

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Análisis del control de la corriente de red y del convertidor en un inversor conectado a red mediante filtro LCL



Máster Universitario en
Ingeniería Industrial

Trabajo Fin de Máster

Álvaro Baines García

Javier Samanes y Leyre Rosado

Pamplona, 18/11/2020

upna

Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

RESUMEN

En este proyecto se ha realizado una comparativa del control de corriente de red y el control de corriente del convertidor en un inversor conectado a red mediante filtro LCL. Utilizando un control PI escalar y vectorial, el objetivo es el de determinar qué opción es más favorable para evitar problemas de inestabilidad en la conexión a redes débiles. Para ello, utilizando MATLAB, se han analizado los rangos de estabilidad de los sistemas en función de su frecuencia de resonancia siguiendo el Criterio Generalizado de Bode para sistemas SISO y MIMO. Además, se ha realizado el estudio de su composición de armónicos comparándolos con la norma alemana BDEW de 2008 para la conexión de plantas de generación a red. Del estudio se concluye que el control de corriente de red es una técnica más robusta para la conexión en redes con altas variaciones de SCR.

Palabras clave: Inversor; filtro LCL; control de corriente de red; control de corriente del convertidor; estabilidad; armónicos; amortiguamiento

ABSTRACT

In this Project the connection to the grid of a triphasic inverter with LCL filter controlling the grid current and the converter current with a PI controller and using scalar and vector control techniques has been compared. The goal is to determine which of the control techniques is the most favorable in order to avoid instability problems during the connection to weaker grids. Using MATLAB, the stability ranges depending on the resonance frequency of the filter have been analyzed following the Generalized Bode Criterion for SISO and MIMO systems. Furthermore, the harmonics composition of the final current injected to the grid have been compared with the German law BDEW for generating plants connected to grid. This project has ended up with the conclusion that controlling the grid current is a more robust technique when connecting generating plants to weaker grids with high variations of SCR.

Key words: Inverter, LCL filter; grid current control; converter current control; stability; harmonics; damping

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN	1
2.	MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS	4
3.	SISTEMA BAJO ESTUDIO.	5
3.1.	INVERSOR TRIFÁSICO Y FILTRO LCL.....	6
3.2.	SISTEMA DE CONTROL.....	9
4.	CONTROL DE CORRIENTE ESCALAR	11
4.1.	MODELADO DEL SISTEMA	11
4.1.1.	...Modelado del filtro LCL.....	11
4.1.2.	...Modelado del lazo de control.....	14
4.1.3.	...Ajuste del controlador.....	15
4.2.	ESTABILIDAD DEL SISTEMA CON CONTROL ESCALAR.....	18
4.2.1.	...ESTABILIDAD DEL SISTEMA CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO.....	20
4.2.2.	...ESTABILIDAD DEL SISTEMA SIN AMORTIGUAMIENTO..	30
4.2.3.	...COMPARACIÓN ESTABILIDAD ENTRE EL CONTROL DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR Y DE RED	42
4.3.	ANÁLISIS DE ARMÓNICOS	50

5. CONTROL VECTORIAL DE CORRIENTE EN MARCO DE REFERENCIA SÍNCRONO DQ	59
5.1. MODELADO DEL SISTEMA	68
5.1.1. ...Modelado del filtro LCL.....	68
5.1.2. ...Modelado del filtro analógico y retrasos de digitalización.....	73
5.1.3. ...Ajuste del controlador PI y adelanto de fase	74
5.2. ESTABILIDAD DEL SISTEMA DE CONTROL CON MARCO DE REFERENCIA SÍNCRONO O DQ	75
5.2.1. ...ESTABILIDAD DEL SISTEMA CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO.....	77
5.2.2. ESTABILIDAD DEL SISTEMA SIN AMORTIGUAMIENTO	83
5.2.3. ANÁLISIS DE ARMÓNICOS PARA EL CUMPLIMIENTO DE NORMATIVA 87	
6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	92

1. INTRODUCCIÓN

El consumo energético es uno de los principales indicadores de desarrollo de un país y uno de los pilares de la economía mundial, y como lo ha hecho hasta ahora, éste seguirá aumentando de manera continuada con el paso de los años. Según cifras de la Agencia Internacional de Energía (IEA), a fecha de 2017 el consumo de electricidad a nivel mundial fue de $76,94e9$ GJ sobre un total de $4,06e12$ GJ, lo que supone un 18,91% de la energía total consumida. Los valores dados por esta misma agencia en 2007 indican que el consumo de energía eléctrica fue de un 17.01% de las $3,51e12$ GJ totales consumidas. Este incremento del 11.19% del peso de la energía eléctrica en el consumo de energía total es sólo un pequeño avance del cambio que supondrá el nuevo plan energético mundial que espera reducir considerablemente las emisiones de CO₂ tanto en el consumo de la energía final como en su generación. Esta reducción pasa en gran medida por la sustitución de elementos de consumo de combustibles fósiles por otros de consumo eléctrico, con el ejemplo claro del sector del transporte, segundo sector en consumo energético con un 28,89% del total. Este fuerte incremento en el consumo eléctrico, junto con el objetivo de absorber toda esa nueva generación con fuentes de energía renovable hace que en la actualidad éstas estén teniendo un gran impulso en términos de inversión y desarrollo que no va a hacer sino aumentar de manera exponencial en los próximos años.

Dentro de todas las formas de generación de energía renovables que se están introduciendo, la generación eólica y fotovoltaica son las que han alcanzado mayor presencia con un nivel de desarrollo tecnológico más avanzado que el resto. Los métodos utilizados en estas tecnologías pueden producir un deterioro en la calidad de onda de tensión y corriente. La calidad de señal inyectada, dada la creciente influencia que está teniendo en la experiencia del consumidor final y en los operadores de una red con cada

vez un mayor número de equipos electrónicos conectados, está sometida a una fuerte regulación que limita principalmente, entre otras características, los armónicos de la señal. Además de los problemas de calidad, la conexión y desconexión de los aerogeneradores a la red puede incluso llegar a plantear problemas de estabilidad que serán mayores cuanto mayor sea el nivel de penetración de la generación renovable en la red.

La mayoría de los sistemas de generación eléctrica renovable, y en concreto el sistema de generación eólica y fotovoltaica en la que se centrará este estudio, tienen como etapa final antes de la inyección de la corriente a red una conversión de tensión DC-AC llevada a cabo mediante un inversor trifásico. La tecnología empleada en estos convertidores (Pulse Width Modulation – PWM) se basa en, a partir de la correcta conmutación de transistores IGBT generar a su salida una señal cuadrada con diferente frecuencia de encendido y apagado de manera que el valor medio conseguido sea una señal sinusoidal que oscila a la frecuencia de referencia deseada. Esta técnica introduce en la señal de salida fuertes componentes armónicos que deben ser atenuados para el cumplimiento de las condiciones de red. La solución empleada en la mayoría de los sistemas consiste en la introducción de un filtro LCL a la salida del inversor. Esta alternativa se ha afianzado por delante del filtro puramente inductivo debido al elevado coste y dimensiones que estos últimos requerirían para eliminar los armónicos de alta frecuencia provocados por las conmutaciones (Sehirli & Meral, 2010). Sin embargo, la introducción de un condensador en un entorno inductivo introduce en el sistema una resonancia que será importante tener controlada para evitar inestabilidades en el sistema.

Estos sistemas se controlan en la actualidad como fuentes de corriente. Para conseguir tener un sistema con una respuesta estable que siga la señal de referencia que se desea inyectar a red es necesario la implementación de un sistema de control adecuado

que permita el cumplimiento de lo especificado con la menor complejidad posible. El sistema de control utilizado mayoritariamente en generación eólica consiste en un controlador de acción proporcional e integral (PI) que, en lugar de realimentar directamente la corriente que se inyecta a red haciendo que ésta siga la referencia deseada, controla la corriente a la salida del inversor, antes de hacerla pasar por el filtro LCL.

La tecnología empleada en la generación renovable, utilizada en redes robustas de los países desarrollados que apostaban por esta fuente de energía, no había planteado problemas de estabilidad suficientes como para proponer un cambio en el sistema. Sin embargo, es ahora que se están conectando parques eólicos y fotovoltaicos a redes más débiles de países en desarrollo, cuando aparecen problemas más serios y frecuentes en la estabilidad de la red que hacen plantearse la necesidad de un cambio en las estrategias de control que reduzca los problemas derivados del empeoramiento en la calidad de onda y estabilidad introducidos por este tipo de generación, que se ven agravados cuando se conectan sistemas a redes con alta inductancia (Liu, Liu, & Dou, 2016).

Uno de los principales problemas de estabilidad viene dado por la resonancia introducida por el filtro LCL. Si el rango de estabilidad del sistema de control empleado no evita la perturbación introducida por la resonancia, hace imprescindible la inclusión de un método de amortiguamiento que reduzca la elevada ganancia a tales frecuencias aumentando así los rangos de estabilidad del sistema de control. Existe una gran variedad de técnicas de amortiguamiento tanto pasivas como activas (Lin, Yao, Bai, & Lu, 2013) y otros tipos de controladores, como los de acción proporcional-resonante que permiten amortiguar la respuesta de la señal en resonancia, sin embargo, la correcta selección de la corriente controlada, bien sea la del convertidor o la de red, puede permitir estabilizar el lazo de corriente y evitar la desestabilización de los polos resonantes.

2. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

Una de las líneas de investigación previamente citadas consiste en cambiar la variable realimentada en el bucle de control PI, pasando a controlar directamente la señal de corriente inyectada a red, tras haber pasado por el filtro LCL, en lugar de la corriente del inversor como se hace habitualmente en los sistemas de generación que emplean inversores con filtro LCL de acoplamiento.

En este sentido, el presente trabajo consistirá en la construcción del modelo del sistema de control de corriente de red y corriente del convertidor, tanto con método de control escalar como de marco de referencia síncrono, de un inversor trifásico con filtro LCL de acoplamiento a red con la herramienta Simulink de MATLAB. Con los modelos construidos se hará un estudio comparativo de ambos controles analizando la estabilidad de éstos en función de la frecuencia de resonancia, la necesidad de un método de amortiguamiento para asegurar la estabilidad y el cumplimiento de la normativa BDEW de inyección de armónicos de corriente a red.

Tras el análisis, el proyecto tiene como objetivo final determinar cuál de los dos sistemas de control ofrece una mayor robustez en cuanto a estabilidad y presencia de armónicos y concluir si esta línea de investigación puede ser interesante de cara a una nueva tecnología en los equipos que se instalan en redes eléctricas de alta impedancia y baja robustez.

3. SISTEMA BAJO ESTUDIO.

Antes de su inyección a red, la corriente eléctrica producida en las plantas de generación ha de ser transformada en corriente alterna y correctamente acondicionada para cumplir con los requisitos de calidad que impone la red. Esta última etapa generalmente requiere de un convertidor de potencia que transforme la corriente continua de una etapa previa en corriente alterna, ya sea porque la corriente se ha generado directamente en DC como es el caso de los sistemas fotovoltaicos o bien porque para la transformación a la tensión y frecuencia de la red la corriente ha sido sometida a una conversión AC-DC con anterioridad.

Estas etapas de transformación, que permiten convertir a partir de la correcta conmutación de transistores la corriente continua en un sistema trifásico de corriente alterna a la frecuencia deseada, introducen en la señal, además de la componente fundamental a la frecuencia de red, pequeñas componentes a frecuencias múltiplos de la fundamental y de la frecuencia de conmutación, conocidas como armónicos, que empeoran la calidad de señal y que están limitadas y reguladas por normativa con el fin de garantizar un correcto suministro de la red eléctrica. Para reducir la influencia de estos armónicos, antes de la inyección a red, a la corriente generada se le hace pasar por un filtro de acoplamiento, generalmente inductivo, que reduce la amplitud de las frecuencias distintas a la fundamental.

Por último, para que esta etapa final de transformación y acondicionamiento de señal antes de su inyección a red cumpla con las características deseadas, es fundamental una correcta estructura de control que asegure tanto el seguimiento de la corriente de referencia que se desea inyectar como la estabilidad del sistema en todo momento. Para ello, dependiendo de las características del sistema a controlar existen diferentes técnicas

de control entre las que destacan el control con controlador de acción proporcional e integral (PI) y el proporcional resonante (PR).

Actualmente, el sistema utilizado en la mayoría de los equipos y plantas de generación eléctrica, y que, por tanto, será el utilizado durante el presente estudio, está compuesto por un inversor de potencia trifásico con filtro de armónicos LCL y controlador PI.

3.1. INVERSOR TRIFÁSICO Y FILTRO LCL

El inversor de potencia trifásico es un convertidor en fuente de tensión que realiza la conversión de corriente continua a alterna. Como muestra la *Ilustración 1* el inversor está compuesto de 6 interruptores de 3 segmentos (IGBT + diodo) que, aplicando la técnica PWM (Pulse Width Modulation), transforman una señal de tensión continua en una onda de tensión cuadrada que, variando su ciclo de trabajo a partir de la correcta conmutación de los transistores, consigue que la tensión media a la salida tenga la forma de una onda sinusoidal a la frecuencia establecida en el control. Además, cuenta con un módulo de condensadores que permiten mantener una tensión estable a la entrada del convertidor.

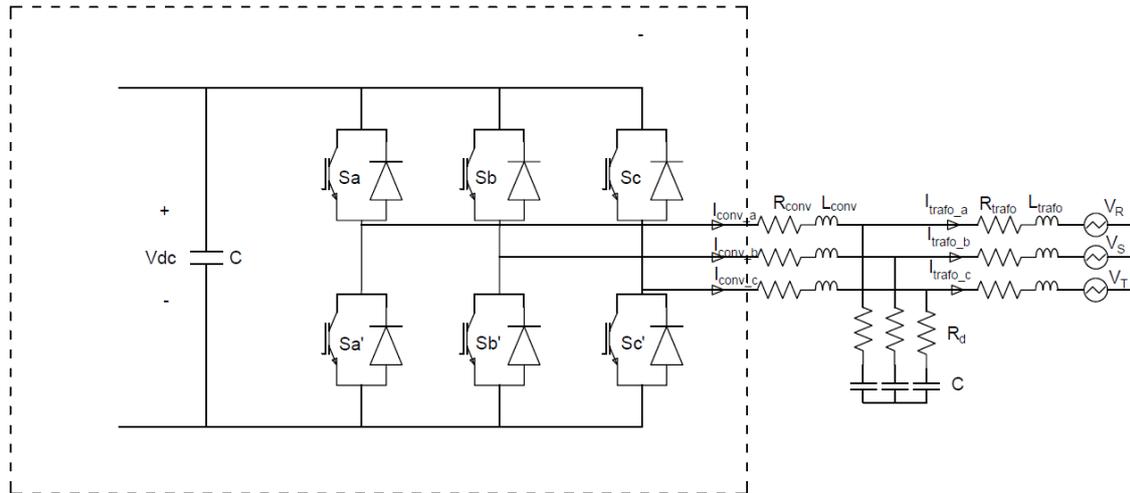


Ilustración 1. Esquema eléctrico del inversor de potencia trifásico conectado a red mediante filtro LCL de acoplamiento

El convertidor utilizado en el presente proyecto es un inversor trifásico de 10 kVA de la casa teknoCEA con bus de continua formado por dos bloques de tres condensadores en paralelo con una capacitancia total de $1020 \mu\text{F}$ que funciona con una tensión continua de entrada de 800 V. La frecuencia de conmutación de los interruptores IGBT para la aplicación estudiada será de 5 kHz.

La incompatibilidad de tensiones provenientes de enfrentar tensiones escalonadas generadas por la técnica PWM con las tensiones propia de la red hace que no sea posible una conexión de forma directa. La solución aplicada consiste en realizar una conexión con una inductancia entre ambas partes de manera que se genere una intensidad que permite acomodar las diferencias de tensiones. Como la impedancia de la inductancia es mayor conforme mayor es la frecuencia, ésta actúa como un filtro paso bajo que evita que las tensiones escalonadas se propaguen a través de ella en forma de intensidad.

Mientras que esto sería suficiente para lograr una conexión segura con la red, las normativas vigentes para la inyección de armónicos en sistemas eléctricos de potencia imponen límites de armónicos cada vez más exigentes. Esto hace que el valor de la inductancia de acoplamiento necesaria para lograr una fuerte reducción de los armónicos provocados por las conmutaciones sea muy elevado. El aumento en tamaño y costes que esto provocaría en aplicaciones de alta potencia obliga a la búsqueda de una alternativa que ofrezca mejores características. La solución más utilizada es el uso de filtros LCL que intercalan un condensador en paralelo con dos inductancias como se ve en la Ilustración 2, con valores mucho menores de inductancias, al igual que un valor reducido del condensador con una reducción de coste económico, dimensiones y prácticamente sin limitaciones de flujos de reactiva (Liserre, Blaabjerg, & Hansen, 2005).

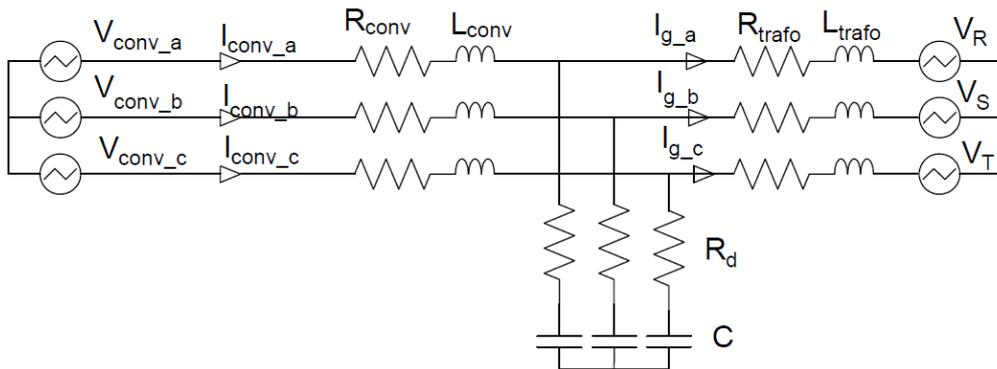


Ilustración 2. Filtro LCL en sistema trifásico con resistencia de amortiguamiento

El filtro LCL que se utilizará en el sistema de estudio cuenta con unos componentes de valores:

- $L_{conv} = 2.543 \text{ mH}$
- $L_{trafo} = 1.098 \text{ mH}$
- $R_{conv} = 0.1083 \text{ } \Omega$
- $R_{trafo} = 0.068 \text{ } \Omega$
- $C = 10 \text{ } \mu\text{F}$

Además, se estudiará el comportamiento de los sistemas de control con y sin método de amortiguamiento pasivo, que se implementa introduciendo una resistencia de 5Ω , R_d , en serie con el condensador.

3.2. SISTEMA DE CONTROL

El sistema de control utilizado para el seguimiento de la corriente de referencia deseada consiste en un bucle de realimentación en el que se mide y se filtra la corriente a controlar y se compara con la señal de referencia para finalmente hacer pasar el error por un controlador de acción proporcional e integral PI de cuya salida se calculan las funciones de conexión que controlan la conmutación de los IGBT del inversor.

Como se ha explicado en la introducción, hasta ahora el sistema más utilizado para el control de inversores trifásicos en fuente de tensión para la inyección de corriente a red es el mostrado a continuación en la Ilustración 3, que utiliza la corriente a la salida del convertidor (I_{conv}) como variable de control debido a la mayor sencillez a la hora de hacer funcionar el sistema. Sin embargo, dados los problemas de estabilidad que están apareciendo al conectar plantas de generación a redes menos robustas (Liu, Liu, & Dou, 2016) en este trabajo se comparará el comportamiento del sistema de control de corriente del convertidor con el del control de la corriente inyectada a red (I_g) de la Ilustración 4,

con el objetivo de determinar si un cambio en el sistema permitiría lograr una mayor estabilidad en dichas conexiones.

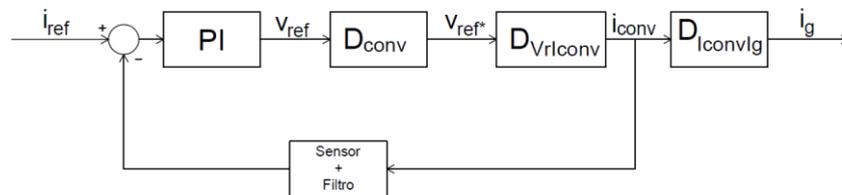


Ilustración 3. Esquema básico del lazo de control de corriente del convertidor

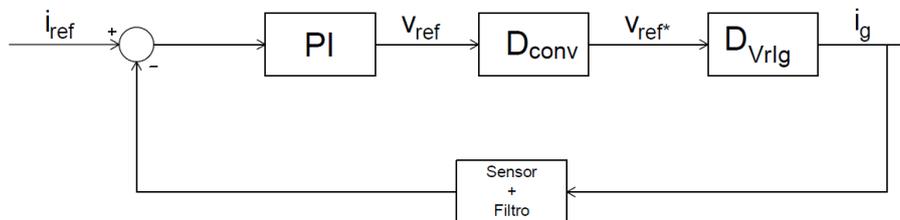


Ilustración 4. Esquema básico del lazo de control de corriente de red

Ambos modelos se estudiarán con control escalar y vectorial logrando un estudio más completo del sistema.

4. CONTROL DE CORRIENTE ESCALAR

El control de corriente escalar consiste en el control de las corrientes en sistema trifásico a, b, c en magnitud real. Para estudiar la estabilidad de los sistemas, será necesario, en primer lugar, crear el modelo del lazo de control. El lazo, mostrado de manera esquemática en las ilustraciones 3 y 4 contará con los siguientes bloques diferenciados:

- Planta del sistema (Filtro LCL)
- Filtro analógico
- Retraso por efectos de digitalización (D_{conv})
- Controlador (PI + compensador en adelanto-atraso de fase)

Para poder ajustar el controlador de manera que actúe sobre la señal de manera adecuada será necesario, en primer lugar, modelar los demás bloques del lazo para así configurar los parámetros para obtener el margen de fase y frecuencia de corte deseadas en el sistema.

4.1. MODELADO DEL SISTEMA

4.1.1. Modelado del filtro LCL

Simplificando el modelo del sistema a una sola fase, replicable a las otras dos que componen el modelo trifásico como se ve en la Ilustración 5, se tiene el sistema de ecuaciones del cual se obtiene la ecuación que relaciona la variable de control (I_g o I_{conv} en función del sistema de control correspondiente) con la variable de entrada V_{conv} , o lo que es lo mismo, la función de transferencia de la planta.

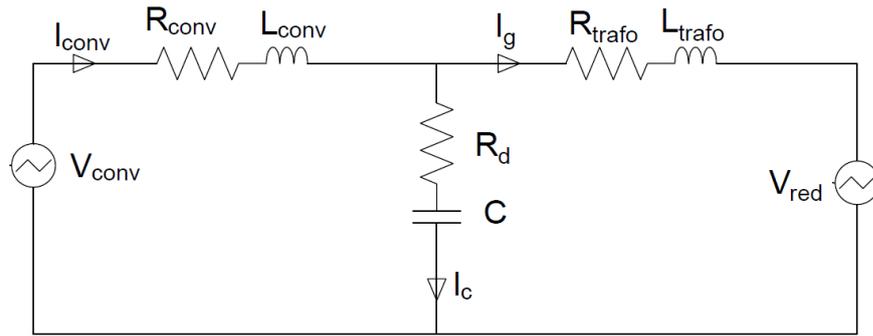


Ilustración 5. Esquema eléctrico del filtro LCL en una fase del sistema

Aplicando la transformada de Laplace a las ecuaciones del filtro LCL se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{L_{conv}} &= \frac{dI_{conv}}{dt} \cdot L_{conv} + R_{conv} \cdot I_{conv} \xrightarrow{\mathcal{L}} (L_{conv} \cdot s + R_{conv}) \cdot I_{conv} \\ &= Z_{L_{conv}} \cdot I_{conv} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} V_{L_{trafo}} &= \frac{dI_g}{dt} \cdot L_{trafo} + R_{trafo} \cdot I_g \xrightarrow{\mathcal{L}} (L_{trafo} \cdot s + R_{trafo}) \cdot I_g \\ &= Z_{L_{trafo}} \cdot I_g \end{aligned} \quad (2)$$

$$I_c = \frac{dV_c}{dt} \cdot C \xrightarrow{\mathcal{L}} V_c \cdot C \cdot s \Rightarrow V_c = \frac{I_c}{C \cdot s} \quad (3)$$

$$V_{RdC} = R_d \cdot I_c + V_c \xrightarrow{\mathcal{L}} R_d \cdot I_c + \frac{I_c}{C \cdot s} = \left(R_d + \frac{1}{C \cdot s} \right) \cdot I_c = Z_{RdC} \cdot I_c \quad (4)$$

El sistema de ecuaciones que se obtiene de aplicar la segunda ley de Kirchhoff para la resolución del circuito es:

$$V_{\text{conv}}(s) = Z_{\text{Lconv}}(s) \cdot I_{\text{conv}}(s) + Z_{\text{Ltrafo}}(s) \cdot I_g(s) + V_{\text{RED}}(s) \quad (5)$$

$$V_{\text{conv}}(s) = Z_{\text{Lconv}}(s) \cdot I_{\text{conv}}(s) + Z_{\text{RdC}}(s) \cdot I_C(s) \quad (6)$$

$$I_{\text{conv}}(s) = I_g(s) + I_C(s) \quad (7)$$

Operando con las ecuaciones (5), (6) y (7) se obtienen las funciones de transferencia de seguimiento de referencia ($\frac{I(s)}{V_{\text{conv}}(s)}$), y de la perturbación introducida por la red ($\frac{I(s)}{V_{\text{RED}}(s)}$) para cada uno de los controles que se quieren modelar (control de I_{conv} e I_g).

