (17)$$

Por otro lado, sea $H(s)$ una función de transferencia genérica en el dominio de Laplace, de [16] resulta correcto afirmar:

$$[H(s)G_h(s)\vec{v}_i^*]^* = [H(s)G_h(s)]^*\vec{v}_i^* \quad (18)$$

y

$$[H(s)G_h(s)]^* = H(z) \quad (19)$$

Siguiendo este criterio, operando y reemplazando (1), (2), (15) y (17) en (16), se obtiene:

$$\begin{aligned} \vec{i}_s(s) = & \frac{z^{-1}G_h(s)I_{s1}(s)\vec{i}_{sR}^*(s)}{D(z)} \\ & - \vec{v}_s(s)I_{s2}(s) + I_{s1}(s)\frac{[\vec{v}_s(s)N(s)]^*}{D(z)} \end{aligned} \quad (20)$$

siendo

$$N(s) = z^{-1}G_h(s)[I_{i2}(s)k_1 + V_{c2}(s)k_2 + I_{s2}(s)k_3] \quad (21)$$

y

$$D(z) = [1 + z^{-1}(I_{i1}(z)k_1 + V_{c1}(z)k_2 + I_{s1}(z)k_3 + k_4)], \quad (22)$$

donde $I_{i1}(z)$ y $V_{c1}(z)$ son las transformadas Z de $I_{i1}(s)$ y $V_{c1}(s)$, respectivamente.

Si se desprecian los términos imágenes, producidos por el proceso de muestreo en (20), la admitancia de salida resulta:

$$Y_o(s) = -I_{s2}(s) + I_{s1}(s)\frac{N(s)}{D(z)}, \quad (23)$$

donde la identidad $z = e^{sT_s}$ es aplicada.

Como se mencionó anteriormente, para asegurar la estabilidad del sistema es necesario que se cumpla el criterio de Nyquist en (13). De esto se desprende, que para que el controlador sea robusto ante variaciones de la impedancia de red es necesario que $Y_o(s)$ posea una fase menor a 90° para todos los valores de frecuencia. La dificultad radica en encontrar los valores de las ganancias k_1 , k_2 , k_3 y k_4 , que permitan que la función de transferencia $Y_o(s)$ (23) cumpla con el requisito de fase.

A fin de analizar la estabilidad del controlador ante variaciones de L_g , se propuso el caso en que $\omega_{ari} = \omega_{ari1} < \omega_{crit}$, con valores de parámetros definidos en la Tabla I. Los valores de ganancias elegidos fueron $k_1 = 1,3$, $k_2 = -0,836$, $k_3 = 9,36$ y $k_4 = -0,158$. La Fig. 8 muestra el diagrama de Bode de la admitancia $Y_o(s)$. Allí se observa que $Y_o(s)$ nunca supera los 90° , por lo que es correcto decir que el producto $Y_o(s)Z_g(s)$ cumple con el criterio de Nyquist, para

