COMILLAS
UNIVERSIDAD PONTIFICIA
ICAI

MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA INDUSTRIAL

TRABAJO FIN DE MÁSTER

SIMULACIÓN DETALLADA DE UN TRANSFORMADOR ELECTRÓNICO

Autor: Jorge López Rodríguez-Roselló

Director: Aurelio García Cerrada

Madrid

Julio de 2019

Índice de documentos

DOCUMENTO I. MEMORIA

Parte I. Memoria	página 19 a 149	130 páginas
Parte II. Apendice matemático	página 150 a 164	14 páginas
Parte III. Código fuente	página 165 a 206	41 páginas

AUTORIZACIÓN PARA LA DIGITALIZACIÓN, DEPÓSITO Y DIVULGACIÓN EN RED DE PROYECTOS FIN DE GRADO, FIN DE MÁSTER, TESINAS O MEMORIAS DE BACHILLERATO

1º. Declaración de la autoría y acreditación de la misma.

El autor D. JORGE LÓPEZ RODRÍGUEZ-ROSELLÓ DECLARA ser el titular de los derechos de propiedad intelectual de la obra: SIMULACIÓN DETALLADA DE UN TRANSFORMADOR ELECTRÓNICO, que ésta es una obra original, y que ostenta la condición de autor en el sentido que otorga la Ley de Propiedad Intelectual.

2º. Objeto y fines de la cesión.

Con el fin de dar la máxima difusión a la obra citada a través del Repositorio institucional de la Universidad, el autor **CEDE** a la Universidad Pontificia Comillas, de forma gratuita y no exclusiva, por el máximo plazo legal y con ámbito universal, los derechos de digitalización, de archivo, de reproducción, de distribución y de comunicación pública, incluido el derecho de puesta a disposición electrónica, tal y como se describen en la Ley de Propiedad Intelectual. El derecho de transformación se cede a los únicos efectos de lo dispuesto en la letra a) del apartado siguiente.

3º. Condiciones de la cesión y acceso

Sin perjuicio de la titularidad de la obra, que sigue correspondiendo a su autor, la cesión de derechos contemplada en esta licencia habilita para:

a) Transformarla con el fin de adaptarla a cualquier tecnología que permita incorporarla a internet y hacerla accesible; incorporar metadatos para realizar el registro de la obra e incorporar "marcas de agua" o cualquier otro sistema de seguridad o de protección.
b) Reproducirla en un soporte digital para su incorporación a una base de datos electrónica, incluyendo el derecho de reproducir y almacenar la obra en servidores, a los efectos de garantizar su seguridad, conservación y preservar el formato.
c) Comunicarla, por defecto, a través de un archivo institucional abierto, accesible de modo libre y gratuito a través de internet.
d) Cualquier otra forma de acceso (restringido, embargado, cerrado) deberá solicitarse expresamente y obedecer a causas justificadas.
e) Asignar por defecto a estos trabajos una licencia Creative Commons.
f) Asignar por defecto a estos trabajos un HANDLE (URL *persistente)*.

4º. Derechos del autor.

El autor, en tanto que titular de una obra tiene derecho a:

a) Que la Universidad identifique claramente su nombre como autor de la misma
b) Comunicar y dar publicidad a la obra en la versión que ceda y en otras posteriores a través de cualquier medio.
c) Solicitar la retirada de la obra del repositorio por causa justificada.
d) Recibir notificación fehaciente de cualquier reclamación que puedan formular terceras personas en relación con la obra y, en particular, de reclamaciones relativas a los derechos de propiedad intelectual sobre ella.

5º. Deberes del autor.

El autor se compromete a:

a) Garantizar que el compromiso que adquiere mediante el presente escrito no infringe ningún derecho de terceros, ya sean de propiedad industrial, intelectual o cualquier otro.
b) Garantizar que el contenido de las obras no atenta contra los derechos al honor, a la intimidad y a la imagen de terceros.
c) Asumir toda reclamación o responsabilidad, incluyendo las indemnizaciones por daños, que pudieran ejercitarse contra la Universidad por terceros que vieran infringidos sus derechos e intereses a causa de la cesión.

d) Asumir la responsabilidad en el caso de que las instituciones fueran condenadas por infracción de derechos derivada de las obras objeto de la cesión.

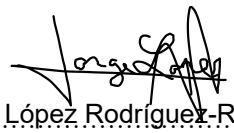
6º. Fines y funcionamiento del Repositorio Institucional.