Control de corriente del convertidor I_{conv} :

$$\frac{I_{\text{conv}}(s)}{V_{\text{conv}}(s)} = \frac{1 + \frac{Z_{\text{Ltrafo}}(s)}{Z_{\text{RdC}}(s)}}{Z_{\text{Lconv}} + Z_{\text{Ltrafo}} \cdot \frac{Z_{\text{Lconv}}(s) + Z_{\text{RdC}}(s)}{Z_{\text{RdC}}(s)}} \quad (8)$$

$$\frac{I_{\text{conv}}(s)}{V_{\text{RED}}(s)} = \frac{-1}{\left(Z_{\text{Lconv}} + Z_{\text{Ltrafo}} \cdot \frac{(Z_{\text{Lconv}}(s) + Z_{\text{RdC}}(s))}{Z_{\text{RdC}}(s)} \right)} \quad (9)$$

Control de corriente del convertidor I_g :

$$\frac{I_g(s)}{V_{\text{conv}}(s)} = \frac{1 - \frac{Z_{\text{Lconv}}(s)}{(Z_{\text{Lconv}} + Z_{\text{RdC}})(s)}}{Z_{\text{Ltrafo}}(s) + Z_{\text{RdC}}(s) \cdot \frac{Z_{\text{Lconv}}(s)}{Z_{\text{RdC}}(s) + Z_{\text{Lconv}}(s)}} \quad (10)$$

$$\frac{I_g(s)}{V_{\text{RED}}(s)} = \frac{-1}{Z_{\text{Ltrafo}}(s) + Z_{\text{RdC}}(s) \cdot \frac{Z_{\text{Lconv}}(s)}{Z_{\text{RdC}}(s) + Z_{\text{Lconv}}(s)}} \quad (11)$$

4.1.2. Modelado del lazo de control

El modelo del lazo de control se compone del sensor+filtro y de los retrasos introducidos por los efectos de digitalización.

El filtro utilizado se diseña para una frecuencia de corte igual a la frecuencia de conmutación de los interruptores, quedando:

- $K_{si} = 1$
- $\tau_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{conm}} = 3.18e-5$

$$\text{Filtro} = \frac{K_{si}}{\tau \cdot s + 1} \quad (12)$$

Los efectos de la digitalización son:

- Retraso de un periodo de muestreo por el tiempo de cálculo del procesador

$$\text{Retraso} = e^{-sT_m} \quad (13)$$

- Muestreador que modeliza el sacar un único valor cada periodo de muestreo

$$\text{Muestreador} = \frac{1}{T_m} \quad (14)$$

- Un retenedor de orden cero (zero order hold)

$$\text{ZoH} = \frac{1 - e^{-sT_m}}{s} \quad (15)$$

Para poder modelar la expresión irracional e^{-sT_m} como una función de transferencia continua, se aplica la aproximación de Padé de segundo orden.

$$e^{-s \cdot T_m} \approx \frac{16 - 8 \cdot T_m \cdot s + T_m^2 \cdot s^2}{16 + 8 \cdot T_m \cdot s + T_m^2 \cdot s^2} = \text{Padé2} \quad (16)$$

Aplicando la aproximación de la ecuación (16) y uniendo los efectos de la digitalización en un mismo bloque, su función de transferencia quedaría:

$$D_{\text{conv}}(s) = \frac{\text{Padé2} \cdot (1 - \text{Padé2})}{T_m \cdot s} \quad (17)$$

4.1.3. Ajuste del controlador

➤ Compensador en adelanto de fase

Para poder obtener el margen de fase deseado en el sistema se implementa un compensador de adelanto-retraso de fase que, añadiendo un polo y un cero en la función de transferencia del lazo abierto, permite añadir una fase determinada en la frecuencia que se elija.

La función de transferencia será:

$$AF = \frac{\frac{s}{z_1} + 1}{\frac{s}{p_1} + 1} \quad (18)$$

Con:

$$z_1 = \frac{1 - \text{ind}(\text{FaseDeseada})}{1 + \text{ind}(\text{FaseDeseada})} \cdot W_{\text{deseada}}^2 \quad (19)$$

$$P_1 = \sqrt{\left(\frac{W_{deseada}}{\frac{1 - \sin(\text{FaseDeseada})}{1 + \sin(\text{FaseDeseada})}} \right)} \quad (20)$$

El compensador en adelante del lazo del sistema deberá añadir 40° de fase en la frecuencia de corte 350 Hz. Por lo que los valores serán:

- FaseDeseada = 40
- $W_{deseada} = 350 \cdot 2 \cdot \pi$

➤ Ajuste del controlador PI

La función del controlador PI viene dada por:

$$PI = \frac{K_p \cdot (T_n s + 1)}{T_n s} \quad (21)$$

El cálculo de sus parámetros se hará imponiendo en primer lugar las características deseadas del diagrama de bode del lazo abierto del sistema. Una vez impuestas, la ganancia y variable de integración del controlador deberán ser tales que el lazo abierto final cumpla con las exigencias determinadas. Para el cálculo de lazo se establecen:

- Margen de fase, MF = 60°
- Frecuencia de corte, $w_c = 350$ Hz

Así, los valores de K_p y T_n deberán ser tales que se cumplan las ecuaciones (23) y (24).

$$\begin{aligned}
 MF = 180 + \angle(\text{Filtro}(j\omega_c)) + \angle(\text{Planta}(j\omega_c)) + \angle(D_{\text{conv}}(j\omega_c)) \\
 + \angle(\text{AF}(j\omega_c)) + \angle(\text{PI}(j\omega_c))
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

$$1 = |\text{Filtro}(j\omega_c)| \cdot |\text{Planta}(j\omega_c)| \cdot |D_{\text{conv}}(j\omega_c)| \cdot |\text{AF}(j\omega_c)| \cdot |\text{PI}(j\omega_c)|
 \tag{23}$$

Despejando se obtienen los siguientes valores de Kp y Tn:

➤ Control de Iconv:

- Kp_IconV = 3.34
- Tn_Iconv = 8.04e-4

➤ Control de Ig con:

- Kp_Ig = 3.17
- Tn_Ig = 8.07e-4

Tras el modelado de los parámetros se construyen los modelos en MATLAB. En la Tabla 1 se muestra un resumen con todos los parámetros del sistema.

	Parámetro	Valor
Convertidor	Fconm	5 kHz
	Tsamp	0.2 ms
	Vdc	800 V
	SnomConv	10e3 kVA
	Vred_línea	400 V
	Fred	50 Hz
	Lconv	2.543 mH
	Rconv	0.1083 Ω
	Ltrafo	1.069 mH
	Rtrafo	0.068 Ω
	Cf	10μF
Rd	0 / 5Ω	
Control	MF	60°
	Wc	350 Hz
	Ksi	1
	Tau_f	3.18e-5
	Kp_Iconv	3.34
	Tn_Iconv	8.01e-4
	Kp_Ig	3.17
Tn_Ig	8.15e-4	

Tabla 1. Valor de los parámetros del sistema

El criterio escogido para el estudio de la estabilidad de los presentes sistemas es el “Criterio Generalizado de Bode” (Lumbreras, y otros, 2018). El Criterio Generalizado de Bode, como se recoge en la referencia, tiene como base el criterio de Nyquist pudiendo así ser aplicado en todo momento, al contrario de lo que ocurre con el criterio de Bode. Sin embargo, la gran ventaja de este criterio con respecto al de Nyquist reside en que el cálculo de la estabilidad del sistema se realiza directamente del análisis del diagrama de bode y de la fase a cero hercios del lazo abierto de su función de transferencia.

Siguiendo el Criterio de Bode Generalizado, para determinar la estabilidad del sistema estudiado debe verificarse la siguiente igualdad:

$$Z = P - [2 \cdot (C^+ - C^-) + C_0] \quad (24)$$

Donde Z indica el número de polos con parte real positiva en lazo cerrado, P el número de polos con parte real positiva en lazo abierto, C^+ el número de veces en los que la fase del diagrama de Bode del lazo abierto cruza con la fase $\pm n \cdot 180^\circ$ (n impar) con una ganancia por encima de 0dB y fase ascendente, C^- el número de veces en los que la fase del diagrama de Bode del lazo abierto cruza con la fase $\pm n \cdot 180^\circ$ (n impar) y con una ganancia mayor a 0dB y fase descendente, y C_0 el número de cruces que ocurren a frecuencia 0 Hz, tomado como positivo si se dan con una fase ascendente y negativo con fase descendente. El cálculo de C_0 se hará en función de las características del sistema como viene explicado en (Lumbreras, y otros, 2018) y en este caso se explicará en el estudio individual de cada modelo.

El criterio se aplica para el sistema con control de I_{conv} e I_g , con resistencia de 5Ω en serie con el condensador para amortiguar la resonancia y sin resistencia.

4.2.1. ESTABILIDAD DEL SISTEMA CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO

➤ **Sistema de control de corriente del convertidor I_{conv} con amortiguamiento pasivo ($R_d = 5\Omega$)**

En este sistema se tiene una función de transferencia en lazo abierto con un integrador. Del análisis del diagrama de bode de la Ilustración 9 y del mapa de polos de la y ceros de la función de transferencia en lazo abierto, Ilustración 8, pueden obtenerse la mayor parte de los datos necesarios para determinar la estabilidad.

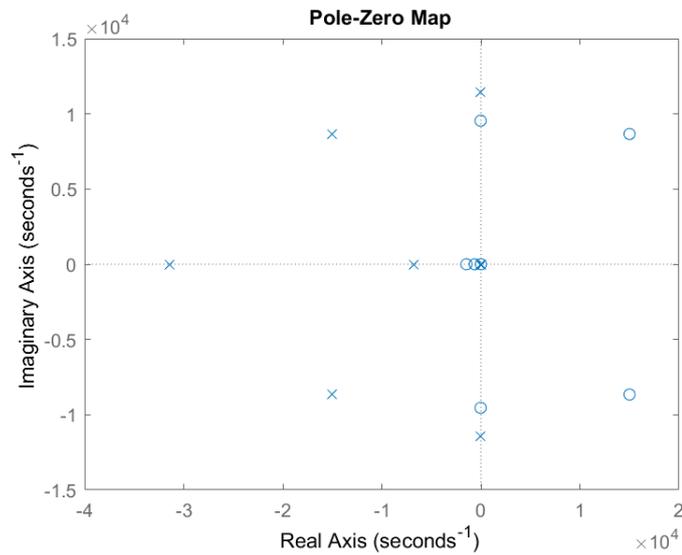


Ilustración 8. Mapa de polos y ceros de la función de transferencia en lazo abierto del sistema de control de I_{conv}

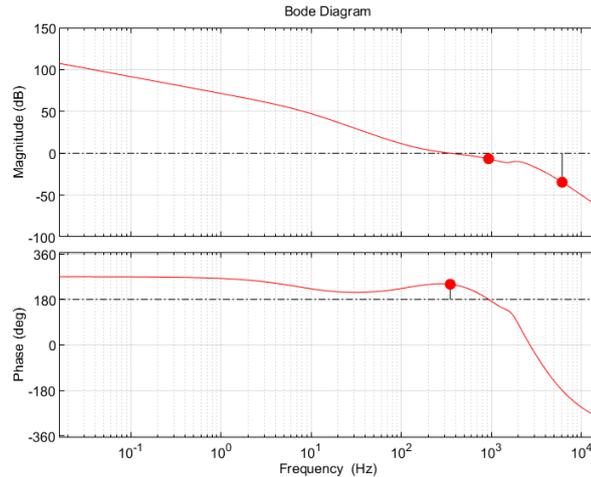


Ilustración 9. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del sistema de control de Iconv con amortiguamiento

En el diagrama de bode de la Ilustración 9 puede verse como tanto el margen de fase como la frecuencia de corte del lazo abierto del sistema coinciden con el resultado esperado al implementar el control de 60° y 350 Hz respectivamente. Con respecto a la estabilidad, mientras que de la observación del mapa de polos y ceros se obtiene que no hay ningún polo en el semiplano real positivo, del diagrama de bode puede verse como no hay ningún corte de la fase con $\pm n \cdot 180^\circ$ (n impar) con ganancia positiva. Así tenemos: $P = 0$; $C^+ = 0$; $C^- = 0$.

En cuanto a C_0 , tenemos que, en presencia de un integrador, en el diagrama de Nyquist aparece una rotación de 180° en torno a 0 Hz, además de que el integrador introduce una fase de -90° . Esto hace que el valor de C_0 dependa del signo de K_G (ganancia DC del sistema). En caso de ser positiva no introduce fase, por lo que daría un valor $C_0 = 0$, mientras que en caso de ser negativa introduciría otros -180° en 0 Hz, haciendo que la fase total sea -270° en 0^+ Hz y, por tanto, teniendo un cruce en esa frecuencia con fase descendiente: $C_0 = -1$. En este caso, teniendo un valor positivo de K_G se tiene un valor de $C_0 = 0$.

Realizado el análisis de la función de transferencia en lazo abierto, y tras comprobar que se cumple el criterio básico de estabilidad con ningún polo en lazo cerrado con parte real positiva se puede concluir que este sistema cumple con el Criterio de Bode Generalizado para la estabilidad (24).

Por otro lado, en la Ilustración 10 se compara la corriente del convertidor obtenida a partir de la herramienta Simulink y la respuesta teórica aplicando el modelo en funciones de transferencia en Matlab se valida el modelo.

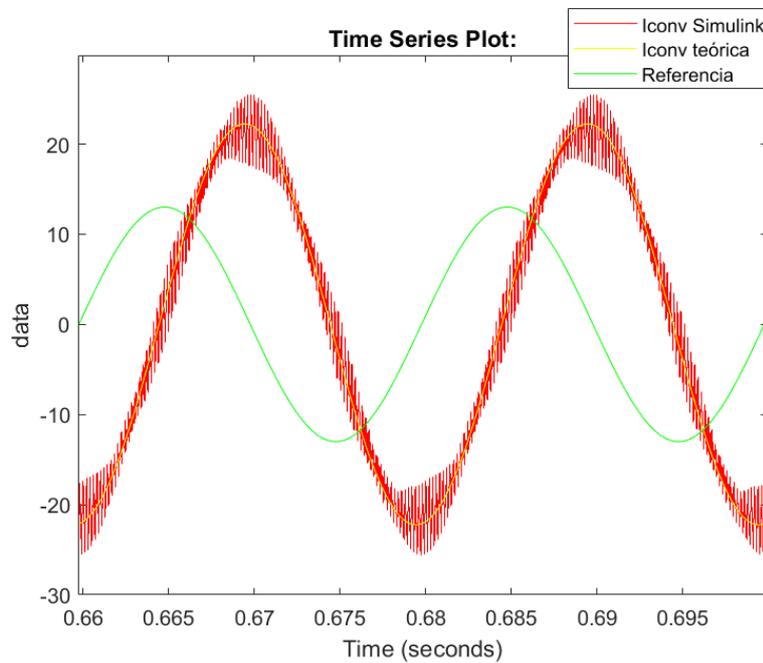


Ilustración 10. Comparación de la I_{conv} obtenida en simulink y a partir del análisis teórico

Puede observarse como la fundamental de la respuesta de Simulink sigue perfectamente la respuesta esperada teóricamente, sin embargo, además de la fundamental, presenta un fuerte contenido en armónicos que empeoran mucho la calidad de la onda. Estos armónicos se deben principalmente a la conmutación de los interruptores IGBT que conforman el inversor, como puede verse en la Ilustración 11 que representa

el espectro frecuencial de I_{conv} y muestra la fuerte influencia de los armónicos de conmutación.

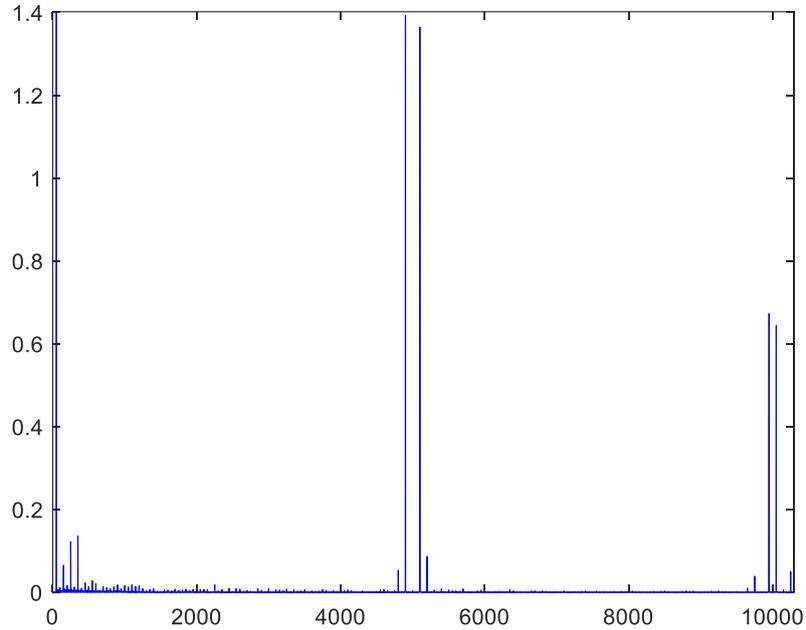


Ilustración 11. Composición de armónicos de la corriente a la salida del convertidor

En cuanto al seguimiento de la referencia, la Ilustración 10 muestra que no es en absoluto correcto, ni en magnitud ni en fase. Esto se debe a que en el modelo sujeto a estudio no se ha empleado ninguna técnica de rechazo a perturbaciones por lo que la perturbación que introduce la tensión de red estropea mucho el seguimiento, pero no influye en la estabilidad del sistema, que es el objetivo de estudio de este trabajo. Analizando los diagramas de Bode de los lazos cerrados en la Ilustración 12, puede verse perfectamente la influencia de cada lazo en la corriente final.

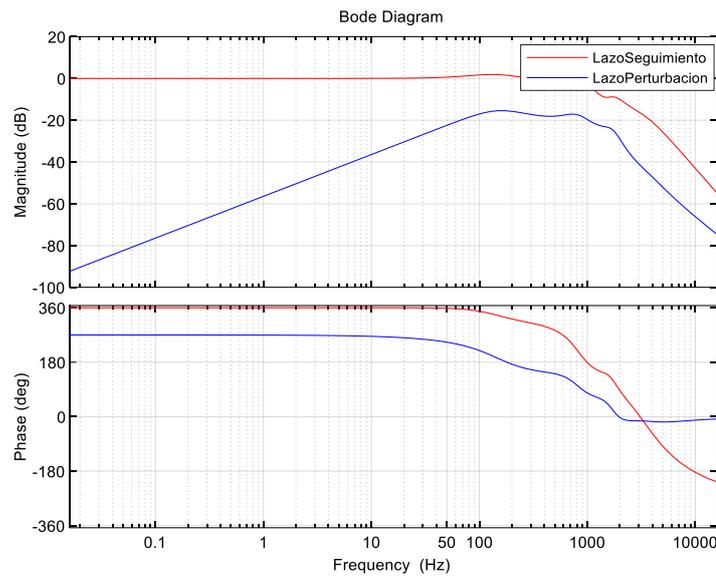


Ilustración 12. Diagramas de Bode del lazo cerrado del seguimiento de referencia y perturbación del control de I_{conv}

Tanto la corriente de referencia como la tensión de red, entradas del lazo de seguimiento y perturbación respectivamente, son señales sinusoidales a 50 Hz. Para esa frecuencia, el diagrama de bode de cada lazo muestra los siguientes valores de magnitud y fase:

- Seguimiento:
 - Magnitud = $0.6241\text{dB} = 1.0745$
 - Fase = -1.94°
- Perturbación:
 - Magnitud = $-22.5\text{dB} = 0.0754$
 - Fase = -114°

Mientras el lazo cerrado del seguimiento de la referencia ofrece unos valores aceptables para un buen control, la componente que añade el lazo de perturbación a la corriente final hace que el seguimiento sea muy malo. Aunque en un principio parezca que la magnitud del lazo atenuará la perturbación, el alto valor de la tensión de red en

comparación con la referencia (326.6V de amplitud) hace que acabe aportando a la señal de corriente a la salida del lazo una componente de 24.62 A de amplitud y un desfase de 114° respecto a la referencia. En la Ilustración 13 se representan los resultados teóricos de la simulación de cada uno de los lazos, seguimiento de referencia y perturbación, por separado, así como la señal de referencia y corriente final a la salida, suma del seguimiento de referencia y perturbación, en amarillo, para entender mejor la aportación de cada uno de ellos.

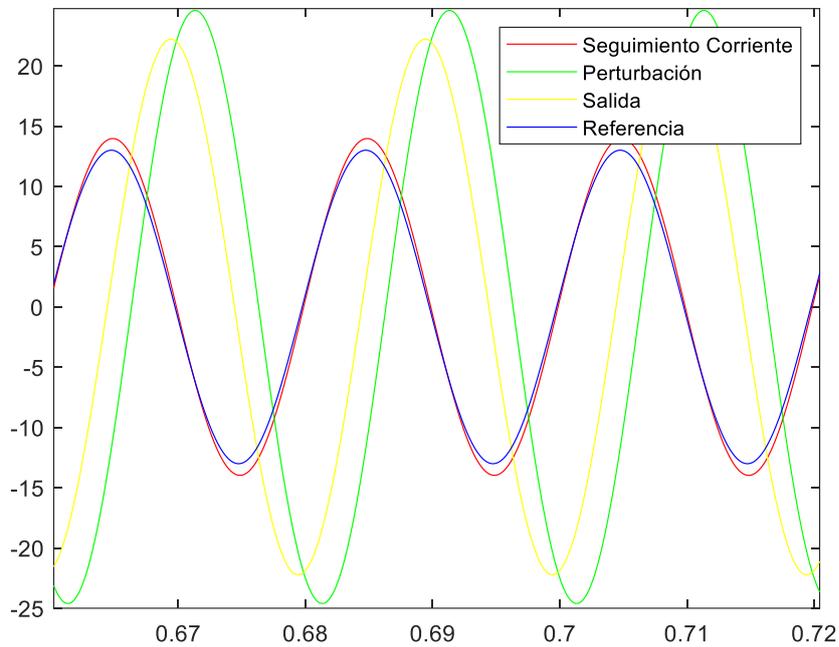


Ilustración 13. Representación de los resultados teóricos de la simulación de los lazos de seguimiento y perturbación junto con la señal de referencia y corriente final a la salida del lazo de control

➤ **Sistema de control de corriente de Red, I_g , con amortiguamiento pasivo (R_d**

$= 5\Omega$)

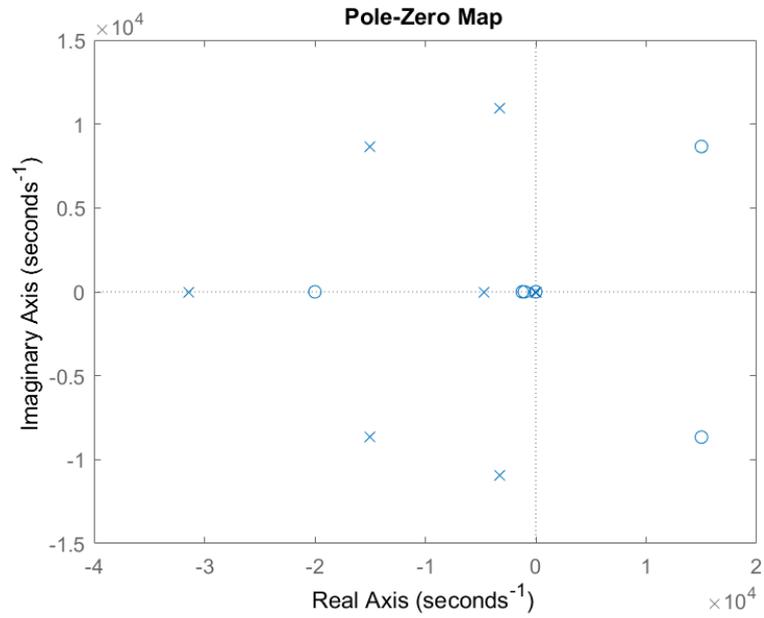


Ilustración 14. Mapa de polos y ceros de la función de transferencia en lazo abierto del control de I_g

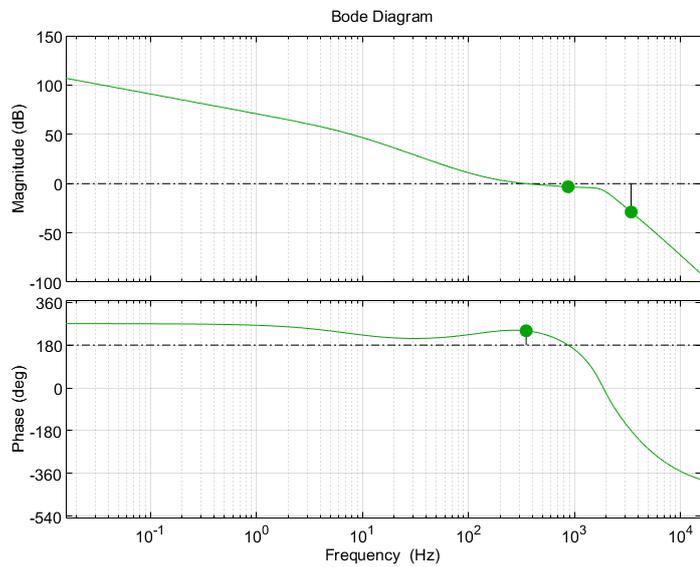


Ilustración 15. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del sistema de control de I_g con amortiguamiento

De las ilustraciones Ilustración 14 y 15 se obtiene $P = 0$ y $C^+ = C^- = 0$. Por otro lado, siendo un sistema con un integrador y K_G positiva se tiene también $C_0 = 0$ por lo que siguiendo el Criterio Generalizado de Bode puede concluirse que el seguimiento es estable.