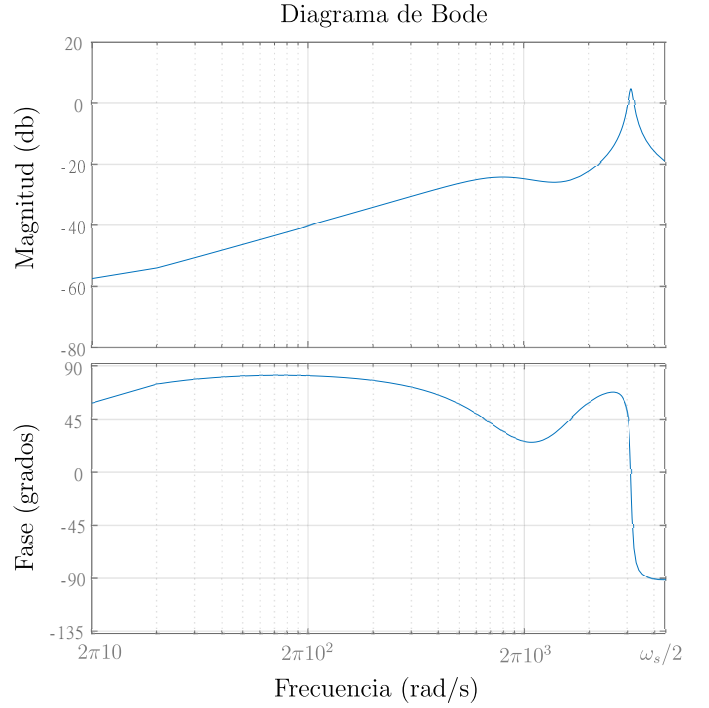


Figura 8. Diagrama de bode de $Y_o(s)$ del controlador con realimentación completa de estados.

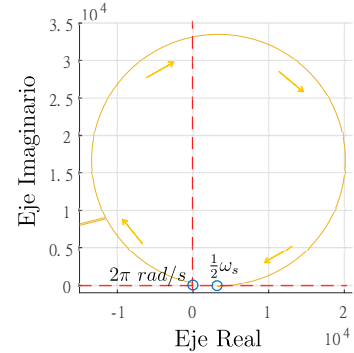


Figura 9. Diagrama de Nyquist de $jsY_o(s)$, para el caso en que se realiza la realimentación completa de estados.

el caso de una impedancia de red del tipo $R - L$. La Fig. 9 muestra el diagrama de Nyquist de $jsY_o(s)$. Allí, para el caso en que fase es de 180° el módulo es cero, verificándose lo dicho anteriormente.

En la Fig. 10 se muestran los polos a lazo cerrado del sistema con realimentación completa de estados al variar L_g . Allí se observa como los polos a lazo cerrado se encuentran dentro del círculo unitario. De esta manera, se comprueba que el sistema es robusto para cualquier valor impedancia de red del tipo R-L, superando las limitaciones del controlador desarrollado en [7].

V. CONCLUSIONES

Este trabajo presenta el análisis del modelado de la impedancia de salida de un convertidor electrónico conectado

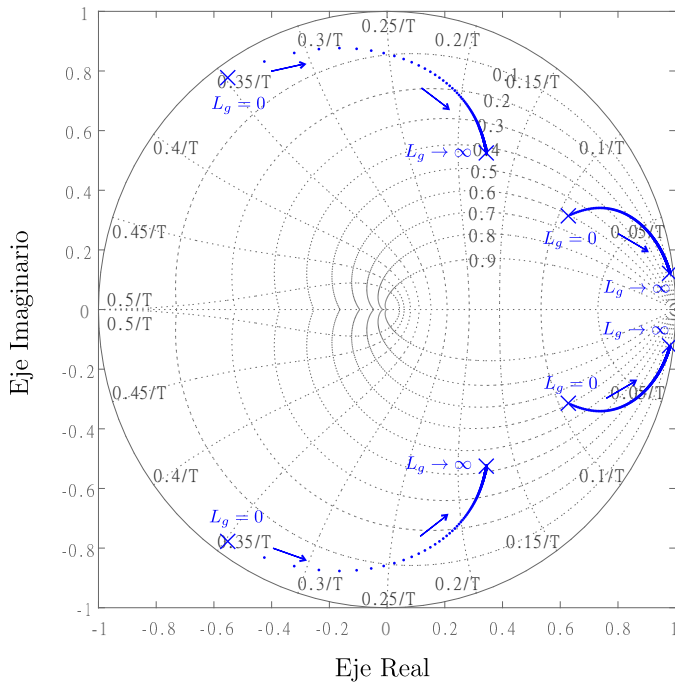


Figura 10. Ubicación de los polos a lazo cerrado del sistema con realimentación completa de estados, al variar L_g .

a la red a través de un filtro LCL. La admitancia de salida es calculada como una composición de señales continuas y discretas en el dominio de Laplace. Por otro lado, para asegurar la estabilidad del sistema es necesario que el producto entre la admitancia de salida y la impedancia de red cumplan con el criterio de estabilidad de Nyquist. Aplicando el modelo de admitancia de salida a un controlador con realimentación completa de estados es posible lograr que la admitancia posea una fase menor a 90° en todo el espectro de frecuencia. Esto permite el diseño de un controlador robusto ante variaciones de la impedancia de red de tipo R-L.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue parcialmente financiado por la Universidad Nacional del Sur (UNS) y el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET).