La obra se pondrá a disposición de los usuarios para que hagan de ella un uso justo y respetuoso con los derechos del autor, según lo permitido por la legislación aplicable, y con fines de estudio, investigación, o cualquier otro fin lícito. Con dicha finalidad, la Universidad asume los siguientes deberes y se reserva las siguientes facultades:

- La Universidad informará a los usuarios del archivo sobre los usos permitidos, y no garantiza ni asume responsabilidad alguna por otras formas en que los usuarios hagan un uso posterior de las obras no conforme con la legislación vigente. El uso posterior, más allá de la copia privada, requerirá que se cite la fuente y se reconozca la autoría, que no se obtenga beneficio comercial, y que no se realicen obras derivadas.
- La Universidad no revisará el contenido de las obras, que en todo caso permanecerá bajo la responsabilidad exclusive del autor y no estará obligada a ejercitar acciones legales en nombre del autor en el supuesto de infracciones a derechos de propiedad intelectual derivados del depósito y archivo de las obras. El autor renuncia a cualquier reclamación frente a la Universidad por las formas no ajustadas a la legislación vigente en que los usuarios hagan uso de las obras.
- La Universidad adoptará las medidas necesarias para la preservación de la obra en un futuro.
- La Universidad se reserva la facultad de retirar la obra, previa notificación al autor, en supuestos suficientemente justificados, o en caso de reclamaciones de terceros.

Madrid, a 02 de julio de 2019

ACEPTA



Fdo. Jorge López Rodríguez-Roselló

Motivos para solicitar el acceso restringido, cerrado o embargado del trabajo en el Repositorio Institucional:

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título

SIMULACIÓN DETALLADA DE UN TRANSFORMADOR ELECTRÓNICO

en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el curso académico 2018/2019 es de mi autoría, original e inédito y no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Fdo.: Jorge López Rodríguez-Roselló Fecha: ……/ ……/ ……

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO

Fdo.: Aurelio García Cerrada Fecha: ……/ ……/ ……

COMILLAS
UNIVERSIDAD PONTIFICIA
ICAI

MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA INDUSTRIAL

TRABAJO FIN DE MÁSTER

SIMULACIÓN DETALLADA DE UN TRANSFORMADOR ELECTRÓNICO

Autor: Jorge López Rodríguez-Roselló

Director: Aurelio García Cerrada

Madrid

Julio de 2019

SIMULACIÓN DETALLADA DE UN TRANSFORMADOR ELECTRÓNICO

Autor: López Rodríguez-Roselló, Jorge.
Director: García Cerrada, Aurelio.
Entidad Colaboradora: ICAI-Universidad Pontificia Comillas

RESUMEN DEL PROYECTO

1. Resumen:

En este Trabajo Fin de Máster se ha estudiado el modelado y control de los distintos submódulos, por separado, que componen un transformador electrónico. También se ha simulado el comportamiento del transformador electrónico en su conjunto con diversos ensayos que muestran las características principales del dispositivo como pueden ser el control de la tensión del secundario, desacoplo de la potencia reactiva, conexión de sistemas asíncronos, conexión de sistemas de CC, flujo bidireccional de potencia activa en el dispositivo, desacoplo entre la entrada y la salida, y saturación de las corrientes que atraviesan los filtros para proteger el dispositivo frente a faltas o límites de operación de los submódulos. El transformador electrónico simulado se compone de convertidores autoconmutados fuentes de tensión (VSC, del inglés *Voltage Source Converter*) de dos niveles por lo que sólo se pueden utilizar para aplicaciones de baja tensión (máximo algunos kV). Las características mostradas en el trasformador electrónico hacen que sea muy interesante como transformador reductor en la red de distribución eléctrica del futuro. Los convertidores modulares multi-nivel (MMC, del inglés *Modular Multilevel Converter*) pueden operar en el rango de tensiones de los sistemas de distribución. Por este motivo, se ha estudiado también el modelado y control de MMC para la sustitución de los VSC de los submódulos del primario del transformador electrónico.

2. Introducción:

En el sistema eléctrico convencional el flujo de potencia es unidireccional. En estos sistemas hay generadores centralizados de gran potencia que producen toda la energía que se envía al consumidor final a través del sistema de transmisión y distribución. Una característica importante de estos generadores es su controlabilidad, que se obtiene quemando combustibles fósiles, como por ejemplo carbón, gas natural o petróleo. Siendo, por lo tanto, relativamente sencillo programar la potencia generada.

El desarrollo de nuevas tecnologías de generación eléctrica de origen renovable como pueden ser la energía eólica, solar fotovoltaica (PV, del inglés *photovoltaic cell*), pilas de combustible o los sistemas de almacenamiento de energía han introducido nuevos retos en lo relativo al diseño y operación de los sistemas de energía eléctrica. Se están empezando a instalar pequeños parques eólicos y solares conectados a red de distribución, encontrándose de esta forma más cerca del consumidor. Incluso se pueden encontrar casos donde el propio consumidor es el dueño de alguna turbina eólica o panel PV. Esto genera una reducción de la energía comprada por los consumidores, llegando incluso a transformarles en prosumidores [SZK19].

El cambio en la topología de la red eléctrica ya ha empezado. Está evolucionando de una red centralizada a una red descentralizada, esto se está consiguiendo gracias al desarrollo de las comunicaciones y el control descentralizado. Este nuevo y complejo sistema se llama "red inteligente" (o en inglés *smart grid*) aunque su definición es amplia y no única [pDoE19]. El desarrollo de los sistemas de potencia hace que se empiecen a parecer a las redes de ordenadores, donde los usuarios son capaces de crear, almacenar e intercambiar información. Por esto algunos estudios la denominan "internet de la energía" (o en inglés *energy internet*) [HCH+11] con sus routers de energía, dispositivos de almacenamiento de energía, control y comunicación.