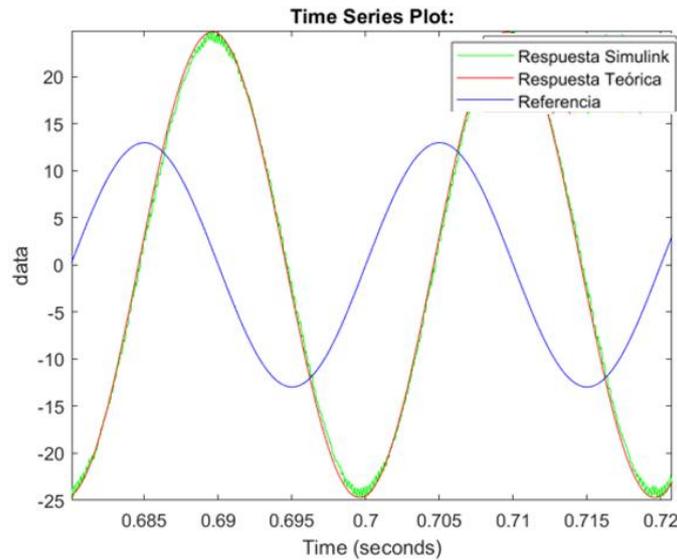


Ilustración 16. Comparación de la corriente de salida del modelo de Simulink y el análisis teórico junto con la corriente de referencia del control de I_g

La comparación de la respuesta del modelo de simulink con el resultado esperado teóricamente de la Ilustración 16 muestra que el modelo está bien diseñado. Sin embargo, al igual que ocurría en el análisis del sistema de control de Iconv, el seguimiento no es adecuado debido a que no se ha empleado ninguna técnica de rechazo de perturbación. El análisis de los diagramas de Bode en lazo cerrado de la Ilustración 17 muestra como influye cada lazo a sus respectivas entradas y, por tanto, la aportación final de estas a la corriente I_g .

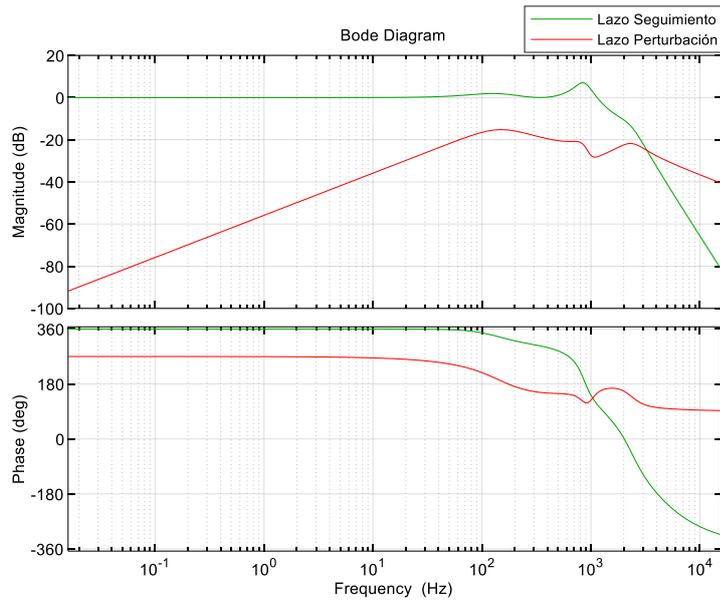


Ilustración 17. Diagramas de Bode del lazo cerrado del seguimiento de referencia y perturbación del control de I_g con amortiguamiento

- **Seguimiento**

- Magnitud = 0.6653dB = 1.0796
- Fase = -2.14°

- **Perturbación**

- Magnitud = -21.87dB = 0.0806
- Fase = -114.29°

Al igual que en el control de I_{conv} , mientras el seguimiento de la referencia es aceptable, la perturbación introduce una señal de 26.21V con un desfase con respecto a la referencia de 114.29° que empeora mucho el seguimiento. Eso provoca que, como se ve en la Ilustración 18 la corriente de salida en amarillo, que resulta de la suma del seguimiento de corriente de referencia y de la perturbación de red difiera mucho de la señal de referencia.

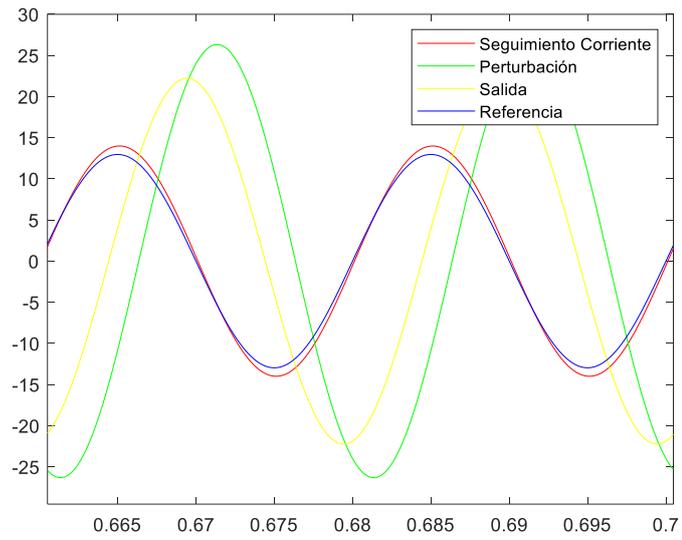


Ilustración 18. Representación de los resultados teóricos de la simulación de los lazos de seguimiento y perturbación junto con la señal de referencia y corriente final a la salida del lazo de control de I_g con amortiguamiento

4.2.2. ESTABILIDAD DEL SISTEMA SIN AMORTIGUAMIENTO

➤ Sistema de control de corriente del convertidor, I_{conv} , sin amortiguamiento

($R_d=0$)

Haciendo el mismo análisis para el sistema sin amortiguamiento:

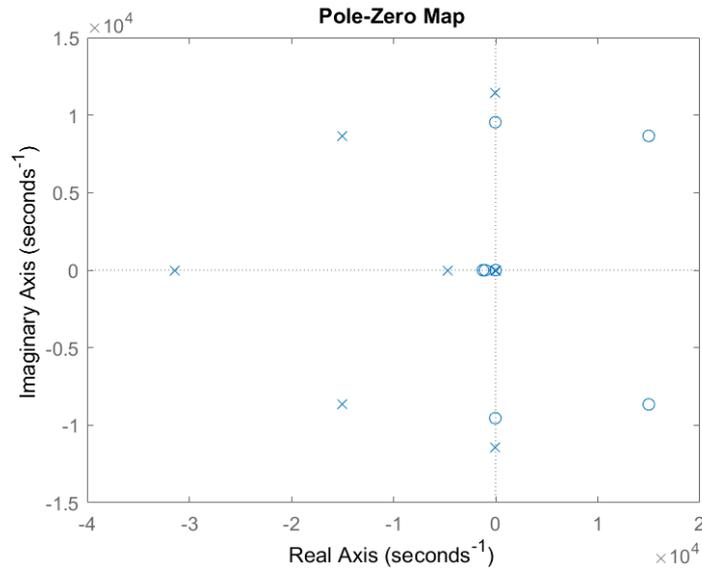


Ilustración 19. Mapa de polos y ceros de la función de transferencia en lazo abierto del control de I_{conv} sin amortiguamiento

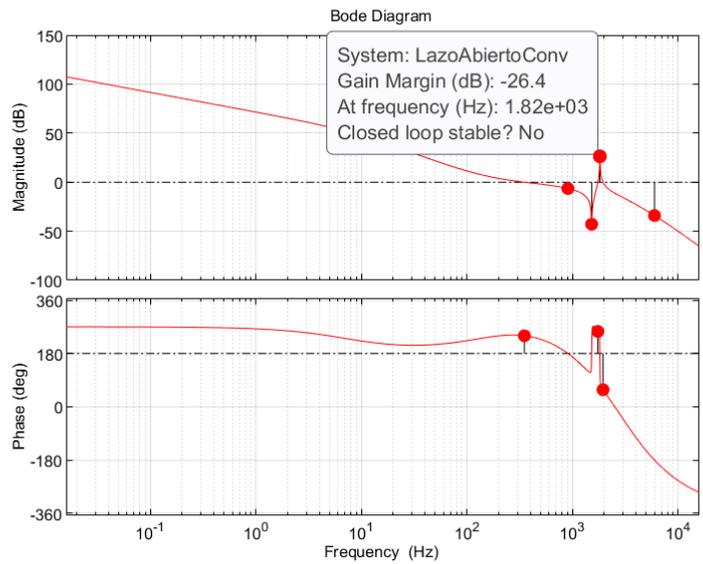


Ilustración 20. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del sistema de control de I_{conv} sin amortiguamiento

El diagrama de Bode en lazo abierto del sistema de control de Iconv sin amortiguamiento, Ilustración 20, muestra un corte de la fase con 180° en el que la ganancia es positiva. Como este corte se produce con fase descendente, según el criterio generalizado de Bode se tiene $C^- = 1$. Para el cálculo de C_o , el sistema tiene las mismas características que los casos anteriores, un integrador en lazo abierto y ganancia positiva, por lo que su valor es $C_o = 0$.

$$P = 2 \cdot (C^+ - C^-) + C_o \quad (25)$$

Como puede verse en el mapa de polos y ceros de la Ilustración 19, no existen polos en semiplano derecho ($P = 0$), quedando en evidencia la inestabilidad del sistema ($Z = 2$).

De la Ilustración 20 se ve como el corte de la fase con -180° y ganancia positiva que hace inestable el sistema es provocado por la resonancia que introduce el filtro LCL. Esto indica que, desplazando la resonancia a frecuencias en las que no se de un corte de fase con -180° se podrá conseguir un sistema estable sin necesidad de incluir amortiguamiento. Para encontrar a qué frecuencia de resonancia el sistema de control de Iconv sin amortiguamiento pasivo se vuelve estable se ha ido disminuyendo el valor de C_f , lo que desplaza la resonancia a frecuencias mayores, hasta encontrar la frecuencia a partir de la cual se evita el corte de fase con -180° . En la Ilustración 21 se muestra como a partir de una frecuencia de resonancia de aproximadamente 2.5 kHz el sistema pasa a ser estable.

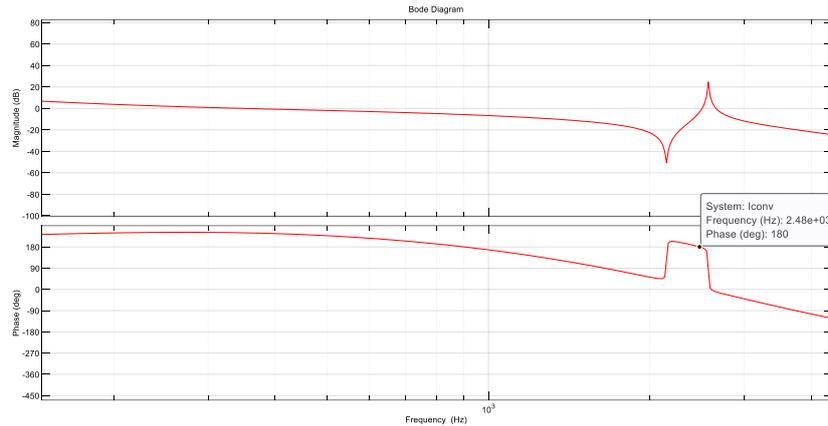


Ilustración 21. Diagrama de Bode del lazo abierto del sistema de control de Iconv sin amortiguamiento que muestra la frecuencia de resonancia a partir de la cual el sistema se vuelve estable

Este sencillo estudio a partir de la exploración de los diagramas de bode se ha realizado también de manera analítica, lo que permite determinar todo el rango de estabilidad. Para ello basta con calcular la fase del lazo abierto en función de la resonancia e igualarla a 180° como se muestra en la ecuación (26).

$$\begin{aligned} \pm n \cdot 180^\circ = \varphi(\text{PI}) + \varphi(\text{Retraso}) + \varphi(\text{Filtro}) + \varphi(\text{AdelantoFase}) \\ + \varphi(\text{Planta}) \end{aligned} \quad (26)$$

La frecuencia de resonancia para la que se cumple la ecuación (26) con n par es la frecuencia de resonancia en la que un sistema pasa de ser estable a inestable (en el caso de que el corte de fase con $\pm n \cdot 180^\circ$ se de con ganancia positiva). Por el contrario, cuando se cumple para un valor de n impar, esa frecuencia de resonancia será el límite en el que el sistema se vuelve estable.

Su cálculo se ha desarrollado con un sencillo bucle iterativo en Matlab que nos dará a qué frecuencia, mayor a la que entran los polos de anti-resonancia la fase cruza los 180° . En él se calcula la fase del lazo abierto según la ecuación (27).

$\varphi(\text{LazoAbierto})$

$$= \varphi(\text{PI}) + \varphi(\text{Retraso}) + \varphi(\text{Filtro}) + \varphi(\text{AdelantoFase}) + \varphi(\text{Planta}) \quad (27)$$

- $\varphi(\text{PI}) = \text{atan}(Tn \cdot w) - \pi/2.$
- $\varphi(\text{Retraso})$: Para evitar usar aproximaciones en la fase del retraso, se ha utilizado la función de Matlab $\text{angle}()$, que devuelve el ángulo de un número complejo, en la función de transferencia del retraso en el dominio de la frecuencia $\text{RetAprx}(wj)$.
- $\varphi(\text{Filtro}) = -\text{atan}(\tau_{fi} \cdot w)$
- $\varphi(\text{AdelantoFase}) := \text{atan}\left(\frac{-7.62e-4 \cdot w}{-2.067e-7 \cdot w^2 - 1}\right)$ (Calculada operando con su función de transferencia en dominio frecuencial)
- $\varphi(\text{Planta}) = -90^\circ + 180^\circ = 90^\circ$

La frecuencia de resonancia a partir de la cual el sistema de control de Iconv se vuelve estable es $F_{res} = 2513 \text{ Hz}$ que generalizando para cualquier frecuencia de muestreo queda $\frac{F_{res}}{F_{samp}} = 0.5026.$

Extrapolando el caso para un inversor genérico, la frecuencia de resonancia a la que el control de la corriente del convertidor se volvería estable en función de las variables de control es:

- $\varphi(\text{PI}) = \text{atand}(Tn \cdot w) - 90^\circ.$
- $\varphi(\text{Retraso}) = \varphi(e^{-1.5 \cdot T_{samp} \cdot w \cdot j}) =$

$$= \varphi(\cos(-1.5 \cdot T_{samp} \cdot w) + \sin(-1.5 \cdot T_{samp} \cdot w)) = -1.5 \cdot T_{samp} \cdot w \cdot \frac{180}{\pi}$$

- $\varphi(\text{Filtro}) = -\text{atan}(\tau_{fi} \cdot w)$
- $\varphi(\text{AdelantoFase}) := \text{atan}\left(\left(\frac{1}{\text{zero}}\right) \cdot w\right) - \text{atan}\left(\left(\frac{1}{\text{polo}}\right) \cdot w\right)$
- $\varphi(\text{Planta}) = -90^\circ + 180^\circ = 90^\circ$

Quedando la igualdad:

$$\begin{aligned} \pm n \cdot 180^\circ = \text{atand}(T_n \cdot w) - 1.5 \cdot T_{\text{samp}} \cdot w \cdot \frac{180}{\pi} - \text{atan}(\tau_{fi} \cdot w) + \text{atan}\left(\left(\frac{1}{\text{zero}}\right) \cdot w\right) \\ - \text{atan}\left(\left(\frac{1}{\text{polo}}\right) \cdot w\right) \end{aligned} \quad (28)$$

Esta ecuación permite determinar las frecuencias de resonancia que limitan los rangos de estabilidad e inestabilidad del sistema.

➤ **Sistema de control de la corriente de red, I_g , sin amortiguamiento ($R_d=0$)**

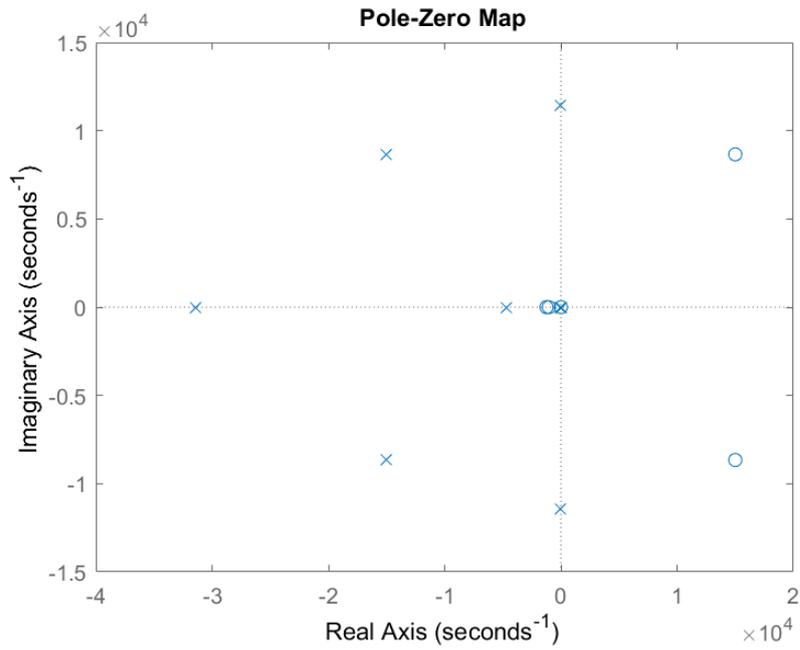


Ilustración 22. Mapa de polos y ceros de la función de transferencia en lazo abierto del control de I_g sin amortiguamiento

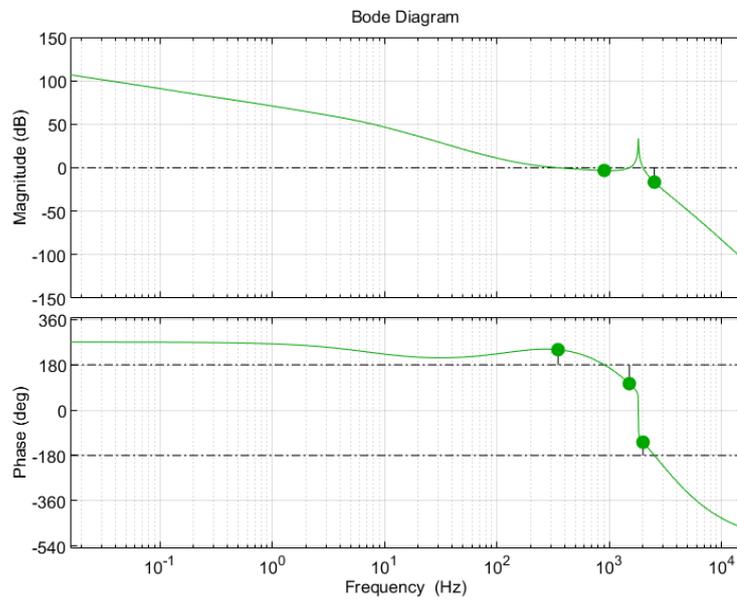


Ilustración 23. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del sistema de control de I_g sin amortiguamiento

Aplicando el análisis del Criterio Generalizado de Bode, de las ilustraciones 22 y 23 tenemos $P = 0$ y $C^+ = C^- = 0$. Por otro lado, con un integrador y ganancia K_G positiva tenemos también $C_0 = 0$, por lo que cumple con el criterio de estabilidad.

En las ilustraciones 24, 25 y 26 se ve como el resultado de las simulaciones muestran el mismo comportamiento que en los casos con amortiguamiento en los que el modelo devuelve el resultado esperado del análisis teórico pero ambos se alejan de la señal de referencia debido a la perturbación de red no compensada.

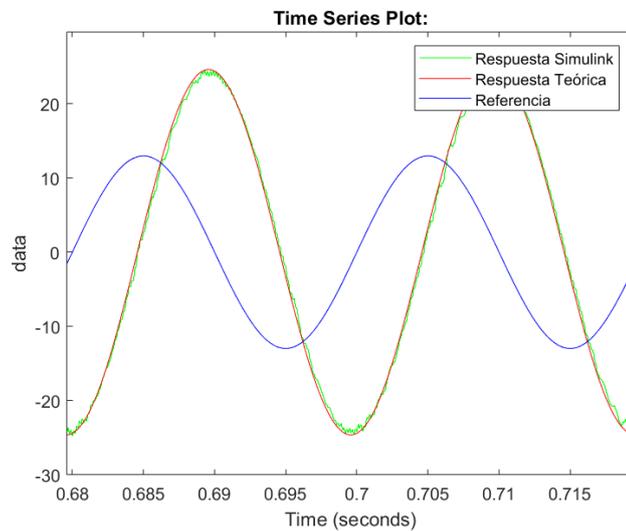


Ilustración 24. Comparación de la corriente de red obtenida a partir del modelo de Simulink (verde) y la función de transferencia mediante el comando de Matlab lsim()

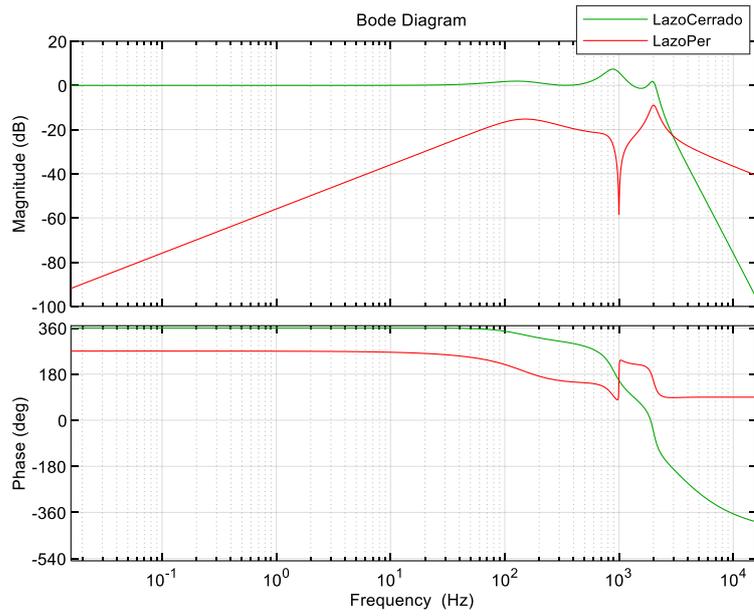


Ilustración 25. Diagramas de Bode del lazo cerrado del seguimiento de referencia y perturbación del control de I_g sin amortiguamiento

+

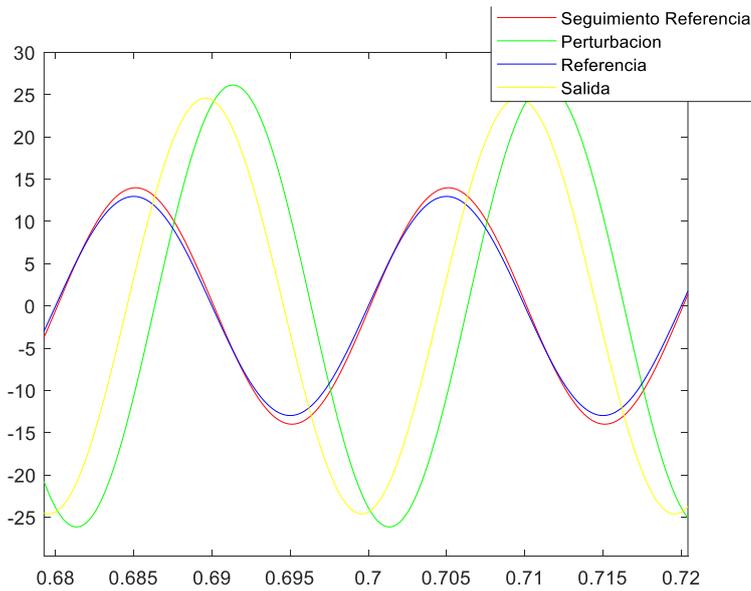


Ilustración 26.. Representación de los resultados teóricos de la simulación de los lazos de seguimiento y perturbación junto con la señal de referencia y corriente final a la salida del lazo de control de I_g sin amortiguamiento

➤ **Comparación estabilidad I_g con amortiguamiento y sin amortiguamiento**

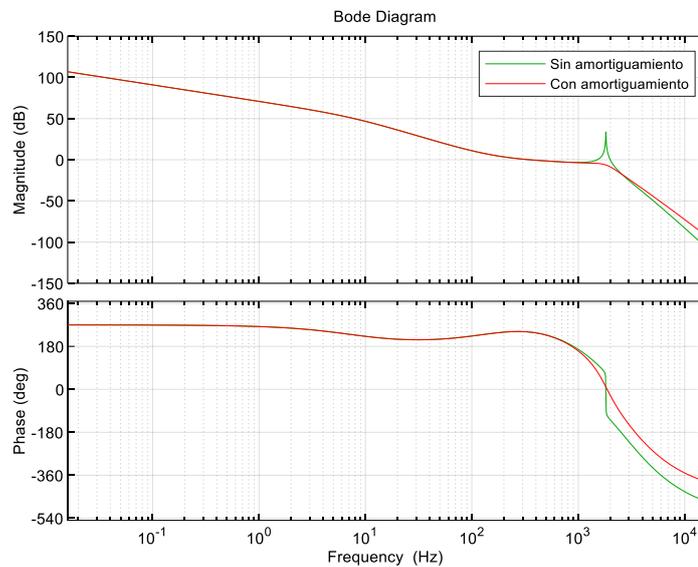


Ilustración 27. Comparación del diagrama de Bode en lazo abierto del control de I_g con y sin amortiguamiento

Comparando los dos diagramas, en la Ilustración 27 se ve que, aunque los dos sistemas sean estables para estas condiciones, el pico en la frecuencia de resonancia en el sistema sin amortiguar hace que su ganancia vuelva a ser positiva en torno a esa frecuencia lo que haría el sistema inestable si la resonancia se diese a una frecuencia que haga a la fase cruzar con -180° . Para encontrar el rango de frecuencias de resonancia para las que el sistema sin amortiguamiento se vuelve inestable, en primer lugar, se realiza un estudio por exploración de los diagramas de Bode. Para ello, se reduce el valor del condensador del filtro C_f aumentando así la frecuencia de resonancia del sistema. Modificando el valor de C_f la única fase que se modifica es la de la planta, además ésta a valores cercanos previos a la resonancia se mantiene prácticamente constante en -90° , por lo que no estaría afectando a la pendiente de la fase en esa zona. Esto hace que la manera más sencilla para conocer a partir de que frecuencia de resonancia el sistema se hace inestable sea dar un valor a C_f para el cual la caída que introducen los polos de resonancia

corte con 180° y ver la frecuencia a la fase del lazo abierto corta con los 0° , que será la frecuencia de resonancia a partir de la cual el sistema se vuelve inestable.