REFERENCIAS

- [1] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006.
- [2] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2642–2646, 2012.
- [3] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak, "A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 54–69, 2015.
- [4] S. G. Parker, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, "Regions of active damping control for lcl filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 424–432, 2013.

- [5] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, and F. Gao, "Exploring inherent damping characteristic of lcl-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1433–1443, 2011.
- [6] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li, and X. Wang, "Optimized controller design for lcl-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1537–1547, 2014.
- [7] F. M. Rahman, U. Riaz, J. Kukkola, M. Routimo, and M. Hinkkanen, "Observer-based current control for converters with an lcl filter: Robust design for weak grids," in *2018 IEEE 9th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*. IEEE, 2018, pp. 36–41.
- [8] J. M. Gonzalez, C. A. Busada, and J. A. Solsona, "A robust controller for a grid-tied inverter connected through an lcl filter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 82–89, 2020.
- [9] J. Sun, "Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3075–3078, 2011.
- [10] X. Wang, F. Blaabjerg, and W. Wu, "Modeling and analysis of harmonic stability in an ac power-electronics-based power system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6421–6432, 2014.
- [11] L. Harnefors, X. Wang, A. G. Yepes, and F. Blaabjerg, "Passivity-based stability assessment of grid-connected vses—an overview," *IEEE Journal of emerging and selected topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 116–125, 2015.
- [12] X. Wang, L. Harnefors, and F. Blaabjerg, "Unified impedance model of grid-connected voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1775–1787, 2017.
- [13] T. Kato, K. Inoue, and Y. Nakajima, "Stabilization of grid-connected inverter system with feed-forward control," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2017, pp. 3375–3382.
- [14] J. Kukkola, M. Hinkkanen, and K. Zenger, "Observer-based state-space current controller for a grid converter equipped with an lcl filter: Analytical method for direct discrete-time design," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 4079–4090, 2015.
- [15] E. Rodriguez-Diaz, F. D. Freijedo, J. M. Guerrero, J.-A. Marrero-Sosa, and D. Dujic, "Input-admittance passivity compliance for grid-connected converters with an lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1089–1097, 2018.
- [16] V. Pirsto, J. Kukkola, M. Hinkkanen, and L. Harnefors, "Inter-sample modeling of the converter output admittance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020.
- [17] F. D. Freijedo, M. Ferrer, and D. Dujic, "Multivariable high-frequency input-admittance of grid-connected converters: modeling, validation, and implications on stability," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 8, pp. 6505–6515, 2019.
- [18] L. Harnefors, R. Finger, X. Wang, H. Bai, and F. Blaabjerg, "Vsc input-admittance modeling and analysis above the nyquist frequency for passivity-based stability assessment," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6362–6370, 2017.
- [19] N. Hoffmann, F. W. Fuchs, M. P. Kazmierkowski, and D. Schröder, "Digital current control in a rotating reference frame-part i: System modeling and the discrete time-domain current controller with improved decoupling capabilities," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 5290–5305, 2015.
- [20] S. Buso and P. Mattavelli, "Digital control in power electronics," *Synthesis Lectures on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 1–229, 2015.
- [21] G. F. Franklin, J. D. Powell, M. L. Workman *et al.*, *Digital control of dynamic systems*. Addison-wesley Reading, MA, 1998, vol. 3.
- [22] R. A. Fantino, C. A. Busada, and J. A. Solsona, "Optimum pr control applied to lcl filters with low resonance frequency," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 793–801, 2017.
- [23] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 263–272, 2006.