3. Estado del arte:

Los convertidores CC/CA son habituales en la industria. Se usan en variadores de velocidad, generación eólica, generación PV, para cargar baterías, etc. También se usan en los enlaces de alta tensión de corriente continua, HVDC (del inglés, *high voltage direct current*). El transporte de energía en CA a grandes distancias o por cables submarinos tiene muchas pérdidas por lo que transportarla en CC es mejor en cuanto a eficiencia, coste y flexibilidad del sistema eléctrico [Baj08]. Otra ventaja del HVDC es que permite la interconexión de sistemas asíncronos, es decir, de distinta frecuencia o que no estén acoplados.

El concepto del transformador inteligente (o en inglés *smart transformer*) es una tecnología que con el desarrollo de las telecomunicaciones podría tener un papel central en la red y ayudar a establecer las rutas de paso en el internet de la energía [HCH+11]. El transformador electrónico es un dispositivo de electrónica de potencia que se basa en conmutadores de alta frecuencia para obtener una transformación de la tensión con aislamiento galvánico. La Figura 1 clasifica los distintos tipos de arquitecturas que se proponen para un transformador electrónico. Los convertidores autoconmutados (VSC, del inglés *voltaje source converter*) son los más usados (por los variadores) para la transformación de CA a CC y también pueden usarse en el transformador electrónico.

Las estructuras de una o dos etapas se basan en convertidores matriciales (del inglés *matrix converters*). Si el transformador se compone de tres etapas, como se puede ver en la Figura 1, se consigue desacoplar por completo la entrada y la salida, aunque se requieran más dispositivos. Dentro del caso de tres etapas existen los transformadores no modulares (problemas debido a cortocircuitos y no es escalable en tensión), semi-modulares (transformador de devanado múltiple que se puede proteger frente a cortocircuitos, pero no es escalable en tensión) y modulares (escalable en tensión y potencia, y se puede proteger frente a cortocircuitos).

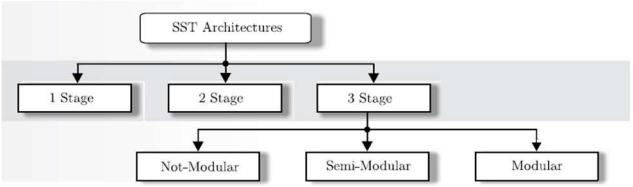


Figura 1. Clasificación de las arquitecturas de los transformadores electrónicos. [LBV17]

En la Figura 2 se puede ver que la etapa de entrada (o de alta) se compone de un convertidor CA/CC. Este puede ser en el caso no modular un VSC de dos niveles o un convertidor *neutral point clamped* (NPC) que disponen de acceso al bus de CC del primario o bien en el caso modular se podría utilizar un convertidor modular multinivel (MMC, del inglés *modular multilevel converter*) que también dispone de acceso al bus de CC o un convertidor en medios puentes o puentes enteros. El convertidor de salida (o de baja) es un convertidor CA/CC de baja tensión por lo que las topologías que se pueden utilizar son no modulares y destacan el VSC, NPC o conversor T con una topología de cuatro cables. El convertidor CC/CC es el núcleo de transformador electrónico, la topología que se va a estudiar para la etapa intermedia, es la del convertidor CC/CC con aislamiento galvánico, llamado *dual active bridge* (DAB) que aparece en la Figura 2 a la izquierda. Existen otras topologías para la etapa CC/CC como pueden ser el convertidor resonante serie o el *quadruple active bridge* [Pav13, CBL16, LBV17]. Este convertidor es el más complejo ya que opera a alta frecuencia y potencia. Además, como conecta el lado de media con el lado de baja tensión en el primario hay mucha tensión mientras que el secundario hay mucha corriente.

Según [LBV17] el transformador electrónico ofrece aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, puede controlar la potencia activa, puede compensar las perturbaciones de la red y permite la conexión microrredes de CC. El transformador electrónico permitiría conectar sistemas sin generación a la red principal y mejorar la calidad de la red. Algunas de las aplicaciones de este tipo de transformador se muestran en la Figura 3, también se muestra cómo podría remplazar al transformador convencional.