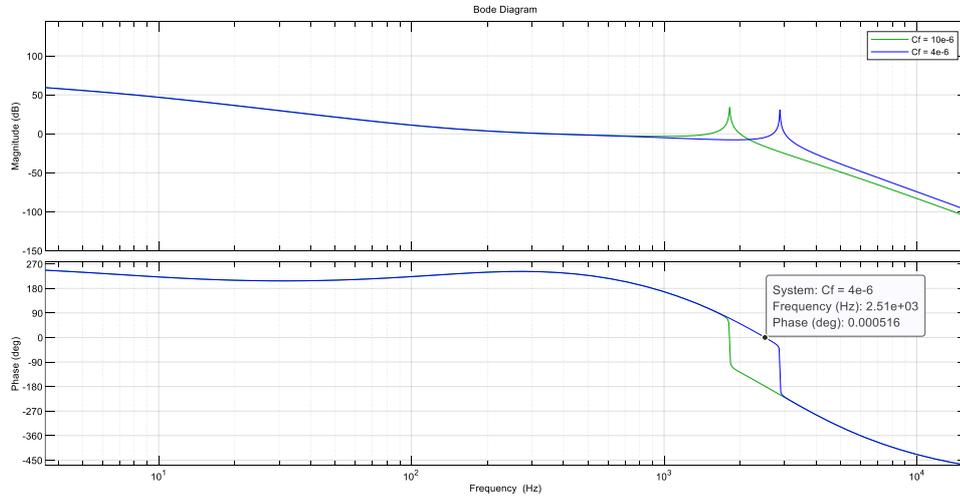


Ilustración 28. Diagrama de Bode del lazo abierto del sistema de control de I_g sin amortiguacion para diferentes valores de C_f

Como puede verse en la Ilustración 28 la frecuencia de resonancia a partir de la cual el sistema se vuelve inestable está en torno a 2.5kHz. Siguiendo la misma técnica para frecuencias aún mayores en la Ilustración 29 vemos que el sistema volvería a ser estable a partir de una frecuencia de resonancia mayor a los 6kHz.

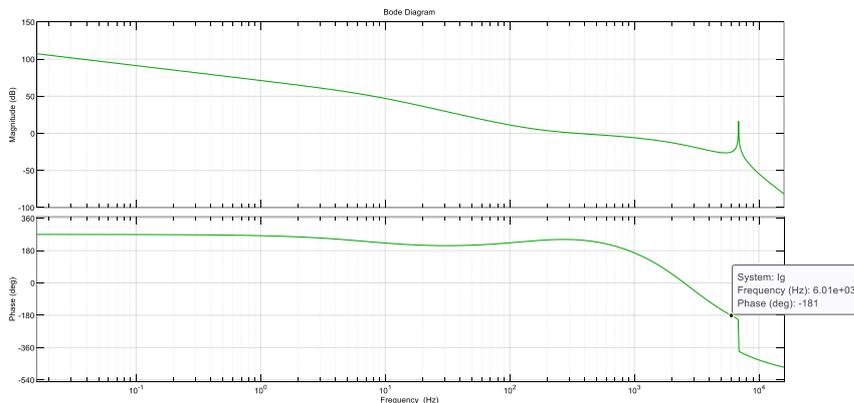


Ilustración 29. Diagrama de Bode del lazo abierto del sistema de control de I_g sin amortiguacion que muestra la estabilidad del sistema a partir de una frecuencia e resonancia mayor a los 6 kHz

El procedimiento realizado por exploración de los diagramas de bode puede hacerse de manera sistemática analíticamente. Como se ha explicado para el cálculo por exploración, los polos de la resonancia introducen un salto de -180 por lo que para saber los rangos de frecuencia de resonancia para los que el sistema se vuelve inestable basta con igualar la fase del lazo abierto a los valores de 0 y -180° para obtener la Fres a la que el sistema se pierde y recupera la estabilidad respectivamente.

$$\begin{aligned} \varphi(\text{LazoAbierto}) &= \varphi(\text{PI}) + \varphi(\text{Retraso}) + \varphi(\text{Filtro}) + \varphi(\text{AdelantoFase}) \\ &+ \varphi(\text{Planta}) \end{aligned} \quad (29)$$

- $\varphi(\text{PI}) = \text{atan}(Tn \cdot w) - \pi/2.$
- $\varphi(\text{Retraso})$: *Para evitar usar aproximaciones en la fase del retraso, se ha utilizado la función de Matlab angle(), que devuelve el ángulo de un número complejo, en la función de transferencia del retraso en el dominio de la frecuencia RetAprx(wj).*
- $\varphi(\text{Filtro}) = -\text{atan}(\tau_{fi} \cdot w)$
- $\varphi(\text{AdelantoFase}) := \text{atan}\left(\frac{-7.62e-4 \cdot w}{-2.067e-7 \cdot w^2 - 1}\right)$ *(Calculada operando con su función de transferencia en dominio frecuencial)*

De nuevo se ha diseñado un sencillo bucle iterativo en Matlab que permite realizar el cálculo con exactamente la misma función de transferencia que el lazo abierto utilizado para las simulaciones en el dominio frecuencial.

El rango de frecuencias para las que el sistema de control de la corriente de red sin amortiguamiento no es estable es:

$$\text{Fres} = [2513 - 5979] \text{ Hz}$$

Como puede comprobarse los valores son muy cercanos a los obtenidos mediante la exploración de los diagramas de Bode.

Haciendo el mismo análisis que en el caso del control de I_{conv} para el de I_g de un inversor con filtro genérico, se obtiene la siguiente expresión que relaciona la frecuencia de resonancia que limita su inestabilidad con las demás variables de control:

Extrapolando el caso para un inversor genérico, la frecuencia de resonancia a la que el control de la corriente del convertidor se volvería estable en función de las variables de control es:

- $\varphi(PI) = \text{atand}(T_n \cdot w) - 90^\circ$
- $\varphi(\text{Retraso}) = \varphi(e^{-1.5 \cdot T_{s\text{amp}} \cdot w \cdot j}) =$

$$= \varphi(\cos(-1.5 \cdot T_{s\text{amp}} \cdot w) + \sin(-1.5 \cdot T_{s\text{amp}} \cdot w)) = -1.5 \cdot T_{s\text{amp}} \cdot w \cdot \frac{180}{\pi}$$

- $\varphi(\text{Filtro}) = -\text{atan}(\tau_{fi} \cdot w)$
- $\varphi(\text{AdelantoFase}) := \text{atan}\left(\left(\frac{1}{\text{zero}}\right) \cdot w\right) - \text{atan}\left(\left(\frac{1}{\text{polo}}\right) \cdot w\right)$
- $\varphi(\text{Planta}) = -90$

$$\pm n \cdot 180^\circ = -180^\circ + \text{atand}(T_n \cdot w) - 1.5 \cdot T_{s\text{amp}} \cdot w \cdot \frac{180}{\pi} - \text{atan}(\tau_{fi} \cdot w) + \text{atan}\left(\left(\frac{1}{\text{zero}}\right) \cdot w\right) - \text{atan}\left(\left(\frac{1}{\text{polo}}\right) \cdot w\right) \quad (30)$$

La ecuación (30) permite determinar las frecuencias de resonancia que limítrofes entre los rangos de frecuencia de resonancia para las que el sistema es estable e inestable.

4.2.3. COMPARACIÓN ESTABILIDAD ENTRE EL CONTROL DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR Y DE RED

➤ Con amortiguamiento

Como hemos visto en el análisis individual de cada uno, ambos sistemas son estables, sin embargo, pueden sacarse algunas conclusiones comparando sus diagramas de bode en lazo abierto en la Ilustración 30.

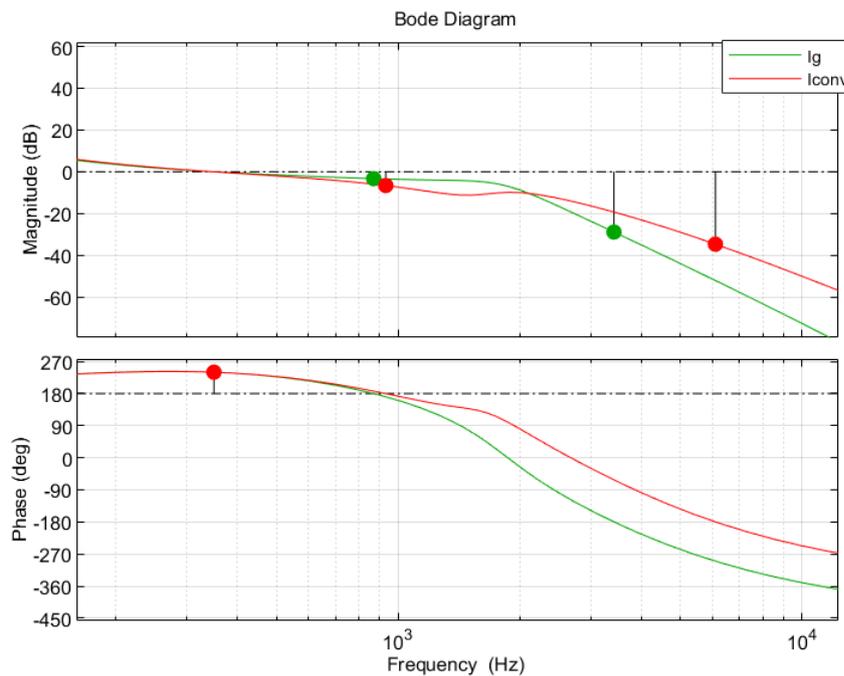


Ilustración 30. Comparación de los diagramas de bode del control de I_g e I_{conv} con amortiguamiento

En este caso puede verse como, aunque ambos sistemas cumplan el Criterio Generalizado de Bode para la estabilidad, el margen de ganancia cuando la fase cruza con los 180° en el control de I_{conv} es el doble que en el control de I_g (6.59 y 3.27 dB respectivamente) lo que le convierte en un sistema con un mayor rango de estabilidad en función de su ganancia proporcional. Mientras que el sistema de control de I_{conv} permite una ganancia proporcional máxima de hasta $K_{p_{max}} = 2.14$, el sistema de control de I_g se volverá inestable a partir de $K_{p_{max}} = 1.46$.

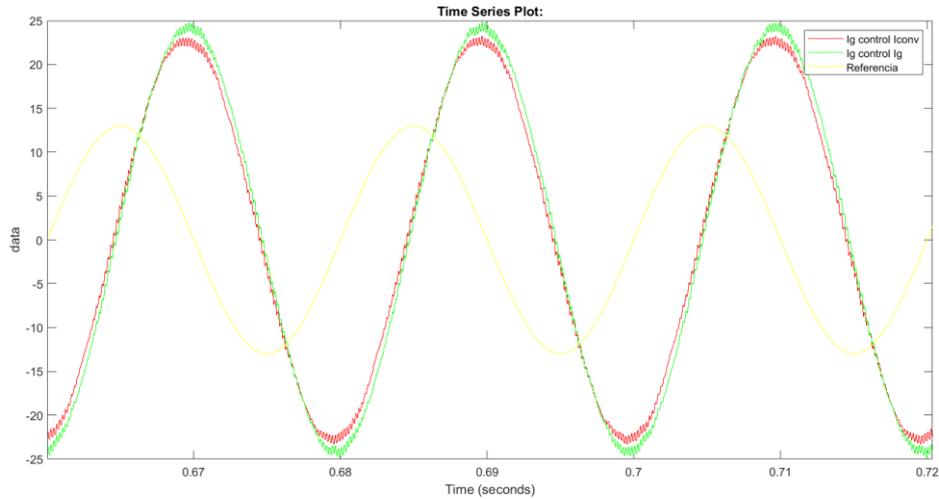


Ilustración 31. Comparación de la corriente inyectada a red en el modelo de control de Iconv e Ig y la referencia

En la Ilustración 31 vemos que la corriente del modelo de control de Iconv tiene menor amplitud que la del modelo de control de la corriente de red y por tanto se aproxima más a la corriente de referencia deseada en un principio, aunque ambas están muy lejos debido a la gran influencia de la perturbación, que ya ha sido explicada de manera individual para cada caso en los apartados anteriores, analizando sus diagramas de Bode en lazo cerrado y la influencia que esto tiene en la corriente de salida. La pequeña diferencia en la amplitud entre ambas se debe a que la perturbación de red tiene una mayor influencia en el sistema de control de Ig como puede verse en la Ilustración 32 que compara la aportación de la perturbación a la corriente final.

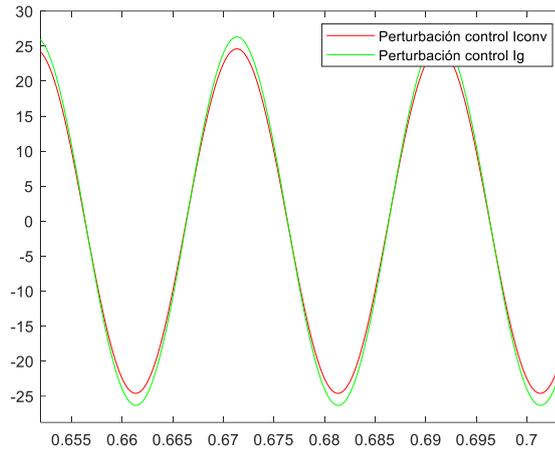


Ilustración 32. Comparación de la aportación de la perturbación a la corriente final a partir de su FT teórica

Además de realizar una comparativa de la estabilidad de los sistemas, que ayude a tomar una conclusión sobre cuál de ellos sería más conveniente aplicar a la hora de conectar un inversor con filtro LCL a la red, será igual de importante conocer el contenido armónico de la corriente que inyectarían ambos sistemas para asegurarse que la búsqueda de una mayor estabilidad no comprometa de manera crítica la calidad de señal.

La calidad de suministro siempre ha sido un factor a tener en cuenta en el campo de la generación eléctrica, pero actualmente adquiere mucha más importancia debido a la cada vez mayor sensibilidad de los receptores eléctricos y la creciente preocupación del usuario por la calidad de señal que recibe entre otras cosas. La transición cada vez más rápida de generación centralizada a distribuida hace que la red eléctrica necesite ser mucho más exigente con la corriente inyectada para poder mantener sus condiciones de calidad y estabilidad.

En este sentido, en la comparativa que se está realizando en el presente estudio entre el control del inversor con filtro LCL a partir de la corriente en el convertidor y la inyectada a red, será importante el análisis de los armónicos existentes en la corriente final inyectada, que viene detallado en el apartado 4.3.

➤ **Ig sin amortiguamiento e Iconv con amortiguamiento**

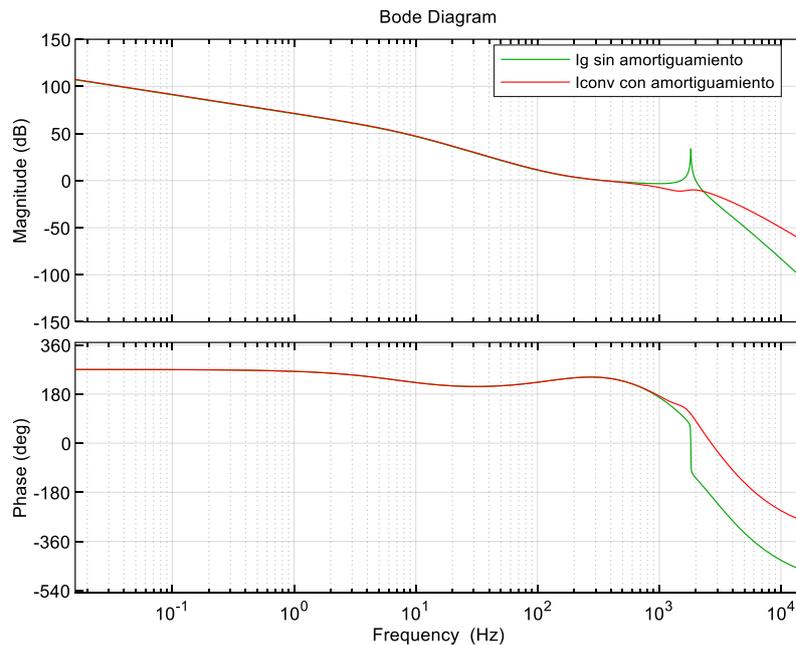


Ilustración 33. Comparación de diagramas de Bode en lazo abierto del sistema de control de I_g sin amortiguamiento y el de control de I_{conv} con amortiguamiento

Comparando la estabilidad de los sistemas a partir de sus diagramas de Bode en la Ilustración 33, como se ha hecho en los casos anteriores puede decirse que, aunque para la frecuencia de resonancia actual y el lazo de control analizado ambos son estables, el control de I_{conv} tiene un mayor rango de estabilidad que el de I_g sin amortiguamiento, pues los picos de magnitud provocados por la resonancia del sistema, como se ha demostrado, son susceptibles de generar inestabilidades en función de la frecuencia a la que se produzcan.

En cuanto al análisis de sus armónicos, la comparación de sus espectros frecuenciales de las ilustraciones 34, 35 y 36 muestra como en la frecuencia de conmutación éstos tienen una mayor amplitud en el sistema de control de Iconv con amortiguamiento pasivo. Esto es debido a que la resistencia en serie con el condensador utilizada provoca una peor atenuación de los armónicos a altas frecuencias.

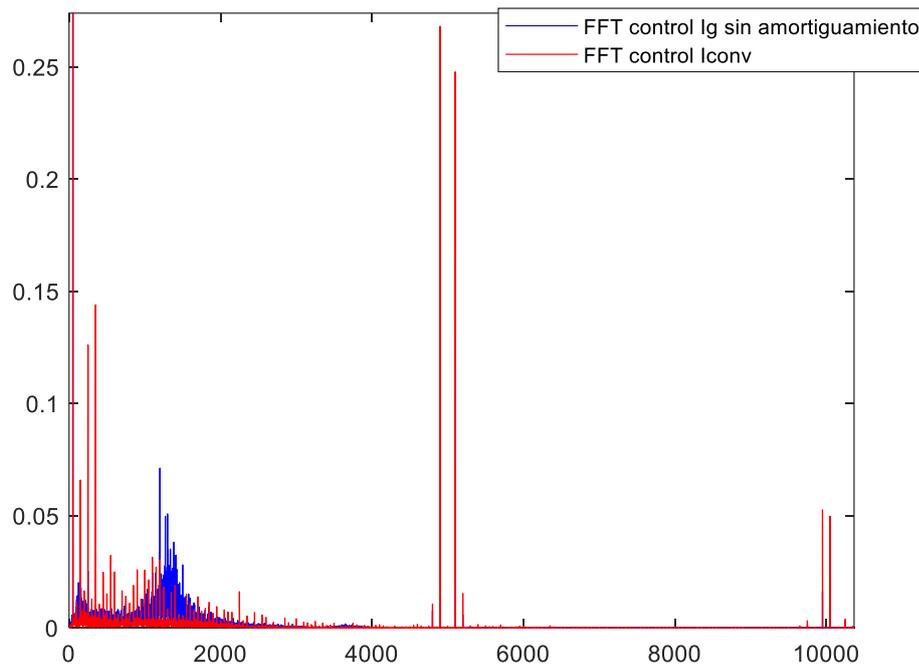


Ilustración 34. Comparación de la composición de armónicos de la corriente de red en el sistema de control de I_g sin amortiguamiento e Iconv con amortiguamiento

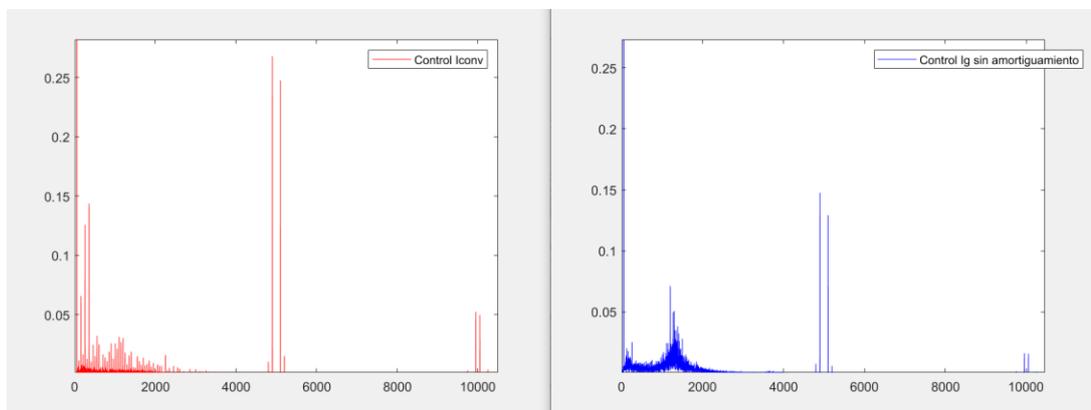


Ilustración 35. Comparación de la composición de armónicos de la corriente de red en el sistema de control de I_g sin amortiguamiento e Iconv con amortiguamiento en diferentes figuras

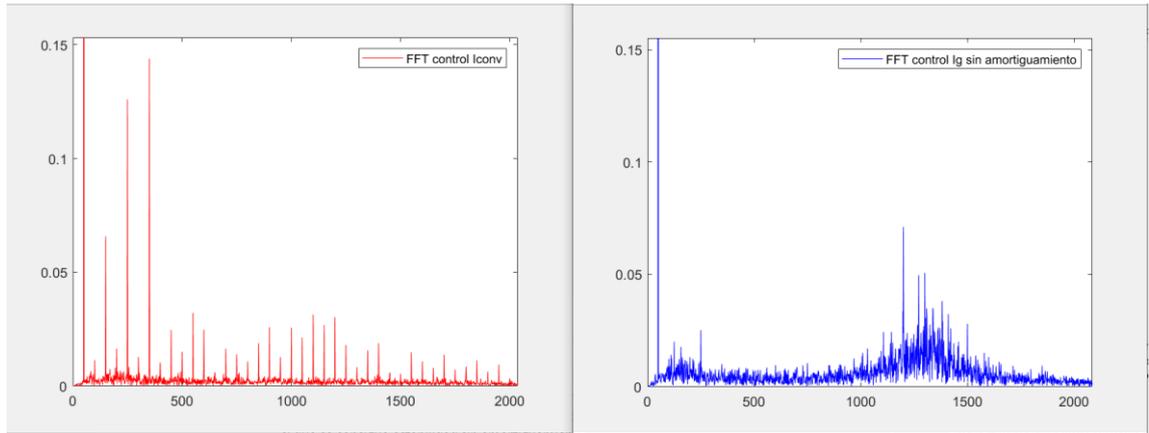


Ilustración 36. Comparación de la composición de armónicos de la corriente de red a frecuencias cercanas a la resonancia en el sistema de control de I_g sin amortiguamiento e I_{conv} con amortiguamiento en diferentes figuras

➤ **Sin amortiguamiento**

En el caso sin amortiguamiento para las características del sistema actuales, la diferencia entre los dos sistemas es mucho más notable, hasta el punto en el que el seguimiento en el sistema que controla la corriente del convertidor no es estable mientras que controlando la corriente de red sí que se consigue estabilidad sin amortiguamiento.

Si comparamos los diagramas de bode en lazo abierto, en la Ilustración 37 nos encontramos con que la función de transferencia del control de I_{conv} tiene dos ceros cercanos a la frecuencia de resonancia. Éstos provocan un brusco aumento de fase, que seguido de la siguiente bajada provocada por los polos de la frecuencia de resonancia hace que la fase corte de nuevo dos veces con $\pm n \cdot 180^\circ$ (n impar), una de ellas con ganancia positiva, que genera también problemas de estabilidad según el Criterio Generalizado de Bode.