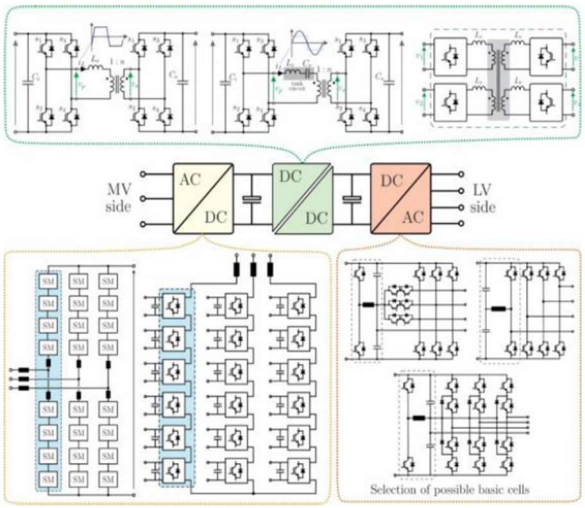


Figura 3. Distintos tipos de convertidores que pueden ser usados en un transformador de tres etapas. [LBV17]

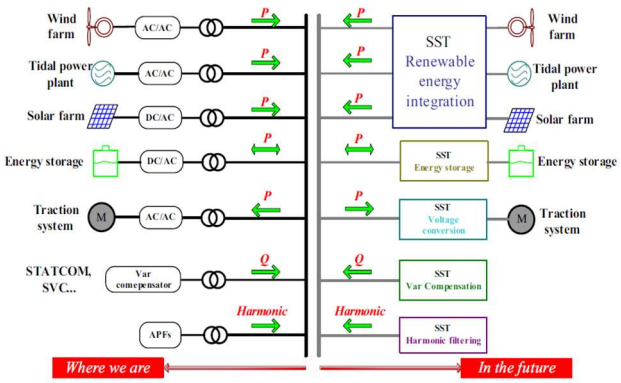


Figura 3. Posibles aplicaciones del transformador electrónico en el futuro. [SHB13]

El concepto de transformador electrónico se utilizó por primera vez en 1968 por McMurray [Mcm70]. La primera aplicación real se dio en 1990 y fue en el campo de la tracción en ferrocarriles donde anteriormente se utilizaban transformadores convencionales.

Los dispositivos de electrónica de potencia comerciales se basan en interruptores de silicio (Si). Este material tiene ciertas limitaciones que impiden que se puedan utilizar topologías sencillas y se requiera de conexiones en paralelo y en serie de múltiples convertidores para que se puedan utilizar en las tensiones del rango de la red de distribución, de 2 a 35 kV. Por lo que es imprescindible la utilización de convertidores multinivel y modulares.

Un convertidor de alta frecuencia es un sistema no lineal y variable en el tiempo. Esto puede ser un problema a la hora de diseñar controles ya que éstos suelen basarse en modelos lineales e invariantes en el tiempo (LTI, del inglés *linear time-invariant*). Diferentes técnicas se han propuesto para transformar los conmutadores en sistemas LTI. Un caso es el promediado de las variables de estado (del inglés *space state averaging*), supone que la frecuencia de conmutación es mucho más alta que las dinámicas de las variables de estado y éstas al tener un rizado despreciable se pueden aproximar al primer término, el de CC, de la serie de Fourier. Otra posible técnica es el promediado generalizado de las variables de estado (del inglés, *generalised space state averaging*). Es similar a la anterior pero que tiene en cuenta más términos de la serie de Fourier de las variables de estado [Qin12]. En este TFM los convertidores se analizarán como convertidores electrónicos fuente de tensión y, para empezar, se supondrá que son fuentes ideales de tensión alterna.

Las características del transformador electrónico requieren de múltiples lazos de control internos y externos además del uso de filtros. La Figura 4 muestra una posible implementación de los distintos lazos de control que se intentará reproducir con ciertas modificaciones en este TFM. Diversas técnicas de control tanto lineal como no lineal se han estudiado para el control de convertidores DAB. El control Proporcional-Integral (PI) se suele utilizar cuando se requiere error de seguimiento nulo para un escalón en la referencia de la potencia. También se pueden utilizar controles Proporcionales-Resonantes (PR) debido a los armónicos, estos controles son adecuados cuando se quiere seguir una referencia sinusoidal con error de seguimiento nulo. Esto se debe a que un control PR se comporta como un control PI en un sistema de referencia rotatorio como pueden ser los ejes dq. En cuanto al control de los filtros en el lado de CA de alta y baja tensión se estudiará e implantará con ciertas modificaciones el análisis de [Cer18].

4. <u>Metodología:</u>

Los controles se derivarán suponiendo que los convertidores no tienen dinámicas y simplemente afectan al lazo de control como una ganancia. El análisis y cálculo de los parámetros de

los controles se hará con técnicas de respuesta en frecuencia basándose en el lazo abierto o con técnicas de respuesta temporal basadas en el lazo cerrado. Se seguirán los siguientes pasos:

- El modelado y control se hará usando la transformada de Park y los ejes d-q.
- Se simulará los circuitos con el sistema trifásico, pero empleando fuentes ideales de tensión alterna como aproximación de los convertidores.
- Finalmente, se harán las simulaciones con los convertidores en detalle.

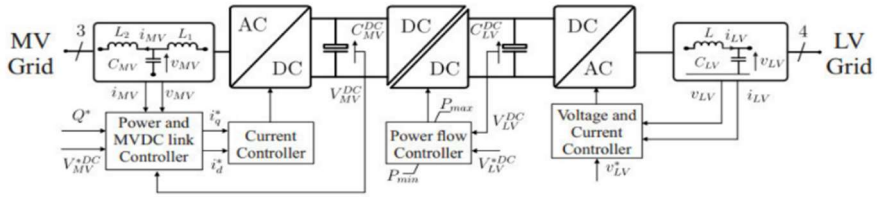


Figura 4. Estructura del transformador electrónico estudiada y simulada. [LBV17]

5. Objetivos:

- Caracterización del comportamiento y simulación del control de cada una de las etapas que componen un transformador electrónico.
- Simulación del transformador electrónico.
- Se explorarán distintas topologías de convertidores electrónicos multinivel y modulares para el estudio del transformador electrónico en sistemas de distribución.

6. Topología estudiada y resultados:

En este TFM se ha estudiado y simulado un transformador electrónico de tres etapas no modular como el de la Figura 4 con convertidores de dos niveles. También se ha estudiado el control de MMC para su implementación en el primario del transformador electrónico y así poder utilizarlo en un sistema de distribución. A continuación, se va a explicar la implementación del control que permite un correcto funcionamiento del dispositivo.

El secundario está acoplado a la carga a través de un filtro LC donde se miden la corriente de la bobina y la tensión del condensador. Con dichas medidas se puede controlar la tensión a la que se alimenta la carga. La potencia que se entrega a la carga se obtiene del condensador de la etapa de CC del secundario. La tensión de este condensador se controla a través del convertidor CC/CC que regula la potencia que fluye del condensador de CC del primario al secundario. Esto se consigue midiendo la tensión del condensador de CC del secundario y la corriente que atraviesa el transformador de alta frecuencia. La regulación de la tensión del condensador de CC del primario se obtiene con el uso de un filtro LCL que está acoplado a la red. En este filtro se miden las dos corrientes de bobina y la tensión del condensador de CC del primario. De tal forma que el control absorbe más o menos potencia de la red para mantener la tensión del condensador de CC del primario.

El uso de MMC en el transformador electrónico es posible y también se ha estudiado. Se podrían implementar en el primario del transformador electrónico. Este cambio permitiría sustituir el VSC y el filtro LCL por un MMC y un filtro L. Haciendo que haya menos THD gracias al convertidor multinivel y que el control de la corriente y de la tensión del condensador de CC sea más sencillo a expensas de introducir un control interno del MMC más complejo con el equilibrado de las tensiones de los submódulos y las corrientes circulantes. También se puede utilizar el MMC en el primario del convertidor CC/CC. La tensión de estos condensadores de CC es de suma importancia y es imprescindible mantenerla en valores adecuados para el correcto funcionamiento de todos los convertidores.

El transformador electrónico simulado, Figura 4, es un dispositivo cuyas bases eléctricas son $S_b = 10$ kVA, $V_b = 400$ V y $f_b = 50$ Hz tanto de primario como secundario. El núcleo del transformador electrónico es un convertidor CC/CC conocido como DAB que regula el flujo de la potencia dentro del dispositivo con el uso de un transformador de alta frecuencia que opera a $f_b = 5$

kHz y sus bases son $S_b = 10$ kVA, $V_b = 400$ V tanto de primario como secundario. Internamente el transformador electrónico consta de dos etapas de CC a 5 kV, una en el lado del primario y otra en el lado del secundario. En la entrada del primario del transformador electrónico se utiliza un filtro LCL para controlar la potencia que se tiene que absorber de la red eléctrica para alimentar a la carga del secundario. A la salida del secundario se utiliza un filtro LC para controlar la tensión a la que se alimenta lo que esté conectado al transformador electrónico. Tanto a la entrada como a la salida con el uso de una estrategia de control en cascada se puede limitar las referencias de corriente que atraviesan los VSC para protegerlos frente a sobre-corrientes. El DAB también se puede proteger frente a sobre-corrientes. Al ser este convertidor el núcleo del transformador electrónico se puede modificar las portadoras del primario del transformador trifásico para que de esta forma el transformador trifásico no se encuentre próximo a su límite de operación.

Los controles de los tres submódulos se han concebido como controles en cascada. El objetivo principal del lazo externo del filtro LCL, PI, es mantener la tensión del condensador del bus de CC a su tensión de referencia, esto lo consigue calculando la referencia de la corriente en eje d por la bobina externa del filtro LCL. Esa misma corriente, pero en eje q, se puede o bien dejar a 0 o se puede crear a su vez un lazo de control de potencia reactiva y controlar la potencia reactiva que absorbe el transformador electrónico a su entrada. El control intermedio genera las referencias de la corriente en ejes dq de la bobina interna del filtro LCL con un PI. Con estas referencias y las medidas de los estados del circuito, el control interno con un regulador por realimentación de estados con efecto integral calcula la tensión en ejes dq el valor de las moduladoras del VSC

El control del DAB se divide en dos partes. El VSC del primario del transformador de alta frecuencia opera en lazo abierto con unas moduladoras constantes. El objetivo del control del VSC del secundario es mantener la tensión del condensador del bus de CC del secundario en su valor de referencia, esto lo consigue calculando la referencia de la corriente de eje d por el transformador con la ayuda de un PI. Esa misma corriente, pero en eje q, se puede o bien dejar a 0 o se puede crear a su vez un lazo de control de potencia reactiva del transformador trifásico del DAB. Con estas referencias y las medidas de los estados del circuito, el control interno con un regulador por realimentación de estados con efecto integral calcula la tensión en ejes dq el valor de las moduladoras del VSC del secundario.