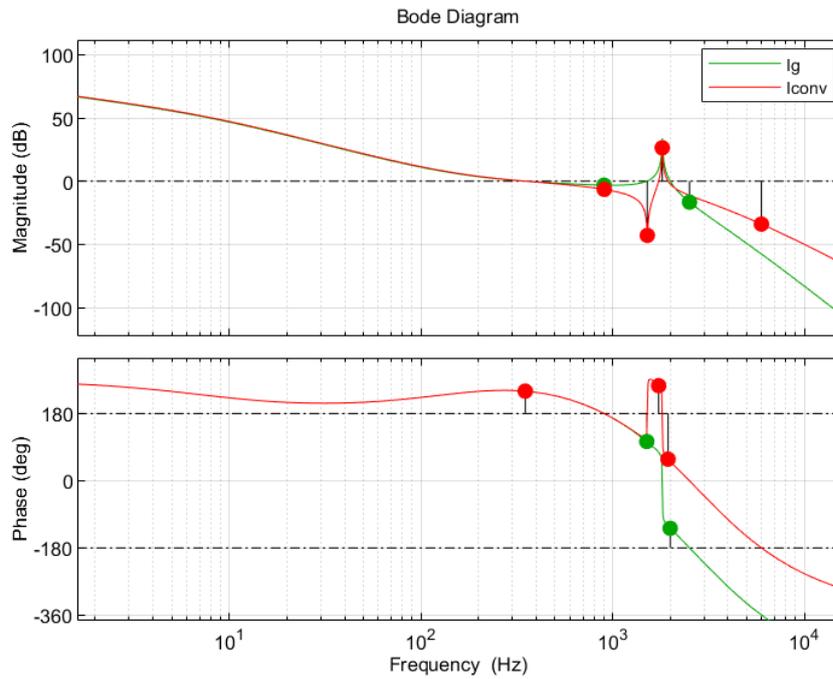


Ilustración 37. Comparación de los diagramas de bode del control de I_g e I_{conv} sin amortiguamiento

Sin embargo, como se ha visto anteriormente, la estabilidad de los sistemas sin amortiguamiento está directamente relacionada con el valor de la frecuencia de resonancia. Aplicando las ecuaciones (28) y (29) de los apartados anteriores, se obtienen los rangos de estabilidad para el control de I_g , en la parte superior de la Ilustración 38 e I_{conv} , en la parte inferior, en función de su frecuencia de resonancia que se muestran en la

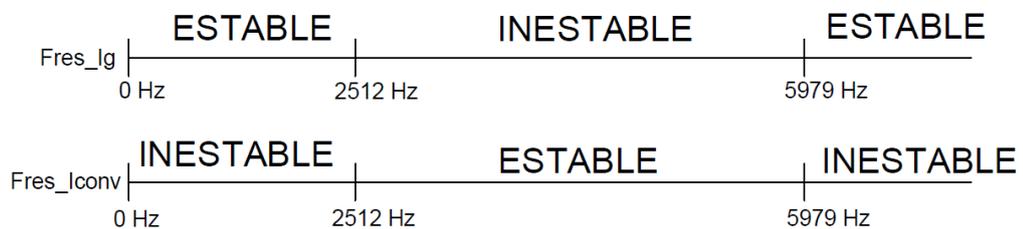


Ilustración 38. Rangos de estabilidad del control de I_{conv} e I_g en función de su frecuencia de resonancia

**Para frecuencias superiores a 5979 Hz el control de Iconv será inestable hasta que el margen de fase pase a ser siempre negativo.*

Del resultado obtenido destaca el hecho de que la estabilidad del control de Iconv e Ig es complementaria, siendo el control de Iconv estable en las frecuencias de resonancia en los que Ig es inestable y viceversa. De este comportamiento, que se replicaría para un inversor genérico, se obtiene la importante deducción de que la elección de la corriente a controlar puede resultar crucial a la hora de perseguir la estabilidad de un sistema con una frecuencia de resonancia determinada.

4.3. ANÁLISIS DE ARMÓNICOS

➤ Comparación Iconv e Ig con amortiguamiento

A la hora de poder decidir cómo de favorable es una técnica de control respecto a otra, no sólo será importante el estudio de estabilidad realizado en apartados anteriores, sino que la composición de armónicos en la corriente a inyectar a red juega un papel fundamental a la hora de determinar si un sistema de control es apto o no para el acoplamiento de plantas generadoras a red. Para realizar un análisis lo más completo posible de los sistemas, se estudiará la influencia de sus armónicos, no solo de manera individual, sino que éstos se han agrupado según recoge la normativa BDEW del 2008 (BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft , 2008).

Así, la comparativa de armónicos realizada queda:

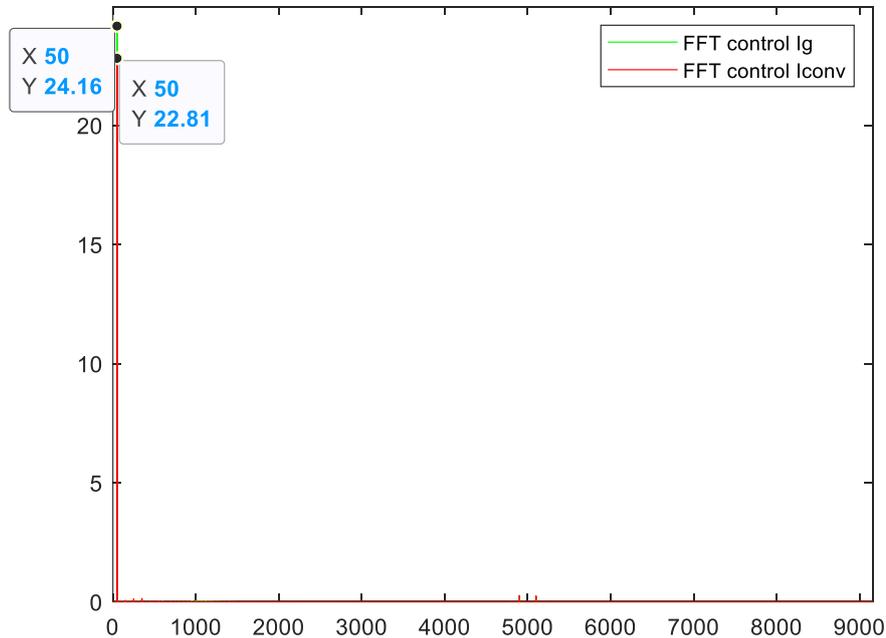


Ilustración 39. Comparación de la representación de armónicos del control de I_g e I_{conv} con resistencia de amortiguamiento

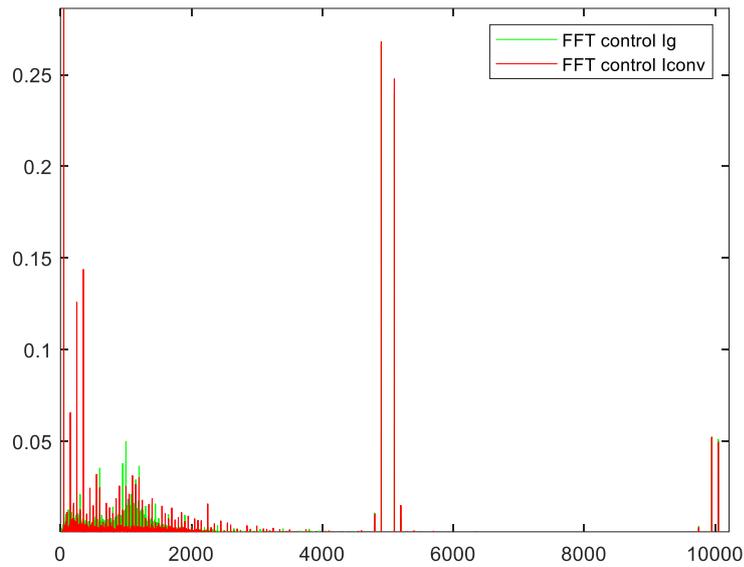


Ilustración 40. Comparación de la composición de armónicos de la corriente de red en el sistema de control de I_g e I_{conv}

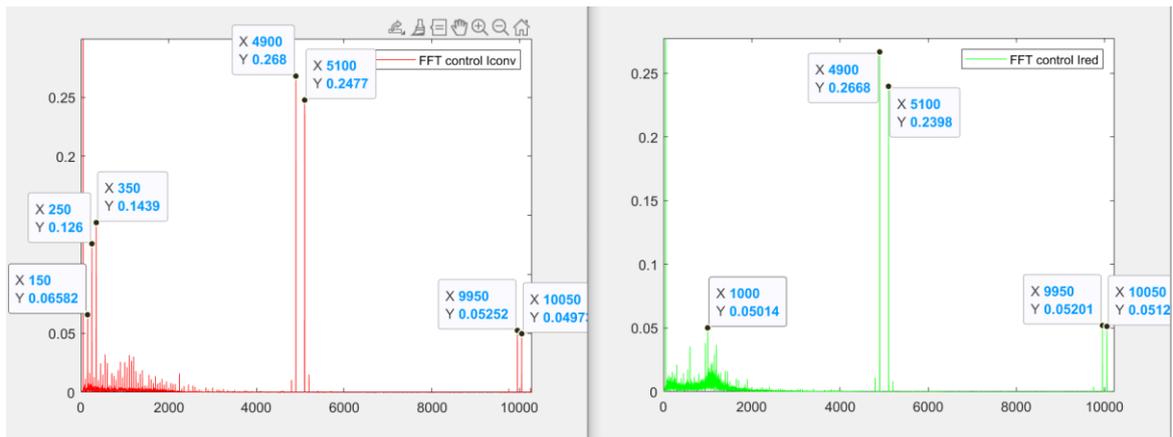


Ilustración 41. Comparación de la composición de armónicos de la corriente de red en el control de I_{conv} e I_g en figuras diferentes

En primer lugar, en la Ilustración 39, como ya se había visto en el estudio de la estabilidad de los sistemas, se muestra como la amplitud de la fundamental en el control de la corriente de red es mayor que en el sistema de control del convertidor.

En las ilustraciones 40 y 41 puede verse como la señal obtenida en ambos sistemas sigue la composición del espectro de corriente esperado de un inversor trifásico con modulación por anchura de pulsos. Esta composición tiene los principales armónicos en $m_f \pm 2$ y $2 \cdot m_f \pm 1$.

En el caso de los sistemas estudiados se tiene una frecuencia de la señal portadora utilizada para la modulación de 5 kHz, mientras que la frecuencia de la referencia es de 50 Hz. Así pues, se tiene un índice de modulación:

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} = 100.$$

Por lo tanto, los armónicos se corresponden efectivamente con las frecuencias:

$$(m_f \pm 2) \cdot f_{ref} = (4900, 5100)Hz$$

$$2 \cdot m_f \pm 1 = (9950, 10050)Hz$$

Comparando los armónicos, interarmónicos y armónicos de alta frecuencia con los límites impuestos por la normativa (BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft , 2008) se obtienen los siguientes resultados:

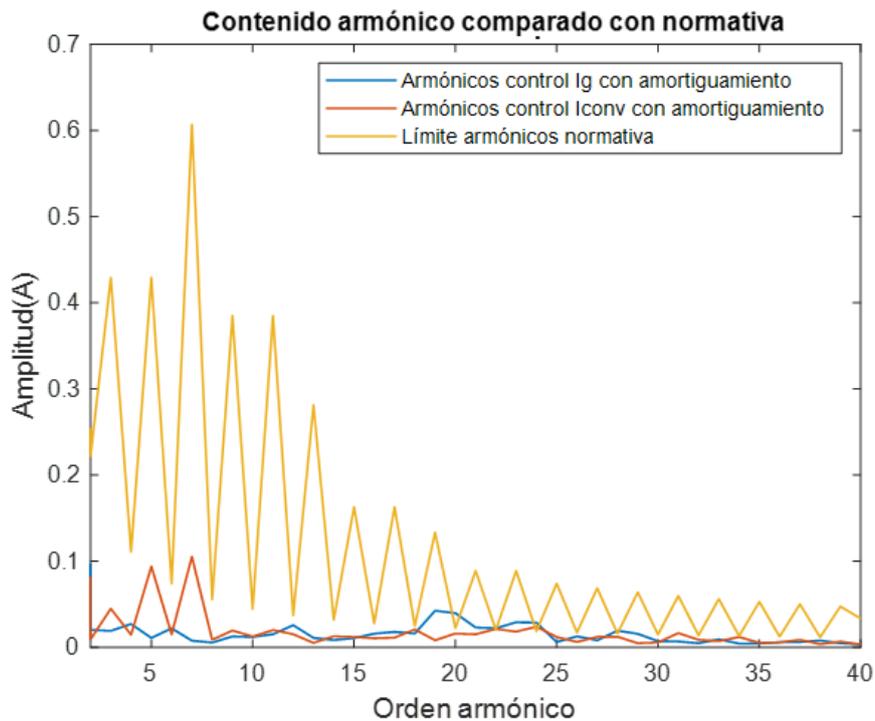


Ilustración 42. Comparación de armónicos de la corriente final de los sistemas de control amortiguados

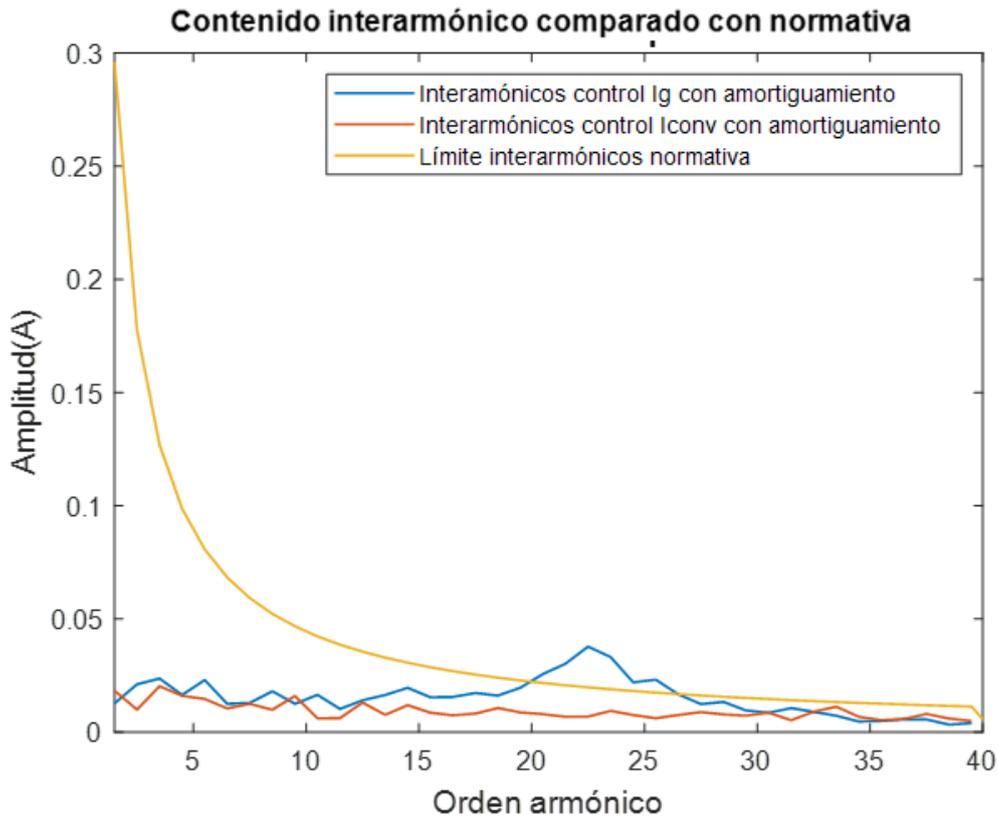


Ilustración 43.. Comparación de interarmónicos de la corriente final de los sistemas de control amortiguados

En la Ilustración 42 puede verse como, aunque el contenido armónico de las frecuencias cercanas a la fundamental es considerablemente mayor en el control de la corriente del convertidor, la normativa es mucho más permisible en esa zona, no llegándose a incumplir en este caso los límites. Por otro lado, el contenido armónico a frecuencias cercanas a la resonancia es notablemente mayor en el control de corriente de red llegando a incumplir los límites de la normativa.

➤ **Comparación I_g con y sin amortiguamiento**

Analizando en la Ilustración 44 el control de la corriente de red con y sin amortiguamiento, se ve como el seguimiento es similar aunque se aprecia un rizado de mayor amplitud en el sistema con amortiguamiento. El mayor rizado, como puede verse en el análisis de armónicos de la Ilustración 45, se debe a que el amortiguamiento

empleado empeora la calidad de filtrado a frecuencias altas, por lo que la conmutación del inversor tiene mayor influencia en la corriente final.

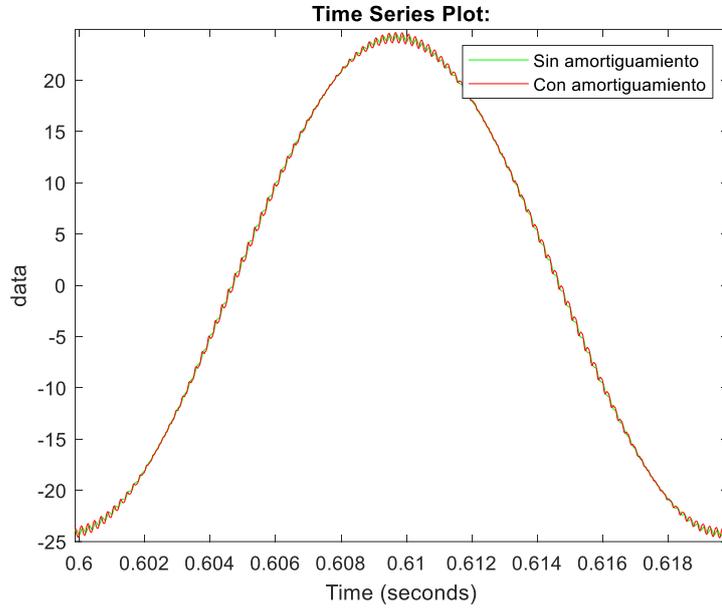


Ilustración 44. Seguimiento de la corriente en el control de I_g con y sin amortiguamiento

Para analizar esto con más detalle, se ha comparado el espectro de la señal de corriente del sistema de control de I_g con amortiguamiento y sin amortiguamiento y se ha obtenido la siguiente composición de armónicos:

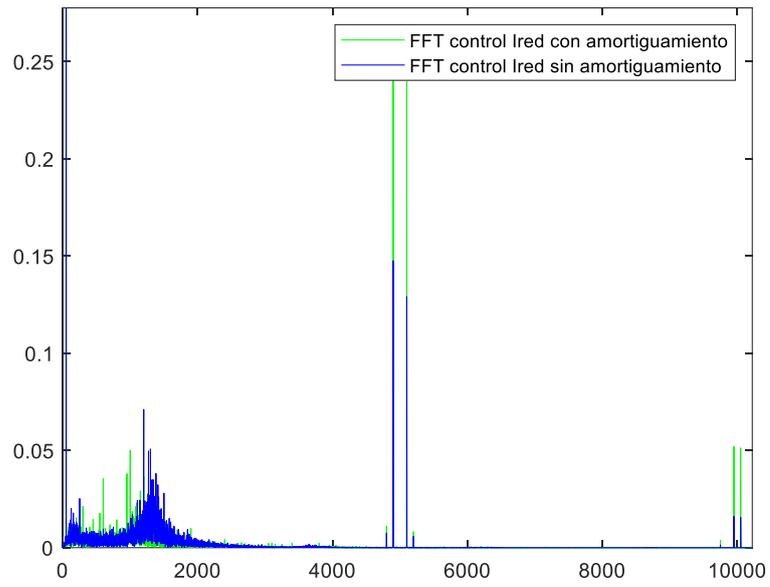


Ilustración 45. Comparación de la composición de armónicos de la corriente de red en el sistema de control de I_g con y sin amortiguamiento

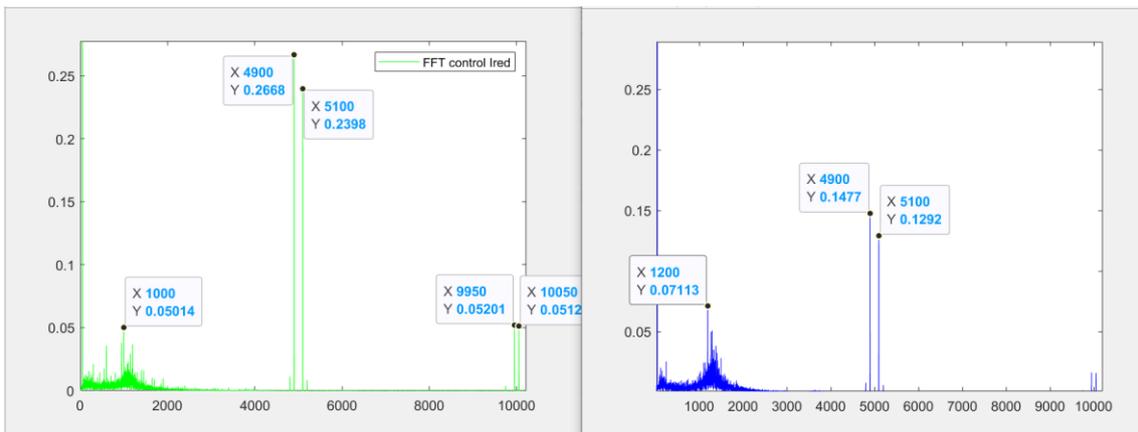


Ilustración 46. Comparación de la composición de armónicos de la corriente de red en el control de I_g con y sin amortiguamiento en figuras diferentes

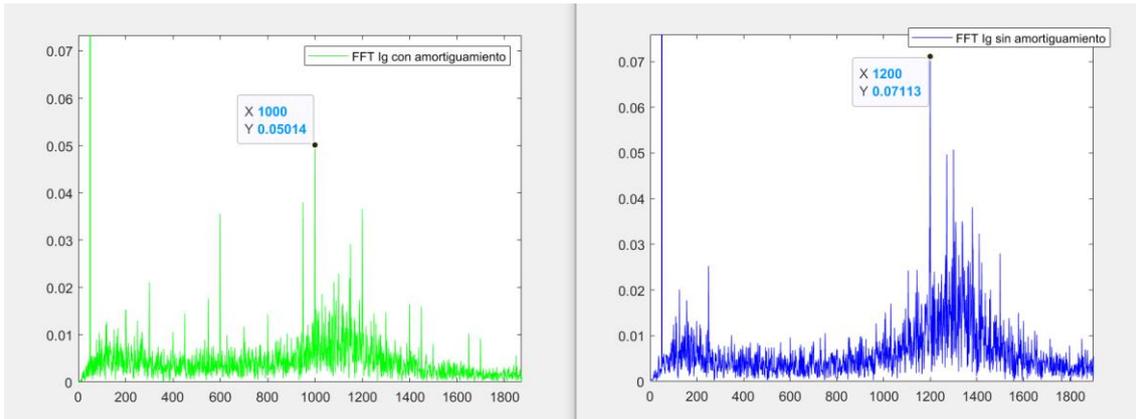


Ilustración 47. Comparación de la composición de armónicos de la corriente de red en el control de I_g con y sin amortiguamiento a frecuencias cercanas a la resonancia en figuras diferentes

Como ya se sabía del análisis de los lazos del sistema, la inclusión de la resistencia de amortiguamiento reduce la calidad de filtrado a altas frecuencias y, por tanto, los armónicos debidos a la conmutación tienen una mayor amplitud en el sistema con amortiguamiento como se ve en la Ilustración 46. Sin embargo, por otro lado, como era de esperar, la Ilustración 47 muestra que en el sistema sin amortiguar hay una mayor presencia de armónicos entorno a la frecuencia de resonancia. La influencia real de este cambio en la composición de armónicos se ve con mayor claridad cuando se comparan los nuevos valores de armónicos del control sin amortiguamiento con la norma.

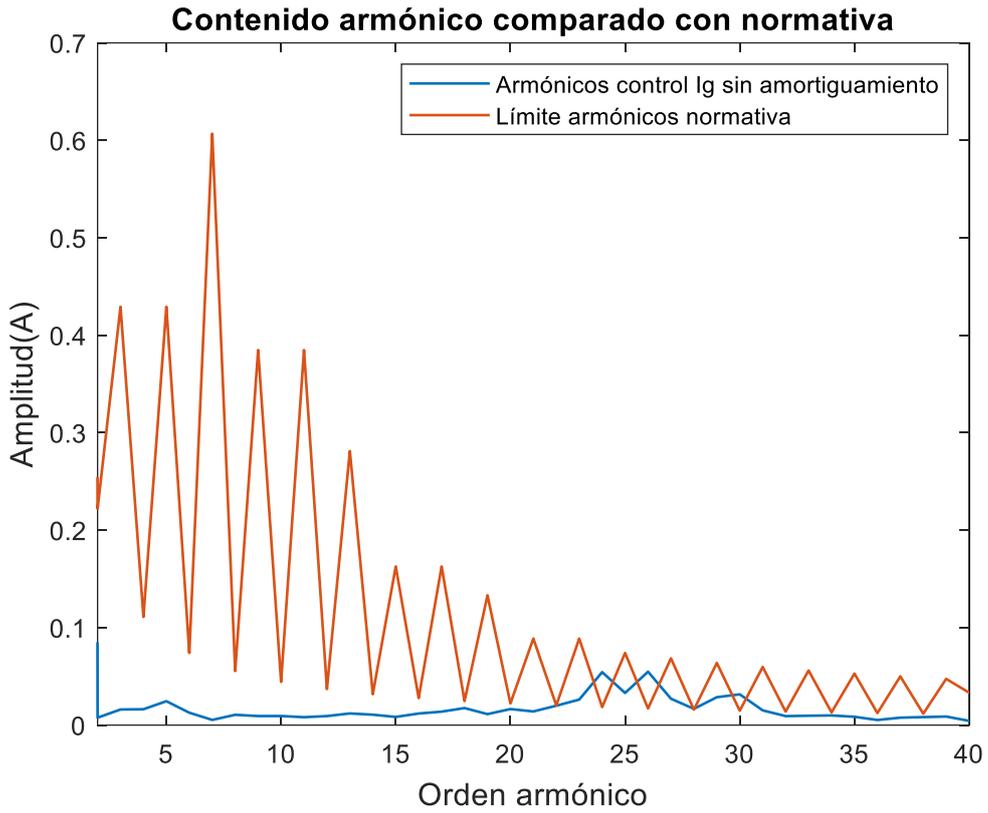


Ilustración 48. Comparación armónicos del control de corriente de red sin amortiguar con la normativa

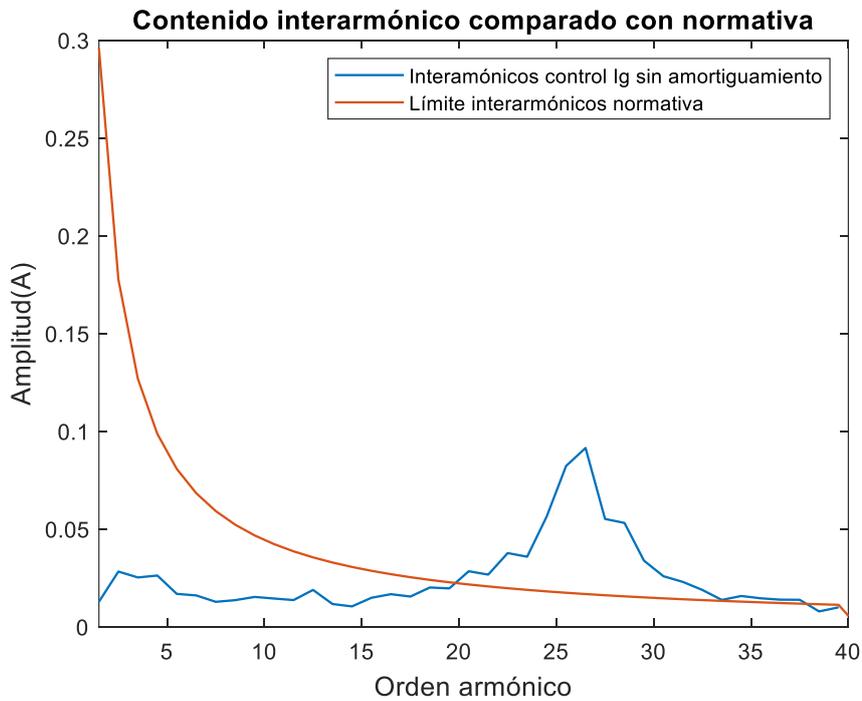


Ilustración 49. Comparación interarmónicos del control de corriente de red sin amortiguar con la normativa

Si se compara el contenido armónico del sistema de control de I_g sin amortiguar de la Ilustración 48 e Ilustración 49 con las del control de I_g con amortiguamiento pasivo de la Ilustración 42 e Ilustración 43 se aprecia claramente el efecto de la resistencia colocada en serie al condensador del filtro, que atenúa la amplitud de los armónicos provocados por la resonancia.

Esto hace concluir que, aunque utilizar sistemas de control sin amortiguamiento tiene numerosas ventajas, sobre todo en términos de simplicidad de sistema, costes, pérdidas energéticas y reducción de armónicos de conmutación, su implementación sigue siendo complicada debido a la reducción del rango de estabilidad de los sistemas así como por la aparición de armónicos con fuerte influencia en la zona de resonancia que pueden hacer que la calidad de la corriente a inyectar no sea suficiente para cumplir con la normativa que impone la red eléctrica.

5. CONTROL VECTORIAL DE CORRIENTE EN MARCO DE REFERENCIA SÍNCRONO DQ

El control vectorial, es una técnica de control en la que las variables del sistema trifásico se controlan como un único vector giratorio. Considerando este vector en un marco de referencia que rota a la misma velocidad, se consigue trabajar con la variable de control como una variable continua. Su fácil implementación en el sistema convierte esta técnica en una de las formas más interesantes de controlar inversores trifásicos alimentados por fuente de tensión.

Para la implementación de esta técnica, se parte en primer lugar de la representación de las variables de control de las tres fases de un sistema trifásico equilibrado en un marco de referencia bi-dimensional con tres ejes fijos a-b-c desfasados 120° entre sí, coincidentes cada uno de ellos con la tensión de una de las fases U_a , U_b , U_c . A partir de ahí estos ejes del sistema trifásico se proyectan sobre dos ejes fijos α - β a 90° . Además, hay una tercera componente, 0 o nula, que se calcula mediante la suma de las magnitudes de tensión expresadas en los ejes a-b-c.

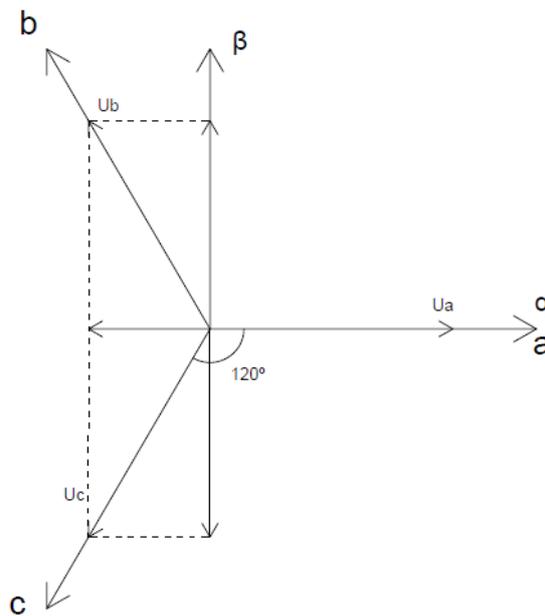


Ilustración 50. Sistema de tensiones trifásico U_a - U_b - U_c proyectado sobre un sistema de referencia α - β

Al ser las tensiones representadas en ejes fijos vectores giratorios a la frecuencia de la señal, la suma de los vectores en el sistema de referencia α - β dan un único vector giratorio $U_{\alpha\beta}$ que en su magnitud y velocidad de giro posee toda la información del sistema trifásico.

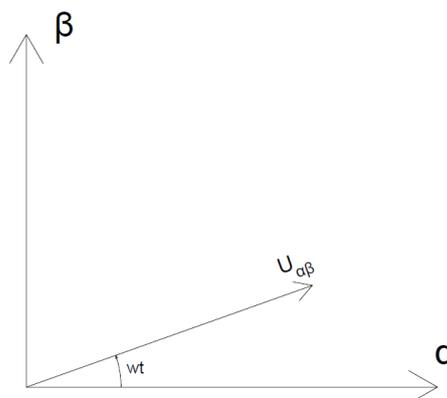


Ilustración 51. Vector giratorio $U_{\alpha\beta}$

La transformación de las variables U_a, U_b, U_c a U_α, U_β, U_0 se hace mediante la transformada de Clark, una matriz que permite transformar este sistema de variables eléctricas trifásico en las llamadas componentes de Clark. La representación de la tensión en sus componentes de Clark nos permite trabajar con ellas como un único vector giratorio a una velocidad igual a la frecuencia de las tensiones.

La matriz de Clark que transforma las variables del sistema trifásico U_a, U_b, U_c en U_α, U_β, U_0 viene dada por la siguiente expresión:

$$[\text{CLA}] = K \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (31)$$

Donde el la constante K puede ser escogida por el convenio Americano igual a $3/2$, lo que daría una transformación invariante en tensión o por el convenio Europeo igual a $\sqrt{2/3}$, lo que hace la transformación invariante en potencia.

Realizando la transformada de Clark en el convenio Europeo sobre las corrientes que queremos controlar en este proyecto, sus componentes de Clark quedarían:

$$\begin{Bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{Bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{Bmatrix} \quad (32)$$

Operando se tiene:

$$\begin{Bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{Bmatrix} = \sqrt{2/3} \cdot \begin{Bmatrix} i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c \\ \sqrt{3}/2 \cdot i_b - \sqrt{3}/2 \cdot i_c \\ \frac{1}{2}i_a + \frac{1}{2}i_b + \frac{1}{2}i_c \end{Bmatrix} \quad (33)$$

Si además, en lugar de trabajar sobre un sistema de referencia de ejes fijos, se realiza un cambio a un sistema de ejes rotatorios d, q, que giran a la misma velocidad que el vector de tensiones, se modifica el espectro de frecuencias de la señal, de manera que la frecuencia fundamental trabaje como una señal continua. La transformación completa desde los ejes a, b, c al sistema d, q, 0 es llamada Transformación de Park.

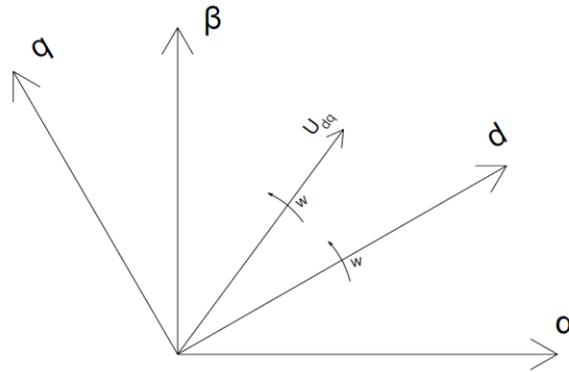


Ilustración 52. Tensiones del sistema trifásico en sistema de referencia dq

La matriz de Park se construye multiplicando la matriz de rotación incluyendo la componente nula con la matriz de Clark de la manera:

$$[C_{rot}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$[PAR] = [C_{rot}][CLA]$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (35)$$

Así, aplicando la matriz [PAR] a las componentes en magnitud real se obtienen sus equivalentes en el sistema de referencia rotatorio.

$$i_{dq0} = [\text{PAR}] \cdot i_{abc} \quad (36)$$

A diferencia del control en magnitud real, al trabajar sobre una señal de corriente continua, el controlador PI ofrece un error de seguimiento nulo de las referencias, que serán también señales continuas puesto que su magnitud real oscila a la frecuencia de rotación del sistema d-q. Una vez aplicada la acción de control sobre las señales en dq, éstas, a partir de la matriz de rotación inversa se devuelven al sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$ para su posterior modulación.

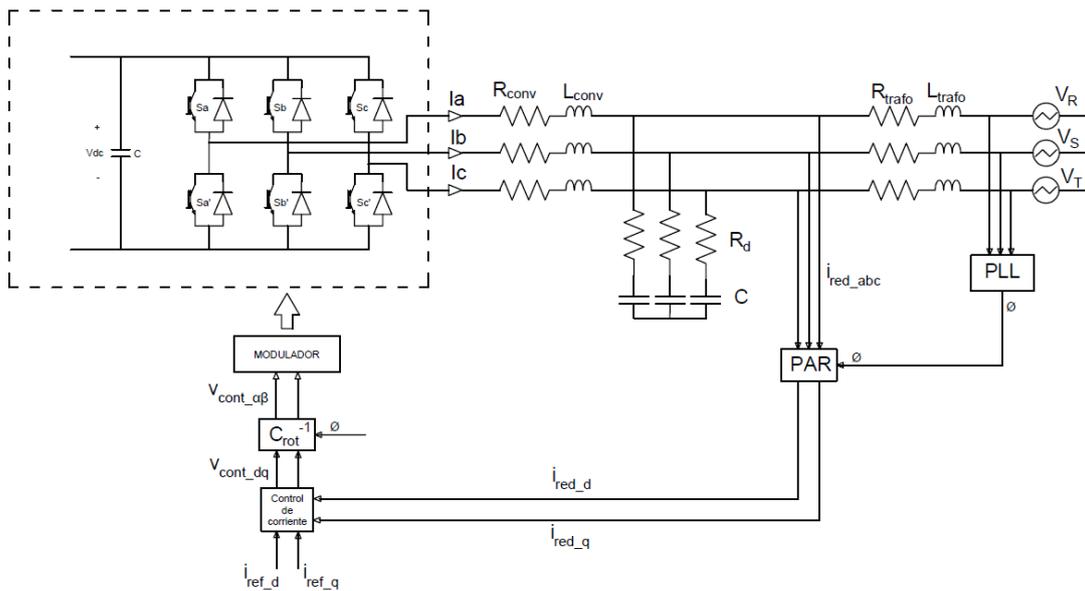


Ilustración 53. Diagrama que representa el control vectorial en sistema de referencia síncrono con la corriente de red como variable de control

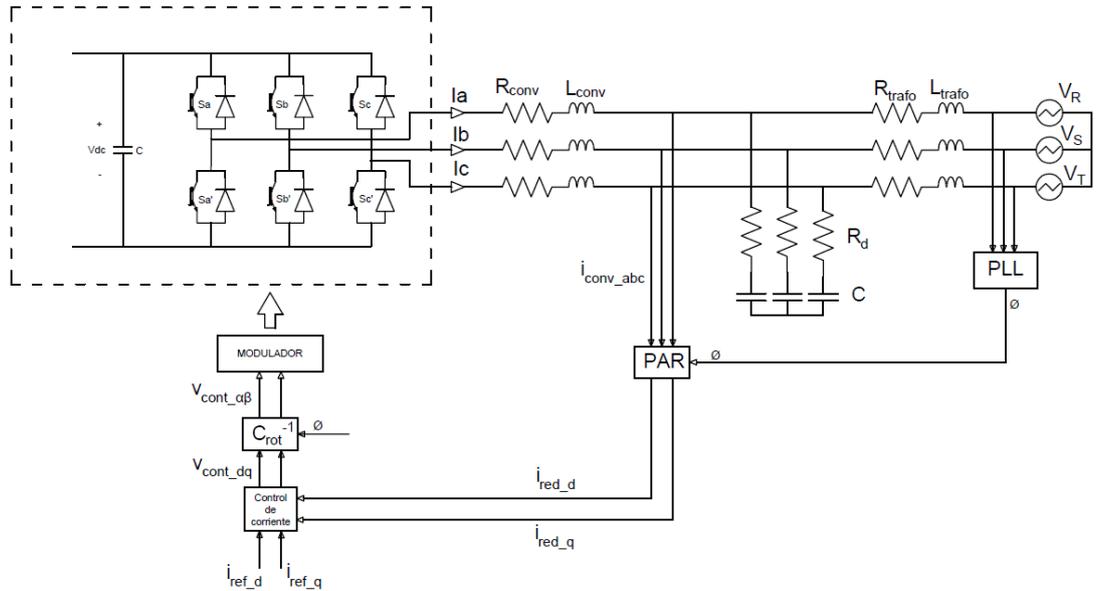


Ilustración 54. Diagrama que representa el control vectorial en sistema de referencia síncrono con la corriente de convertidor como variable de control

El control de la conmutación de los IGBT para el seguimiento de la referencia deseada mediante control vectorial consistirá en crear el modelo de control síncrono sobre un eje rotatorio d, q, 0 que se ve en las ilustraciones 53 y 54. Las tensiones del control a la salida del controlador se transforman a sus componentes de Clark mediante la matriz de transformación inversa, y de ellas se obtienen los tiempos de encendido de cada IGBT para conseguir a la salida del inversor la referencia deseada.

Aunque el vector de referencia no puede conseguirse de manera exacta a la salida del convertidor, a partir de los estados de conmutación de los interruptores mostrados en la Tabla 2. Tabla que muestra el estado de conmutación de los interruptores IGBT para la obtención de cada posición del mapasí es posible conseguir una secuencia de vectores de tensión de forma que el valor medio instantáneo en un periodo de muestreo sea igual al vector de referencia. En la Ilustración 55 se muestra los 6 vectores de tensión distintos más el vector nulo V_z que se pueden obtener con los diferentes estados de conmutación

de los IGBT. Para conseguir el vector de referencia deseado se tiene que calcular en cada cuadrante el tiempo de conmutación de cada IGBT para lograr la tensión media instantánea deseada. Para conseguir una $V_{\alpha\beta\text{ref}}$ determinada, habrá que conmutar los interruptores entre las posiciones que limitan el cuadrante donde se encuentre la tensión deseada. Así, el tiempo que se debe dar a cada vector mediante la conmutación, suponiendo el vector $V_{\alpha\beta\text{ref}}$ de la Ilustración 55 será:

$$V_{\alpha\beta\text{ref}} = \frac{V_1 T_1 + V_2 T_2 + V_z T_z}{T} \quad (37)$$

Descomponiendo el vector en sus componentes sobre los ejes α y β :

$$\begin{aligned} TV_{\text{ref}} e^{j(\omega t)} &= TV_{\text{ref}} \cdot (\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)) = \\ &= \frac{2}{3} V_{\text{ent}} T_1 + \frac{2}{3} V_{\text{ent}} \cdot (\cos(60) + j\sin(60)) T_2 + 0 T_z \end{aligned} \quad (38)$$

Separando las igualdades de la parte real e imaginaria queda el sistema:

$$TV_{\text{ref}} \cos(\omega t) = \frac{2}{3} V_{\text{ent}} \cdot (T_1 + \frac{1}{2} T_2) \quad (39)$$

$$TV_{\text{ref}} \sin(\omega t) = \frac{2}{3} V_{\text{ent}} \frac{\sqrt{3}}{2} T_2 \quad (40)$$

Resolviéndolo se obtienen los tiempos de conmutación de cada vector de posición para obtener el vector de referencia $V_{\alpha\beta\text{ref}}$ en el ángulo ωt .

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T \cdot V_{\text{ref}} \cdot \sin(\omega t)}{V_{\text{ent}}} \quad (41)$$

$$T_1 = \frac{3 \cdot T \cdot V_{\text{ref}} \cdot \cos(\omega t) - \sqrt{3} \cdot T \cdot V_{\text{ref}} \cdot \sin(\omega t)}{2 \cdot V_{\text{ent}}} \quad (42)$$

$$T_z = T - T_1 - T_2 \quad (43)$$

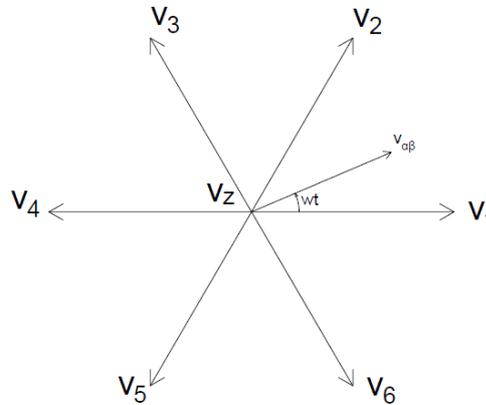


Ilustración 55. Mapa de vectores para el control vectorial de los IGBT

Vector	Conmutación
V ₀	-1 -1 -1
V ₁	1 -1 -1
V ₂	1 1 -1
V ₃	-1 1 -1
V ₄	-1 1 1
V ₅	-1 -1 1
V ₆	1 -1 1
V ₇	1 1 1

Tabla 2. Tabla que muestra el estado de conmutación de los interruptores IGBT para la obtención de cada posición del mapa

Como último paso se debe determinar la secuencia de conmutación de los interruptores para cumplir con los tiempos calculados. La secuencia debe ser tal que en los cambios de posición de vector sólo se modifique la función de conexión de una de las ramas de interruptores. Además, debe lograrse la secuencia con el menor número de conmutaciones posibles. Dentro de las posibilidades, en función de si se tiene como preferencia reducir los armónicos de conmutación en la señal o reducir las pérdidas de conmutación, la secuencia puede hacerse utilizando los dos vectores nulos (V_0 y V_7 de la Tabla 3) o sólo uno de ellos respectivamente. En el caso estudiado en este proyecto se utiliza la secuencia que minimiza la composición de armónicos que se ve en la Tabla 3.

V_0	V_1	V_2	V_7	V_7	V_2	V_1	V_0
-1-1-1	1-1-1	11-1	111	111	11-1	1-1-1	-1-1-1
$T_z/2$	T_1	T_2	$T_z/2$	$T_z/2$	T_2	T_1	$T_z/2$

Tabla 3. Secuencia de conmutación de los IGBT para la obtención de $V_{a\beta ref}$ en el primer sector

Para realizar el estudio de estabilidad y armónicos, al igual que en el caso de control en magnitud real, se desarrolla en primer lugar el modelo del sistema.

5.1. MODELADO DEL SISTEMA

El lazo de control en el sistema de referencia síncrono tendrá los mismos elementos que en el expuesto en magnitud real, sin embargo, éstos tendrán que ser representados sobre los ejes dq. Como en el estudio sólo nos interesa modelar la potencia transferida a la red se prescindirá de la componente homopolar 0.

De esta manera, la matriz de Park utilizada para la transformación de los elementos de control a los ejes rotatorios dq sin su componente homopolar queda:

$$[\text{PAR}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (44)$$

5.1.1. MODELADO DEL FILTRO LCL

Para el modelado del filtro LCL en primer lugar se transformarán a los ejes dq las impedancias del sistema, para después operar con su sistema de ecuaciones que permite obtener la matriz de transferencia.

➤ Resistencia trifásica en sistema síncrono de referencia:

Asumiendo v_{R_dq} como la tensión que ven las resistencias en el eje dq y v_{R_abc} la magnitud real del voltaje:

$$v_{R_dq} = [\text{PAR}]v_{R_abc} = [\text{PAR}][R]i_{R_abc} \quad (45)$$

Con:

$$[R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$i_{R_abc} = [\text{PAR}]^{-1}i_{R_dq} \quad (47)$$

Sustituyendo las expresiones (46) y (47) en la ecuación (45) y operando se obtiene la expresión de la impedancia de una resistencia trifásica en los ejes dq:

$$v_{R_dq} = [PAR][R][PAR]^{-1}i_{R_dq} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} i_{R_dq} \quad (48)$$

$$[Z_{Rdq}] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \quad (49)$$

➤ **Inductancia trifásica en sistema síncrono de referencia:**

Operando de manera similar para la expresión de la tensión en una inductancia se tiene:

$$v_{L_dq} = [PAR]v_{L_abc} = [PAR][L] \frac{di_{L_abc}}{dt} \quad (50)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$\frac{di_{L_abc}}{dt} = \frac{d([PAR]^{-1}i_{L_dq})}{dt} \quad (52)$$

Haciendo la derivada de la expresión (52) y operando en la ecuación (50) queda:

$$v_{Ldq} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{di_{Ldq}}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -L\omega_0 \\ L\omega_0 & 0 \end{bmatrix} i_{Ldq} = \begin{bmatrix} L \frac{di_{Ld}}{dt} & -L\omega_0 i_{Lq} \\ -L\omega_0 i_{Ld} & L \frac{di_{Lq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (53)$$

En la expresión (53) puede verse como existe un acoplamiento entre los ejes dq de manera que la tensión de uno de los ejes depende del valor del otro y viceversa. Siendo este sistema lineal e invariante en el tiempo se puede modelar en el dominio de Laplace, quedando su impedancia $[Z_{L_dq}(s)]$:

$$V_{L_dq}(s) = \begin{bmatrix} Ls & -Lw_0 \\ -Lw_0 & Ls \end{bmatrix} I_{L_dq}(s) \quad (54)$$

$$Z_{L_dq}(s) = \begin{bmatrix} Ls & -Lw_0 \\ -Lw_0 & Ls \end{bmatrix} \quad (55)$$

Expresando la corriente en función del voltaje a través de la inductancia:

$$[Z_{L_dq}(s)]^{-1} [Z_{L_dq}(s)] I_{L_dq}(s) = [Z_{L_dq}(s)]^{-1} V_{L_dq}(s) \quad (56)$$

$$I_{L_dq}(s) = \begin{bmatrix} \frac{s}{L(s^2 + w_0^2)} & \frac{w_0}{L(s^2 + w_0^2)} \\ -\frac{w_0}{L(s^2 + w_0^2)} & \frac{s}{L(s^2 + w_0^2)} \end{bmatrix} V_{L_dq}(s) \quad (57)$$

➤ **Condensador trifásico en sistema síncrono de referencia:**

Siguiendo el mismo procedimiento:

$$i_{C_dq} = [PAR]i_{C_abc} = [PAR][C] \frac{dv_{C_abc}}{dt} = [PAR][C] \frac{d([PAR]^{-1}v_{C_dq})}{dt} \quad (58)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \quad (59)$$

Desarrollando la expresión (58):

$$i_{C_dq} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{dv_{C_dq}}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -Cw_0 \\ Cw_0 & 0 \end{bmatrix} v_{C_dq} \quad (60)$$

Operando y modelando el sistema en el dominio de Laplace:

$$I_{C_dq}(s) = \begin{bmatrix} Cs & -Cw_0 \\ Cw_0 & Cs \end{bmatrix} V_{C_dq}(s) \quad (61)$$

Poniendo la tensión en función de la corriente:

$$V_{C_dq}(s) = \begin{bmatrix} \frac{s}{C(s^2 + w_0^2)} & \frac{w_0}{C(s^2 + w_0^2)} \\ -\frac{w_0}{C(s^2 + w_0^2)} & \frac{s}{C(s^2 + w_0^2)} \end{bmatrix} I_{C_dq}(s) \quad (62)$$

$$[Z_{C_dq}(s)] = \begin{bmatrix} \frac{s}{C(s^2 + w_0^2)} & \frac{w_0}{C(s^2 + w_0^2)} \\ -\frac{w_0}{C(s^2 + w_0^2)} & \frac{s}{C(s^2 + w_0^2)} \end{bmatrix} \quad (63)$$

➤ **Modelado del filtro LCL:**

Con todos los componentes del filtro LCL modelados en el sistema de referencia síncrono puede construirse el modelo completo del filtro. Al igual que se ha hecho con el control en magnitud real, el sistema de ecuaciones del que se obtiene la función de transferencia resolviendo el circuito de la Ilustración 56 por la segunda ley de Kirchhoff.