El objetivo principal del lazo externo del filtro LC es controlar la tensión del condensador del filtro LC con un PI. El lazo externo genera la referencia de la corriente por la bobina del filtro en ejes dq con la referencia de la tensión del condensador del filtro. Las salidas generadas por el control externo son las referencias del control interno que se basa en una realimentación de estados con efecto integral. El lazo interno calcula la tensión en ejes dq del VSC de salida del transformador electrónico.

7. Conclusiones:

A través de diversos ensayos se pudo comprobar que el transformador electrónico tiene una serie de características que son prometedoras ya que hacen que este dispositivo sea versátil y dinámico a la hora de implementarse en el sistema eléctrico del futuro:

- Se puede controlar la tensión a la que se alimenta la red en el secundario a través del filtro LC aun cuando hay cambios de carga en el secundario.
- Se puede controlar la frecuencia del secundario y permite la conexión de sistemas asíncronos
- El transformador de alta frecuencia permite que haya aislamiento galvánico en el dispositivo.
- La potencia reactiva que entra en el transformador y la que sale de este están desacopladas. La potencia reactiva que sale es la que requiere la carga. La potencia reactiva que entra se controla con un lazo de potencia externo en el filtro LCL sin afectar a la tensión de salida.
- El flujo de potencia activa puede ser bidireccional con respecto a la entrada y salida trifásica, aunque el control no sea simétrico. En cualquiera de los dos sentidos, los controles son capaces de mantener las señales en sus referencias.

- En las etapas de CC se puede conectar una micro-red de CC que absorba o genere potencia sin afectar a la tensión de salida del transformador electrónico.
- El transformador trifásico del DAB tiene dos límites de operación definidos por la corriente y la potencia que le atraviesa. Se puede protegerlo al aumentar el valor de las moduladoras del convertidor del primario. Este cambio aumenta la potencia máxima y la corriente que puede atravesarle.
- Se puede incluir una limitación de la corriente de los controles internos de los filtros LC y LCL para protegerlos de sobre-corrientes debidas a faltas en el secundario y a huecos en la red del primario, respectivamente. Cuando se da alguno de estos casos el sistema se encuentra en lazo abierto y no puede mantener las señales en sus referencias.

8. Agradecimientos:

Este Trabajo Fin de Máster, se ha realizado en el contexto del Programa Microrredes Inteligentes, Comunidad de Madrid (P2018/EMT4336), financiado por la Comunidad de Madrid y que abarca el periodo entre enero de 2019 y diciembre de 2020. El autor agradece la colaboración de los participantes en ese programa, la posibilidad del uso de equipamiento asociado.

9. Referencias:

[Baj08] Chandra Bajracharya. Control of VSC-HVDC for wind power. Master's thesis, NTNU, Institutt for elkraftteknikk, Noruega, 2008.

[CBL16] L. F. Costa, G. Buticchi, and M. Liserre. Quadruple active bridge DC-DC converter as the basic cell of a modular smart transformer. In 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pages 2449–2456, March 2016. doi:10.1109/APEC.2016.7468209.

[Cer18] Iñigo Cervigón. Control de convertidores electrónicos fuente de tensión para el soporte de la red eléctrica. TFG, Universidad Pontificia Comillas, ETSI-ICAI, 2018.

[HCH+11] A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng, and S. J. Dale. The future renewable electric energy delivery and management (FREEDM) system: The energy internet. Proceedings of the IEEE, 99(1):133–148, Jan 2011. doi:10.1109/JPROC.2010.2081330.

[LBV17] M. Liserre, G. Buticchi, and C. Vournas. Lecture notes in Ph.D. Course in the Smart Transformer. Christian-Albrechts-Universizät zu Kiel, Kiel Alemania, February 2017.

[Mcm70] William Mcmurray. Power converter circuits having a high frequency link. (US3517300A), Jun 1970. URL: https://patents.google.com/patent/US3517300?oq=Power+converter+circuits+having+a+high\+frequency+link. Último acceso: 15/04/2019.

[Pav13] Zoran Pavlovic. Multiple input-output bidirectional solid-state transformer based on a series resonant converter. 2013. URL: http://oa.upm.es/21622/. Último acceso: 01/07/2019.

[pDoE19] US Department of Energy. The smart grid: An introduction. 2010, URL: https://www.energy.gov/oe/downloads/smart-grid-introduction-0. Último acceso: 15/06/2019.

[Qin12] Hengsi Qin. Dual active bridge converters in solid state transformers. Ph.D. thesis, 2012. URL: http://scholarsmine.mst.edu/doctoral_dissertations/1914. Último acceso: 02/07/2019.

[SHB13] Xu She, Alex Q Huang, and Rolando Burgos. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 1(3):186–198, 2013.

[SZK19] Wolf-Peter Schill, Alexander Zerrahn, and Friedrich Kunz. Prosumage of solar electricity: Pros, cons, and the system perspective. Proceedings of the IEEE, 1637, Jan 2017, URL: https://ssrn.com/abstract=2912814. Último acceso: 02/07/2019.

DETAILED SIMULATION OF A SOLID-STATE TRANSFORMER

1. Abstract:

This Master's Thesis studies the modelling and simulation of the different submodules that compose a solid-state transformer. The whole device was also simulated with several tests that illustrated its main features, namely: output-voltage control, reactive-power decoupling, connection of asynchronous systems, DC system connection, bidirectional flow of active power in the device, input-output decoupling, and filter current saturation to protect the device from external faults or operation limits of the submodules. The simulated solid-state transformer is based on two-level voltage source converters (VSC) that can operate at low voltage (a maximum of a few kV DC voltage). The solid-state transformer characteristics make it suitable, and very interesting, as a step-down transformer for the distribution grid of the future. Since the so-called modular multilevel converter (MMC) can easily operate with the voltage levels of the distribution grid; this Master's Thesis also investigated several aspects of the modelling and control of MMCs. This converter topology can be proposed instead of a two-level VSC for the high-voltage end of a solid-state transformer.

2. Introduction:

In conventional power systems power flow is unidirectional. Large and centralised generators produce power that is sent to consumers through transmission and distribution lines. Full controllability in conventional generators is attained by burning fossil fuels such as coal, natural gas or oil. This allows them to easily schedule their power output.

The development of new distributed renewable generation technologies such as wind power (WP), photovoltaic cells (PV), fuel cells (FC) or energy storage systems have introduced new challenges into power system's design and operation. Small WP turbines and PV cells have been installed at the distribution level and close to the consumer. This leads to a reduction on the energy bought by the end consumers, thereby making them prosumers [SZK19].

The change in the topology of the grid has begun; it is evolving into a decentralised system, with the invaluable contribution of technologies such as communications and decentralised control. This new and complex system is the so-called "smart grid" but its definition is broad and not unique [pDoE19]. The development of the power grid is making it look very much like a computer network, where users can create, store and exchange information. Some researchers refer to it as "energy internet" [HCH+11] with its energy routers, energy storage devices, and control and communications systems.

3. State of the art:

AC/DC converters are often used in the industry in variable-speed electric drives, wind power generation, solar power generation, batteries, etc. Those converters are also used in high voltage direct current links (HVDC) as long distance AC energy transportation or underwater AC have a lot of losses compared with DC. The latter technology is better in terms of efficiency, cost and flexibility of the power system [Baj08]. Another advantage of HVDC is that it can connect asynchronous systems.

The smart transformer concept is one technology that, with the rise of telecommunications and the fast development of power electronics, could play a central role in the grid and become the energy router of "energy internet" [HCH+11]. The solid-state transformer is based on high frequency switching converters to obtain the transformation of a voltage with galvanic isolation. Figure 1 shows different types of solid-state transformer architectures. The VSC for the transformation of AC to DC can also be used in the solid-state transformer.

One- and two-stage architectures are based on matrix converters. If the transformer has three stages, as shown in Figure 1, input and output are uncoupled. In the three-phase case, there are the not modular transformer (not scalable in voltage and there could be problems with short-circuits), the semi-modular one (based on multi-winding transformers, but it isn't scalable in voltage) and the modular one (scalable in voltage and power, and can be protected against short-circuits).

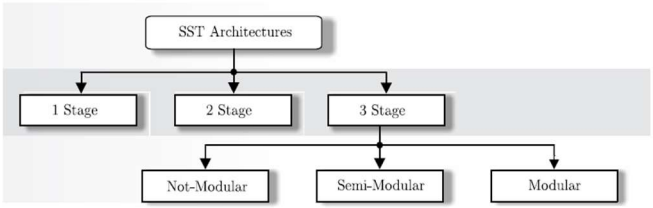


Figure 1. Solid-state transformer architecture classification [LBV17]

Figure 2 shows that the input stage is composed by an AC/DC converter. This converter must be in the not modular case a two-level VSC or a neutral point clamped (NPC) converter where there is access to the DC link. In the modular case it could be a MMC based on H-bridge modules which has access to the DC bus. The output stage is a low voltage AC/DC converter, modular topologies are not necessary, and one can use two-level VSC, NPC or T-type converters. The DC/DC converter is the solid-state transformer core, the topology that will be studied in the middle stage is a DC/DC converter with galvanic isolation known as dual active bridge (DAB) which appears in Figure 2 on the left. There are other possible topologies for the DC/DC stage such as the series resonant converter or the quadruple active bridge [Pav13, CBL16, LBV17]. This stage is the more complex as it operates at high frequency and power. As it connects the medium-voltage side with the low-voltage side it will have to be designed to stand high voltage in the former and high current in the latter.