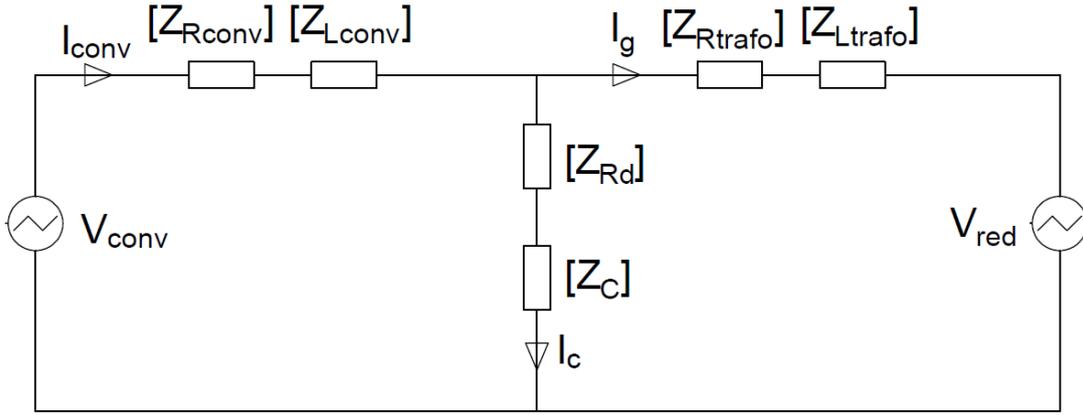


Ilustración 56. Filtro LCL monofásico mostrado en impedancias

Uniendo las impedancias de cada rama:

$$[Z_{LRconv}(s)] = [Z_{Rconv}(s)] + [Z_{Lconv}(s)] \quad (64)$$

$$[Z_{LRrafo}(s)] = [Z_{Rtrafo}(s)] + [Z_{Ltrafo}(s)] \quad (65)$$

$$[Z_{CRd}(s)] = [Z_{Rd}(s)] + [Z_C(s)] \quad (66)$$

El sistema de ecuaciones queda:

$$V_{convdq}(s) = [Z_{LRconv}(s)]I_{convdq}(s) + [Z_{CRd}(s)]I_c(s) \quad (67)$$

$$V_{convdq}(s) = [Z_{LRconv}(s)]I_{convdq}(s) + [Z_{LRrafo}(s)]I_{trafo dq}(s) + V_{sdq} \quad (68)$$

$$I_{conv}(s) = I_c(s) + I_g(s) \quad (69)$$

Resolviendo el sistema, la función de transferencia del filtro LCL queda para cada uno de los dos sistemas:

Control de I_{conv} :

$$\frac{I_g(s)}{V_{conv}(s)} = \left[[Z_{Lconv}(s)] + [Z_{RdC}(s)] - [Z_{RdC}(s)][Z_{Ltrafo}(s) + Z_{RdC}(s)]^{-1}[Z_{RdC}(s)] \right]^{-1} \quad (70)$$

Control de I_g :

$$\frac{I_g(s)}{V_{conv}(s)} = \left[\left[[Z_{Lconv}(s)] + [Z_{RdC}(s)] \right] [Z_{RdC}(s)]^{-1} \left[[Z_{Ltrafo}(s)] + [Z_{RdC}(s)] \right] - Z_{RdC}(s) \right]^{-1} \quad (71)$$

**5.1.2. MODELADO DEL FILTRO ANALÓGICO Y RETRASOS DE
DIGITALIZACIÓN**

Todos los demás elementos de control del sistema, representados en el sistema estacionario de referencia $\alpha\beta$, son matrices diagonales que tienen en sus componentes no nulas el mismo valor que tiene en magnitud real. Esto significa que la componente α de la salida del sistema solo está afectada por la componente α de la entrada. Una matriz diagonal puede ser convertida fácilmente al sistema síncrono de referencia por la transformación mostrada en (Nahum Zmood & Grahame Holmes, 2001) que establece

para un elemento cualquiera $A(s)$ que cumple $A_{\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} A(s) & 0 \\ 0 & A(s) \end{bmatrix}$:

$$A_{dq}(s) = \begin{bmatrix} A_1(s) & A_2(s) \\ -A_2(s) & A_1(s) \end{bmatrix} \quad (72)$$

Con:

$$A_1(s) = A(s + jw_0) + A(s - jw_0) \quad (73)$$

$$A_2(s) = jA(s + jw_0) - jA(s - jw_0) \quad (74)$$

Así, los elementos de control en el sistema síncrono de referencia quedan:

$$[\text{Filtro}_{dq}(s)] = \begin{bmatrix} \text{Filtro}_1 & \text{Filtro}_2 \\ -\text{Filtro}_2 & \text{Filtro}_1 \end{bmatrix} \quad (75)$$

$$[D_{convdq}(s)] = \begin{bmatrix} D_{conv1} & D_{conv2} \\ -D_{conv2} & D_{conv1} \end{bmatrix} \quad (76)$$

Con Filtro_1 , Filtro_2 , D_{conv1} y D_{conv2} siguiendo el formato de las ecuaciones (73) y (74).

5.1.3. AJUSTE DEL CONTROLADOR PI Y ADELANTO DE FASE

Para transformar el controlador PI y el adelanto de fase al sistema de referencia síncrono, según se muestra en el estudio (Nahum Zmood & Grahame Holmes, 2001), para actuar sobre una señal en sus componentes dq la función de transferencia del regulador PI y del adelanto de fase es una matriz diagonal tal que:

$$PI(s) = K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} \quad (77)$$

$$PI_{dq}(s) = \begin{bmatrix} PI(s) & 0 \\ 0 & PI(s) \end{bmatrix} \quad (78)$$

El polo en el origen que aporta el regulador consigue una ganancia infinita a 0 Hz y tiene un cero que se ajusta con el parámetro T_n . Esto hace que el regulador PI no añada fase al sistema, por lo que es necesario un compensador en adelanto que añada ese margen de fase en la frecuencia deseada. El ajuste tanto del regulador PI como del compensador en adelanto se hace siguiendo el mismo procedimiento que el realizado en el control en magnitud real y la expresión de este último para un control en el sistema de referencia síncrono es al igual que el regulador, una matriz diagonal.

$$AF(s) = \frac{\frac{s}{Z_l} + 1}{\frac{s}{p_l} + 1} \quad (79)$$

$$AF_{dq}(s) = \begin{bmatrix} AF(s) & 0 \\ 0 & AF(s) \end{bmatrix} \quad (80)$$

Con todos los elementos del sistema de control modelados en el sistema de referencia síncrono se pasa al estudio de su estabilidad.

5.2. ESTABILIDAD DEL SISTEMA DE CONTROL CON MARCO DE REFERENCIA SÍNCRONO O DQ

Realizado el correcto modelado de los sistemas en un sistema de referencia síncrono controlando I_{conv} e I_g , se pasa al estudio de su estabilidad en función de la frecuencia de resonancia del sistema. Para el análisis de la estabilidad se sigue el Criterio Generalizado de Bode para sistemas MIMO (Samanes, y otros, 2020). Éste, al igual que el utilizado en el control escalar para sistemas SISO, permite determinar la estabilidad de cualquier sistema, puesto que toma como base el criterio generalizado de Nyquist, a partir de valores que se obtienen directamente del diagrama de Bode de la matriz de transferencia del lazo abierto. En este caso, a diferencia de como se ha hecho para los sistemas SISO, no se trabaja directamente con los diagramas de Bode del lazo abierto, sino con los de valores propios de la matriz.

Siendo la matriz de transferencia del lazo abierto $[H(s)]$ de la forma:

$$[H(s)] = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (81)$$

Los valores propios $\lambda_{1,2}$ se calculan:

$$\lambda_{1,2}(s) = \frac{H_{11}(s) + H_{22}(s)}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{H_{11}(s) - H_{22}(s)}{2}\right)^2 + H_{12}(s) \cdot H_{21}(s)} \quad (82)$$

Los lazos de control de los sistemas en ejes dq tienen la característica de que las componentes de la diagonal de la matriz son iguales, mientras que los términos de la antidiagonal también son iguales entre ellos, pero con signo contrario. Esto simplifica mucho el cálculo de sus valores propios, quedando de la siguiente forma:

$$[H(s)] = \begin{bmatrix} H_1(s) & H_2(s) \\ -H_2(s) & H_1(s) \end{bmatrix} \quad (83)$$

$$\lambda_{1,2}(s) = H_1(s) \pm j \cdot H_2(s) \quad (84)$$

El criterio generalizado de Nyquist establece que un sistema MIMO es estable cuando se cumple:

$$Z = P - N \quad (85)$$

Donde Z es el número de polos en el semiplano derecho en lazo cerrado, P el número de polos inestables en lazo abierto calculado en su forma Smith–McMillan* y N el número total de vueltas que dan las curvas del lugar de las raíces alrededor de $(-1, 0j)$ de todos los valores propios de H(s). El Criterio Generalizado de Bode, tomando el vector utilizado para calcular el número de vueltas en la dirección del eje real negativo, determina que un sistema MIMO será estable si se cumple:

$$Z = P - [2 \cdot (C^+ - C^-) + C_0] \quad (86)$$

Donde Z y P representan lo mismo que lo descrito para el Criterio Generalizado de Nyquist, C^+ y C^- es el número de cortes de la fase del diagrama de Bode de todos los valores propios de $H(s)$ con $\pm n \cdot 180^\circ$ (con n un número entero impar) y ganancia positiva con fase ascendente y descendente respectivamente y C_0 son los cortes que se dan con $\pm n \cdot 180^\circ$ a 0 Hz que no pueden obtenerse directamente de los diagramas de Bode y se calcularán de manera diferente en función de las características del sistema. (Samanes, y otros, 2020).

Al ser la condición $Z = 0$ necesaria para la estabilidad del sistema, el criterio determina finalmente, que el sistema será estable si se demuestra:

$$P = [2 \cdot (C^+ - C^-) + C_0] \quad (87)$$

**Los polos de un lazo matricial en su forma Smith–McMillan se obtienen a partir de la expresión de los términos de la matriz con denominador común.*

5.2.1. ESTABILIDAD DEL SISTEMA CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO

El estudio de la estabilidad se lleva a cabo para una frecuencia de corte igual a la utilizada en el control escalar, 350 Hz con un margen de fase de 60° .

➤ Sistema de control de corriente del convertidor Iconv

Siguiendo los pasos explicados anteriormente para determinar la estabilidad del sistema de control de corriente del convertidor se obtiene la siguiente información:

Del análisis del mapa de polos y ceros en lazo abierto de la Ilustración 57 se tiene $P = 0$.

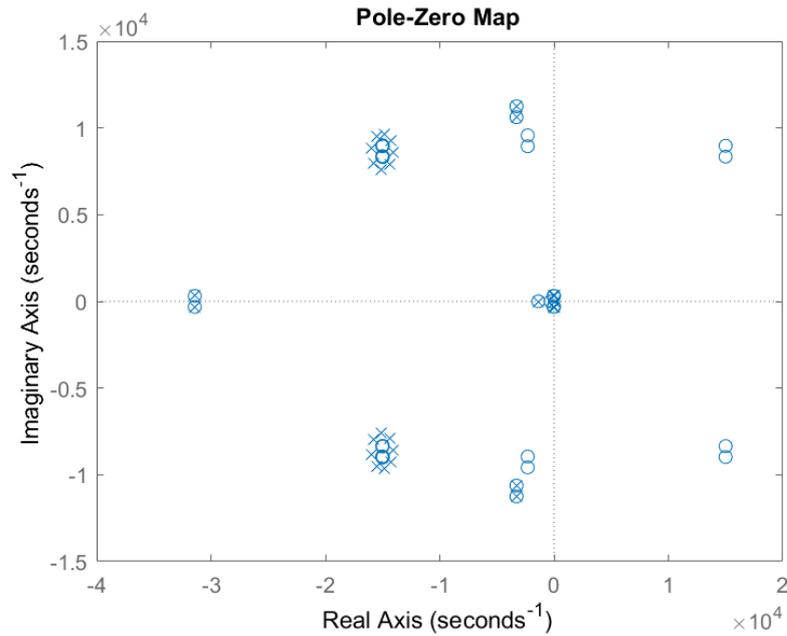


Ilustración 57. Mapa de polos y ceros y la matriz de transferencia en lazo abierto del control de *I_{conv}* con amortiguamiento

Por otro lado, en la Ilustración 58 se muestran los diagramas de Bode de los valores propios λ_i de la matriz de transferencia del lazo abierto ($H(s)$).

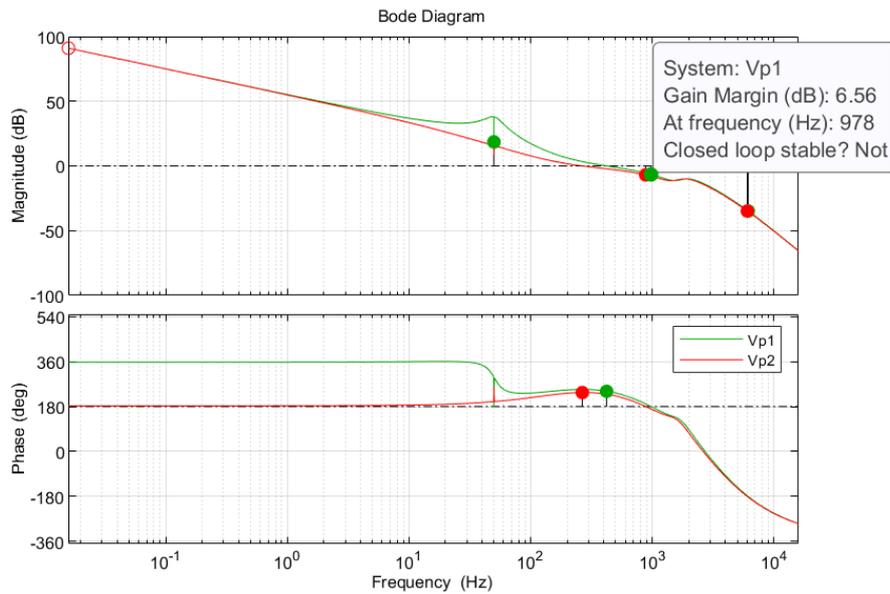


Ilustración 58. Diagramas de Bode de los valores propios de $H(s)$ para el control de *I_{conv}* con amortiguamiento

*El pico apreciable a la frecuencia de 50 Hz se debe a errores de precisión que introduce Matlab cuando se opera con funciones de transferencia de orden alto que no debe tenerse en cuenta para el análisis de la estabilidad.

Del diagrama de Bode se obtiene $C_+ = C_- = 0$, al darse los únicos cortes de fase con $\pm n \cdot 180^\circ$ con ganancia negativa (-6.93 dB).

Por último, teniendo las expresiones de λ_1 y λ_2 un único integrador el valor de C_0 depende exclusivamente del valor de la ganancia DC de los valores propios sin integradores, que son:

$$K_{G_{1,2}} = 1.73 \cdot 10^2 \pm 3.54 \cdot 10^3 \cdot i$$

Un sistema con un integrador y parte real positiva en su ganancia DC en sus valores propios no presenta ningún corte con $\pm n \cdot 180^\circ$ y por tanto $C_0 = 0$ (Samanes, y otros, 2020).

Con los valores obtenidos queda demostrado el cumplimiento de la ecuación de estabilidad del Criterio Generalizado de bode (87) y por tanto la estabilidad de este sistema para los valores utilizados de $MF = 60^\circ$ y $W_c = 350$ Hz.

Sin embargo, el margen de ganancia de 6.56 dB en el corte de fase con -180° determina que el sistema dejaría de ser estable a partir de una ganancia proporcional del lazo $K_{p_{\max}} = 2.13$, apareciendo un corte con -180° con ganancia positiva y fase descendente en el diagrama de λ_1 , que se ve en la Ilustración 59. Esto haría $C_- = 1$ apareciendo dos polos inestables en lazo cerrado como determina la ecuación del Criterio generalizado de Bode (86). A partir de una K_p de 2.22 (margen de ganancia de λ_1 en el corte con -180°) C_- pasaría a tomar un valor de 2 y el número de polos con parte real positiva del lazo cerrado sería de $Z = 4$.

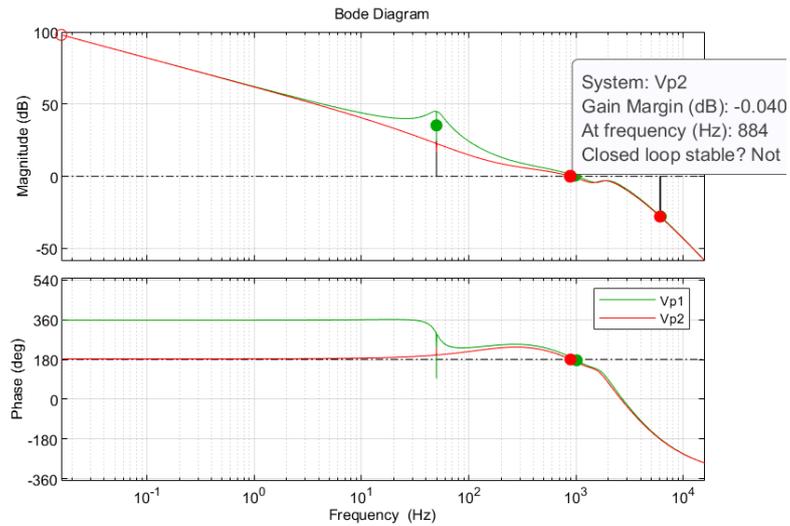


Ilustración 59. Diagrama de Bode de los valores propios con $K_p = 2.23$

➤ **Sistema de control de corriente inyectada a red I_g**

Se realiza el mismo procedimiento que en el caso anterior para conocer la estabilidad del sistema.

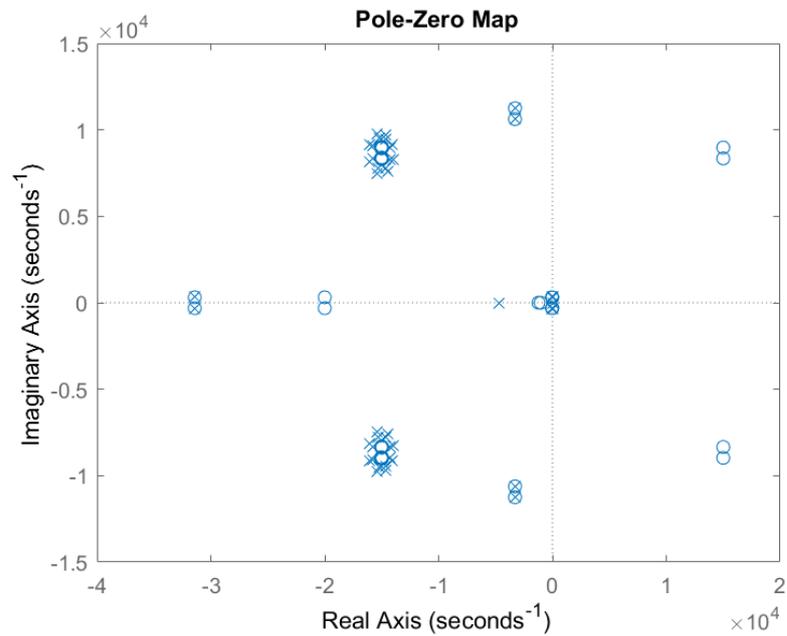


Ilustración 60. Mapa de polos y ceros de la matriz de transferencia en lazo abierto del sistema de control de I_g con amortiguamiento

El mapa de polos y ceros de la matriz de transferencia en lazo abierto del sistema, mostrado en la Ilustración 61 no presenta ningún polo con parte real positiva, así pues, $P = 0$.

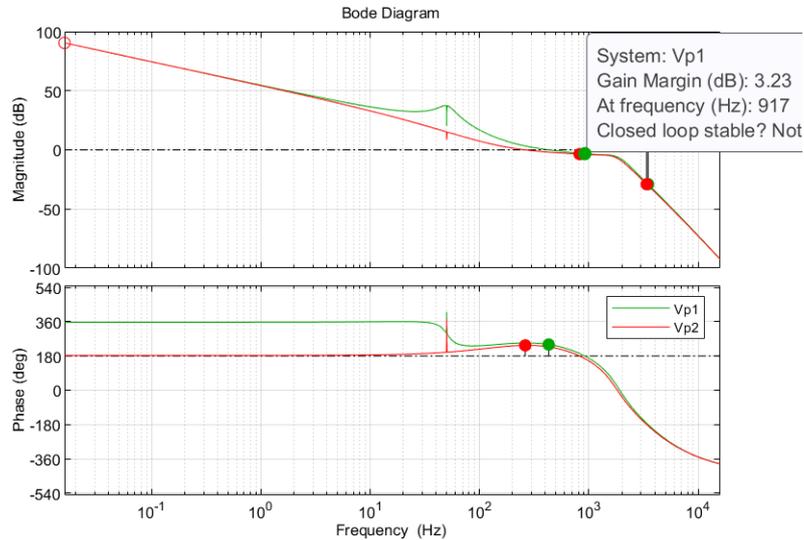


Ilustración 61. Diagrama de Bode de los valores propios de la matriz en lazo abierto del sistema de control de I_g con amortiguamiento

Para el sistema de control actual, que tiene una ganancia proporcional de 1, no hay ningún corte de fase con $\pm n \cdot 180^\circ$ con ganancia positiva, como se ve en la Ilustración 61 por lo que $C_+ = C_- = 0$.

En cuanto a C_o , teniendo el sistema las mismas condiciones que el caso anterior, con un integrador y parte real positiva de ganancia DC (ecuación (88)) su valor será 0.

$$K_{G_{1,2}} = 2.35 \cdot 10^2 \pm 4.85 \cdot 10^3 \cdot i \quad (88)$$

El mínimo margen de ganancia en un corte con $\pm n \cdot 180^\circ$ y n impar es de 3.23 dB esto quiere decir que, la máxima ganancia proporcional del lazo para que el sistema en las condiciones actuales sea estable es $Kp_{max} = 1.45$, a partir del cual el valor de C_- dejaría de ser 0, incumpléndose así la ecuación de estabilidad del Criterio Generalizado de Bode.

➤ **Comparativa entre control de I_g e I_{conv}**

Como se ha demostrado, ambos sistemas son estables para las condiciones de funcionamiento estudiadas. Aunque el comportamiento de ambas técnicas de control con amortiguamiento sea muy parecido, de su análisis de estabilidad podemos determinar que el sistema de control de la corriente del convertidor tiene un mayor rango de valores de ganancia proporcional que permiten su estabilidad, lo que permitiría conseguir un control con una respuesta más rápida.

5.2.2. ESTABILIDAD DEL SISTEMA SIN AMORTIGUAMIENTO

Al no colocar resistencia de amortiguamiento en serie con el condensador, los polos y ceros a la frecuencia de resonancia y anti-resonancia introducirán un pico en la magnitud del sistema, así como un salto de $\pm 180^\circ$ en la fase de los diagramas de Bode de los valores propios del lazo abierto que podrían comprometer la estabilidad de los sistemas.

➤ **Sistema de control de corriente del convertidor Iconv**

Del análisis del mapa de polos y ceros de su matriz en lazo abierto y de los diagramas de bode de los valores propios de ésta, Ilustración 62 e Ilustración 63 respectivamente, se obtienen los siguientes valores de la ecuación de estabilidad del Criterio Generalizado de Bode (87):

- $P = 0$
- $C^+ = 0$
- $C^- = 2$

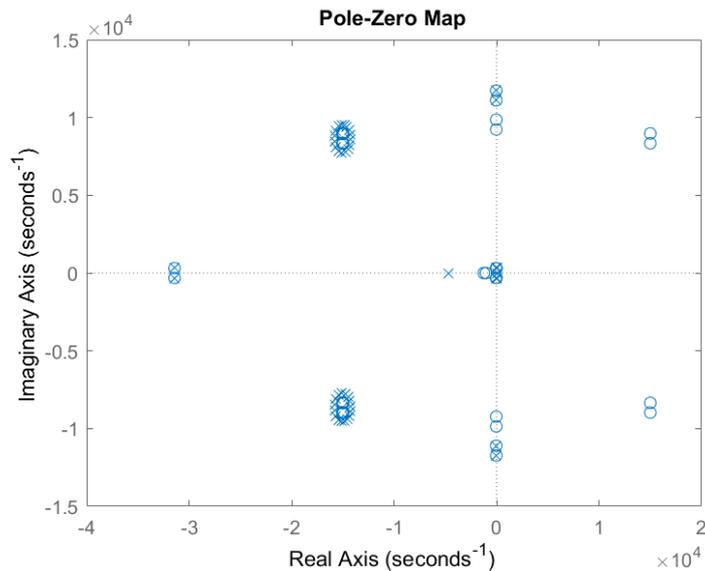


Ilustración 62. Mapa de polos y ceros de la matriz de transferencia en lazo abierto del sistema de control de la corriente Iconv sin amortiguamiento

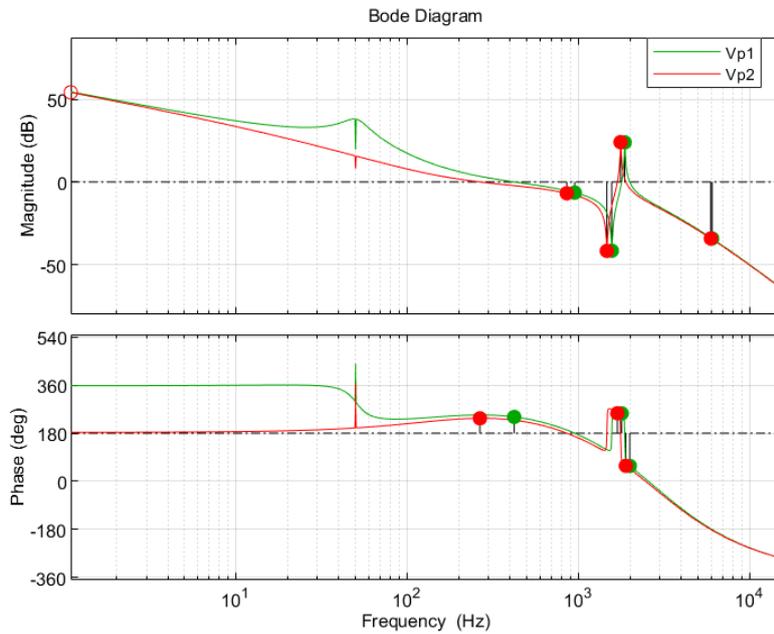


Ilustración 63. Diagramas de Bode de los valores propios de la matriz de transferencia en lazo abierto del control de I_{conv}

En el diagrama puede verse como en primer lugar intervienen los ceros a la frecuencia de anti-resonancia introduciendo una subida de 180° de la fase para que justo después los polos de resonancia provoquen la bajada de 180° . Esto provoca que, a diferencia de lo que ocurría en el sistema con amortiguamiento, se dé un corte en la fase con 180° y ganancia positiva en los diagramas de ambos valores propios, haciendo así $C^- = 2$. Siendo $C_0 = 0$ ya que se mantienen las características de un integrador y parte real positiva en la expresión de $\lambda_{1,2}$, se incumple la ecuación (87) del Criterio Generalizado de Bode, por lo que el sistema será inestable (Samanes, y otros, 2020).

Se deduce, al igual que ocurría en los sistemas SISO, que la estabilidad depende de la frecuencia de resonancia, pues si se consigue que el salto de 180° que introducen los

polos de resonancia no se coincida con un corte de fase con $\pm n \cdot 180^\circ$ (n entero e impar), el valor de C^- sería 0, cumpliéndose así la ecuación (87).

➤ **Sistema de control de corriente inyectada a red I_g**

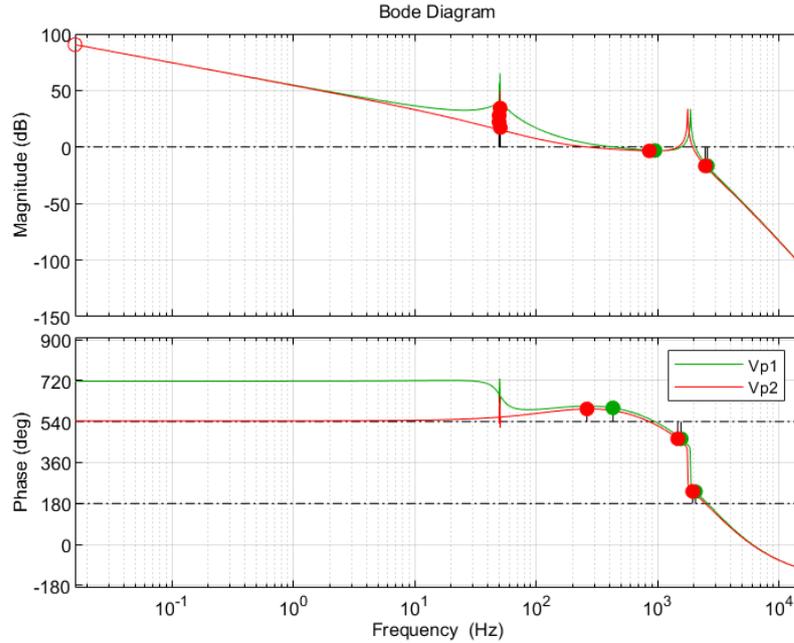


Ilustración 64. Diagramas de bode de los valores propios de la matriz de transferencia del lazo abierto del control de I_g sin amortiguamiento

En el caso del control de I_g , a diferencia que en el de I_{conv} , no se tienen ceros de anti-resonancia que introduzcan un salto de $+180^\circ$ en su diagrama de bode (Ilustración 64) antes de la entrada de los polos de resonancia. Este desfase entre el sistema de control de I_g e I_{conv} hace que para las frecuencias de resonancia a las que en el control de I_{conv} se producen cortes de fase con $\pm n \cdot 180^\circ$ en los diagramas de Bode de $\lambda_{1,2}$ éstos no se den en el control de I_g . Así se ve como en este caso, no hay ningún corte de fase con $\pm n \cdot 180^\circ$ con ganancia positiva y por tanto $C^+ = C^- = 0$. Como los valores propios siguen teniendo un integrador y parte real de K_G positiva, se cumple la ecuación (87) y por tanto el sistema es estable.

➤ **Comparativa entre control de I_g e I_{conv}**

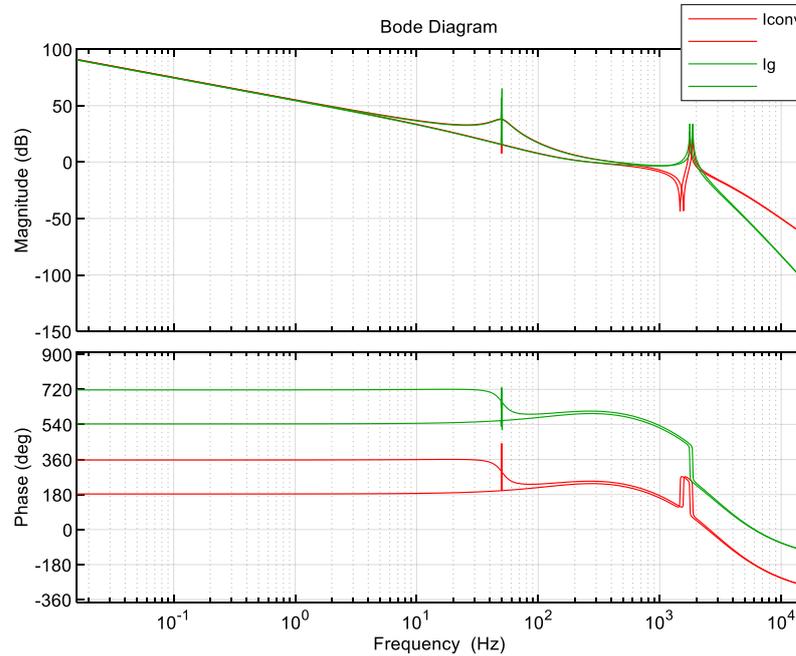


Ilustración 65. Comparativa de los diagramas de bode de los valores propios de las matrices de transferencia del control de I_{conv} (rojo) e I_g (verde)

Como se ve en la Ilustración 65, y se había comentado anteriormente, el salto de $+180^\circ$ que introducen los ceros de anti-resonancia hace que las fases del control de I_{conv} e I_g estén desfasadas esos 180° a la frecuencia de resonancia y que, por tanto, los rangos para la Wres para los que los sistemas son inestables sean complementarios. Es decir, para los rangos de frecuencia de resonancia en los que el control de I_{conv} es inestable por existir cortes de fase con $\pm n \cdot 180^\circ$ y ganancia positiva, el control de I_g será estable y viceversa. De esta manera el control de la corriente de red permitiría la eliminación del amortiguamiento en aquellos sistemas que sean inestables sin él, lo que a la larga podría suponer un gran ahorro en pérdidas.

5.2.3. ANÁLISIS DE ARMÓNICOS PARA EL CUMPLIMIENTO DE NORMATIVA

Al igual que se ha realizado para el control escalar, se lleva a cabo el estudio de los armónicos que introducirían ambos sistemas en la corriente inyectada a red, con el fin de determinar cuál de ellos sería más favorable.

➤ **Comparación de armónicos entre sistemas con resistencia de amortiguamiento**

Para tener un análisis de armónicos completo, al igual que se ha hecho en la parte del control escalar, éstos se agrupan con rangos de 10Hz en su armónico múltiplo de la frecuencia fundamental correspondiente para después comparar su amplitud entre los dos tipos de control y la normativa alemana BDEW del 2008 (BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft , 2008). La normativa establece límites en p.u para los armónicos, interarmónicos y armónicos de alta frecuencia en redes de alta tensión que se adaptan a la red de 230V y a la potencia del sistema para hacer una comparativa en magnitud real.

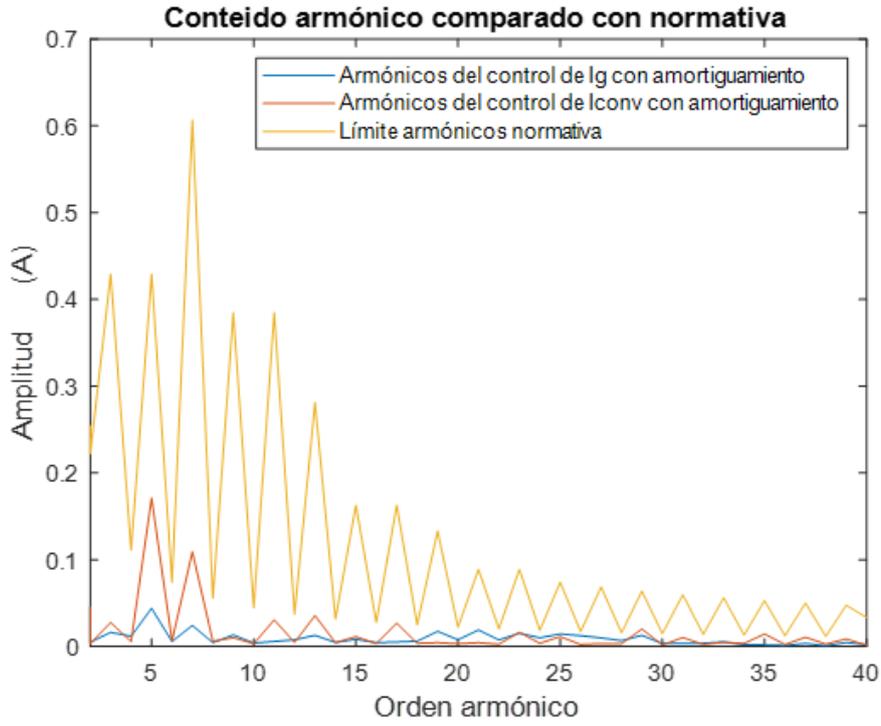


Ilustración 66. Comparativa de armónicos de los sistemas de control dq con amortiguamiento y la normativa

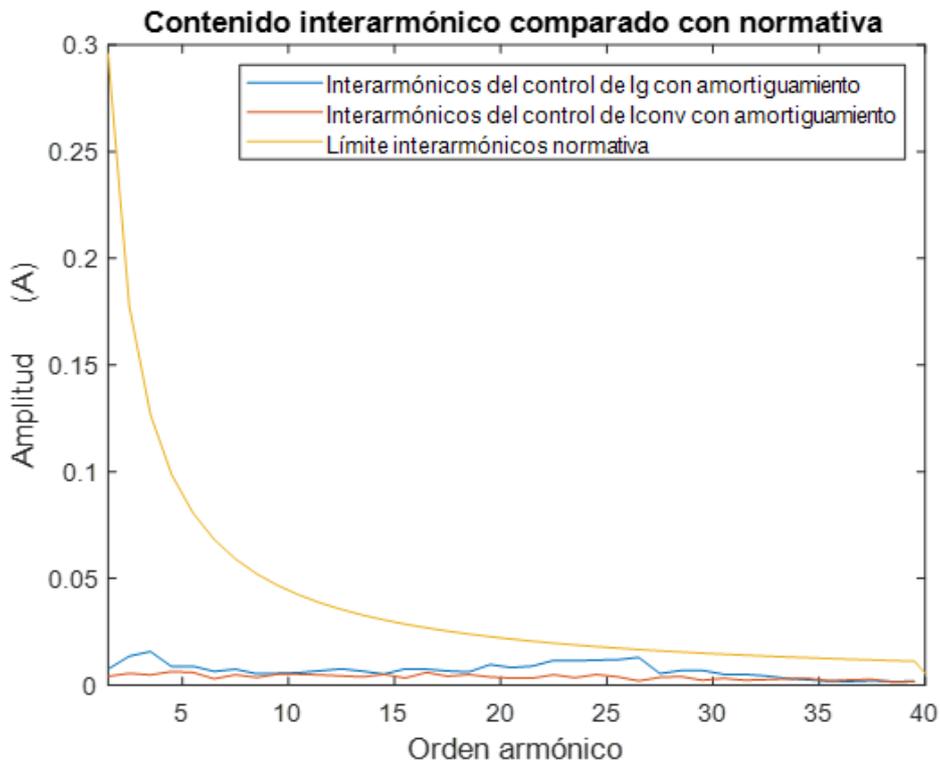


Ilustración 67. Comparativa de interarmónicos de los sistemas de control dq con amortiguamiento y la normativa

En primer lugar, si se comparan los armónicos de la corriente inyectada a red del sistema con control vectorial de la Ilustración 66 e Ilustración 67 con el del control escalar del apartado 4.3 destaca el hecho de que, al controlar la corriente como una señal continua en el marco de referencia dq el contenido en armónicos de la corriente a la salida es menor que en el control escalar, llegando con el control vectorial a cumplir la legislación que no se cumplía con el control en magnitud real.

Comparando los armónicos del control de I_g e I_{conv} para el control vectorial, éstos tienen un comportamiento similar al control escalar. El control de I_g tiene una menor amplitud en los armónicos de baja frecuencia que el control de I_{conv} , mientras que el contenido en interarmónicos es mayor en el control de I_{conv} , acrecentándose esta diferencia en las frecuencias cercanas a la resonancia.

➤ **Comparación armónicos del control de corriente de red con y sin amortiguamiento**

Siendo el control de la corriente del convertidor inestable sin resistencia de amortiguamiento para los parámetros del sistema estudiado, se analizan los armónicos del control de corriente de red sin amortiguamiento en comparación con la normativa, con el fin de comparar el contenido armónico de las técnicas amortiguadas y sin amortiguar.

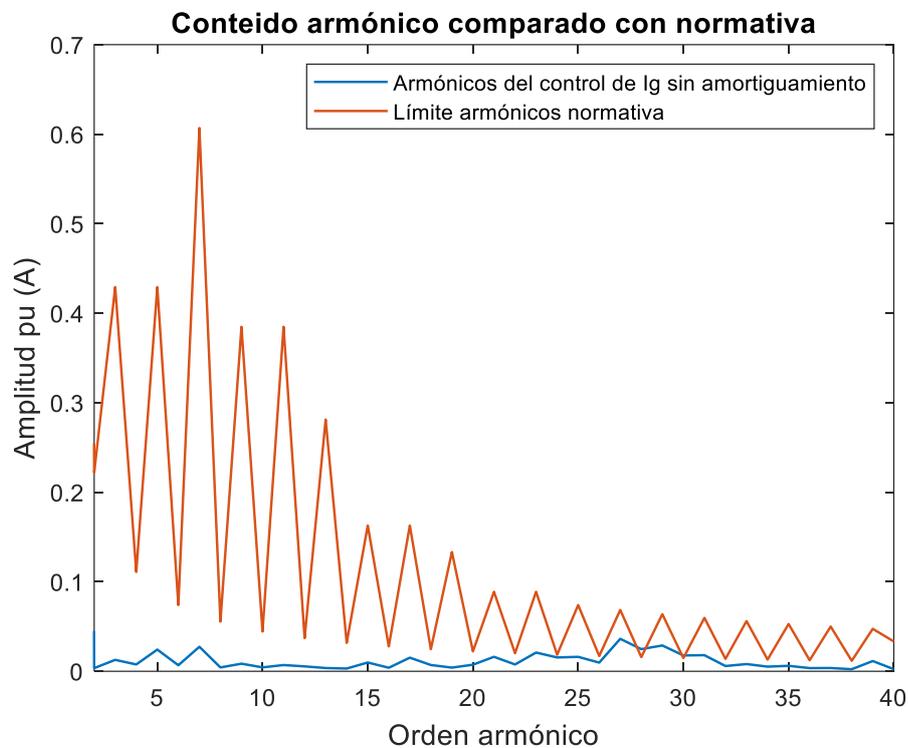


Ilustración 68. Comparativa de armónicos del sistema de control de I_g en dq sin amortiguamiento y la normativa

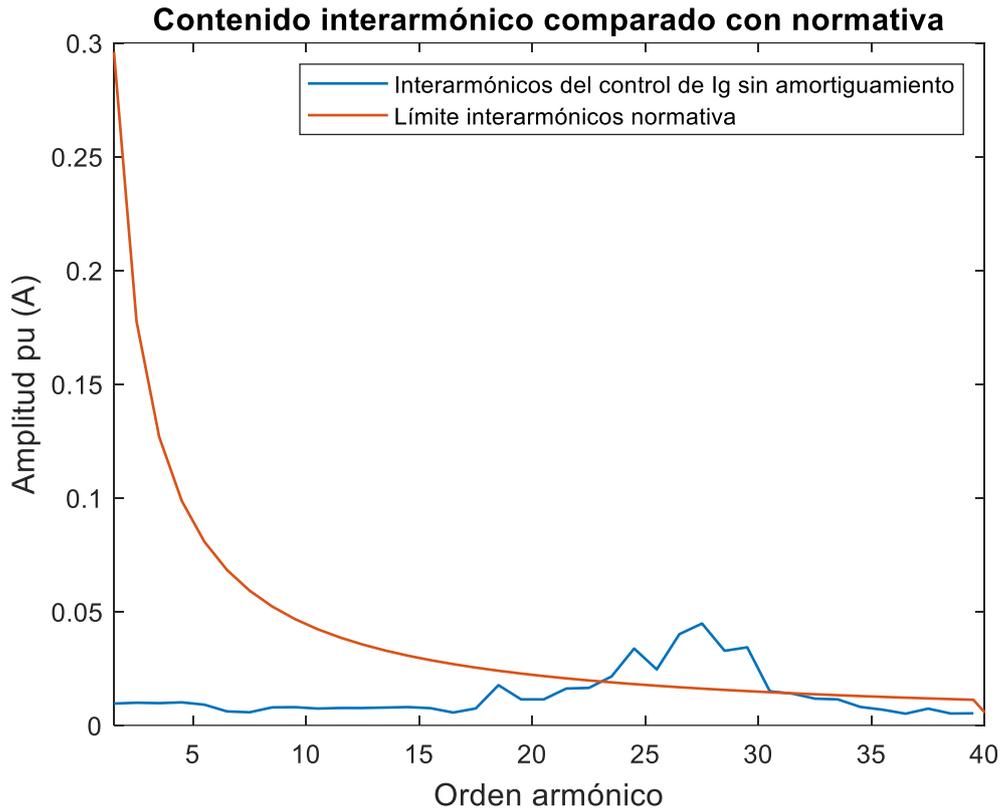


Ilustración 69. Comparativa de interarmónicos del sistema de control de Ig en dq sin amortiguamiento y la normativa

Comparando el contenido armónico de la corriente inyectada a red del sistema de control de Ig sin amortiguar de la Ilustración 68 e Ilustración 69 con los armónicos del control de Ig amortiguado de la Ilustración 66 e Ilustración 67 se ve como eliminando la resistencia de amortiguamiento del filtro LCL el contenido armónico de las frecuencias cercanas a la resonancia aumenta considerablemente hasta el punto de incumplir la normativa que se cumplía con el sistema amortiguado.

Aunque los resultados del estudio de la estabilidad de los sistemas sin amortiguamiento han demostrado que se puede conseguir estabilidad en el sistema con cualquier frecuencia de resonancia del filtro LCL cambiando la corriente a controlar, el fuerte incremento en armónicos provocado por la resonancia hace que, por el momento, haya que implementar en los sistemas una técnica de amortiguamiento que los atenúe.

6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El trabajo presentado se ha centrado en estudiar la estabilidad del lazo de control de corriente de un inversor trifásico en fuente de tensión acoplado a red a partir de un filtro LCL con un regulador PI. Del estudio de su estabilidad y contenido armónico se buscaba conocer las ventajas y desventajas de cada una de las técnicas de control más comúnmente utilizadas para concluir, si los resultados lo permiten, cuál de estas opciones puede ser más favorable para evitar problemas de inestabilidad en la instalación de centrales de generación a red.

Para ello, se ha estudiado el sistema en sus dos variantes principales, controlando la corriente del convertidor y controlando la corriente de red, con dos técnicas de control distintas, control escalar y control vectorial en un marco de referencia síncrono. Además, se ha analizado cada una de estas configuraciones viendo su comportamiento cuando se amortigua el filtro con una resistencia en serie con el condensador, que normalmente añaden pérdidas y costes en el sistema.

Del estudio realizado llama la atención la estabilidad de los sistemas de control sin amortiguamiento. Debido al salto de fase que supone la entrada de los polos y ceros de resonancia, la estabilidad de los sistemas está directamente relacionada con la frecuencia de resonancia de éstos. Realizando un estudio analítico de la estabilidad de cada uno de ellos en función de la F_{res} , que se ha complementado con simulaciones, se ha obtenido el rango de frecuencias de resonancia para las que cada uno de los sistemas es estable. En el resultado destaca el hecho de que el rango de frecuencias para los que el sistema de control de I_{conv} e I_{red} son estables es complementario, es decir, las frecuencias de resonancia en las que el sistema de control de I_{conv} es estable el control de I_{red} es inestable y viceversa

La frecuencia de resonancia de un filtro LCL depende del valor de la inductancia de red L_{red} . Una de las características de las redes eléctricas débiles son las variaciones de SCR que pueden darse en los puntos de conexión de las plantas de generación, lo que se refleja en una variación en la inductancia de red. Así, la frecuencia de resonancia del sistema de control varía, pudiendo su estabilidad verse comprometida. En el estudio realizado, se ha tomado la red como una fuente de tensión ideal con un valor de $L_{red} = 0$. Sin embargo, si se toma una red con características reales, conforme crece la inductancia de red, que es mayor en redes débiles, la resonancia del filtro LCL aparece a frecuencias menores. El resultado del estudio realizado, en el que se han determinado los rangos de estabilidad en función de la frecuencia de resonancia para los diferentes lazos de control sin amortiguamiento ha sido:

- Control de I_{conv} estable para $F_{res} = [2513 - 5979]$ Hz
- Control de I_{red} estable para $F_{res} < 2513$ Hz y $F_{res} > 5979$ Hz

Siendo este resultado extrapolable a cualquier filtro LCL genérico, no en valores exactos, pero sí en la forma:

- Control de I_{conv} estable para $F_{res} = [F_1 - F_2]$ Hz
- Control de I_{red} estable para $F_{res} < F_1$ Hz y $F_{res} > F_2$ Hz

Teniendo en cuenta que los valores típicos de los filtros utilizados en la conexión de plantas de generación a red no tienen frecuencias de resonancia tan altas como para estar trabajando por encima del límite superior del rango de estabilidad de I_{conv} , F_2 , puede concluirse que el incremento en la inductancia de red puede llegar a hacer un lazo de control de corriente del convertidor inestable si la técnica de amortiguamiento con la que ha sido diseñado no es válida para tal situación. Por el contrario, si el mismo sistema se desarrolla controlando la corriente de red, una bajada en la frecuencia de resonancia

provocada por el incremento de la inductancia en redes débiles no afectará a la estabilidad del sistema, convirtiéndolo en una técnica más robusta para estas situaciones.

Parte fundamental del estudio realizado se ha centrado en el análisis de la composición de armónicos de la corriente final para todas las configuraciones de control simuladas. De estos resultados se obtiene que el control de la corriente de red tiene un menor contenido de armónicos de baja frecuencia. Sin embargo, el sistema de control de corriente de red tiene un peor comportamiento en la frecuencia de resonancia, siendo sus armónicos en esa zona algo mayores que los del control de corriente del convertidor. Además, los armónicos de resonancia que aparecen cuando no se utiliza resistencia en serie con el condensador en el filtro LCL hacen muy difícil trabajar por debajo de los límites permitidos en sistemas sin amortiguamiento.

Las conclusiones obtenidas del estudio hacen decantarse por el control de la corriente de red como método más efectivo para la conexión de plantas generadoras a redes débiles con menores valores de SCR. Esto permitirá tener una mayor robustez en situaciones de SCR bajo y cambiante. Sin embargo, la resonancia introducida por el filtro LCL hace que los armónicos entorno a esa frecuencia puedan ser determinantes a la hora de cumplir con la normativa de calidad de la red. Lo visto hasta ahora hace pensar que reduciendo esos armónicos a la frecuencia de resonancia sin necesidad de amortiguamiento hará al sistema de control de corriente de red una técnica mucho más interesante frente al control de la corriente del convertidor, solventando algunos de los problemas de calidad y estabilidad que presentan en la actualidad.

REFERENCIAS

- BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft . (Junio de 2008). Technical Guideline - Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network.
- Lin, Z., Yao, W., Bai, Z., & Lu, Z. (2013). Study on Active Damping of LCL Filter Resonance Based on Grid Current Feedback Compensation. *10.1109/ISIE.2013.6563642*.
- Liserre, M., Blaabjerg, F., & Hansen, S. (2005). Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1281-1291.
- Liu, T., Liu, J., & Dou, Q. (2016). Mechanism Analysis and Mitigation of Instability in Grid-Connected Voltage Source Inverter with LCL Filters Based on Terminal Impedance. *IEEE*, 2272-2277.
- Lumbreras, D., Barrios, E. L., Urtasun, A., Ursúa, A., Marroyo, L., & Sanchís, P. (2018). On the Stability of Advanced Power Electronic Converters: the Generalized Bode Criterion. *IEEE*.
- Nahum Zmood, D., & Grahame Holmes, D. (2001). Frequency-Domain Analysis of Three Phase Linear Current Regulators. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 601-610.
- Samanes, J., Urtasun, A., Barrios, E., Lumbreras, D., López, J., Gubia, E., & Sanchís, P. (2020). Control Design and Stability Analysis of Power Converters: The MIMO Generalized Bode Criterion. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, VOL 8, NO. 2, 1880-1893.

Sehirli, E., & Meral, A. (2010). Input – Output Linearization Control of Three - Phase Voltage Source PWM Rectifier Using L and LCL Filter. *IEEE*.