According [LBV17] the solid-state transformer has galvanic isolation between the medium- and low-voltage sides, the active power flowing through the solid-state transformer can be controlled, grid disturbances at both sides can be compensated with the control loop and DC micro-grids can be connected. This device could also act as a buffer in the power system as it allows to decouple loads from the disturbances of the grid side. Solid-state transformers could connect systems without power generation to the main grid and improve grid-quality aspects. Some of the applications of this kind of device are shown in Figure 3, which shows how it could replace a conventional transformer.

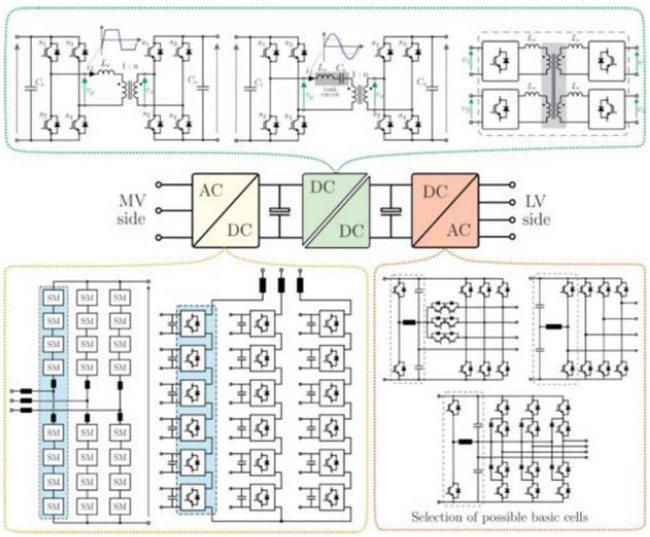


Figure 2. Different types of converters that can be used for the three-stage solid-state transformer. [LBV17]

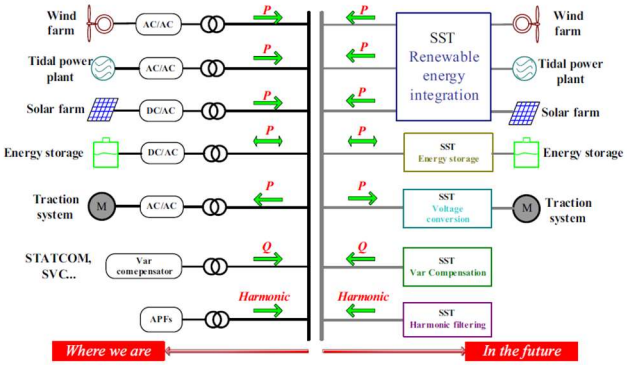


Figure 2. Possible applications of the solid-state transformer in the future. [SHB13]

The solid-state transformer concept was used for the first time in 1968 by McMurray [Mcm70]. Its first real application was in 1990 for traction on railways where previously conventional transformers where used.

Commercial power electronic devices are based on silicon (Si) switches. This material has several limitations that prevent the use of simple topologies in medium-to-high voltage applications and require the connection of the devices in series and parallel to be in the range of the distribution grid, from 2 to 35 kV. That is why the use of multilevel and modular converters is essential.

A high switching frequency converter is a nonlinear and time-variant system. This can be a serious problem when designing the controller based on linear time-invariant system (LTI) techniques. There are different techniques that transform these converters in LTI systems. One case is the space state averaging. It assumes that the commutation frequency is much higher that the dynamics of the state variables and they have a negligible ripple so they can be approximated to the first term, the DC one, of the Fourier series. Another possible technique is the generalised space state averaging, which is like the previous one, but it considers more terms of the Fourier series of the state variables [Qin12]. In this Master's Thesis the converters will be considered as ideal AC voltage sources.

Solid-state transformers require several control loops in addition to the use of filters. Figure 4 shows a possible implementation of the different control loops that will be studied in this Master's Thesis with some modifications.

Several linear and nonlinear control techniques have been studied for the control of DAB converters [Qin12]. A Proportional-Integral (PI) control is normally used if there is a requirement of zero tracking error for a step in the power reference. A Proportional-Resonant (PR) control can also be used to follow a sinusoidal reference with a specific frequency with zero tracking error. This is because a PR control behaves as a PI control in a rotatory reference frame as it can be dq axis. The input and output AC filters will be studied and controlled with some modifications with respect to [Cer18].

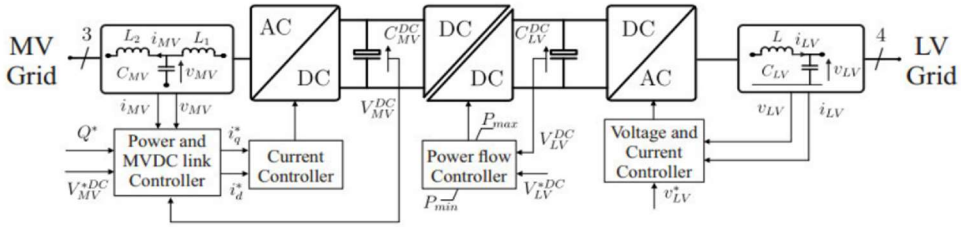


Figure 3. Solid-state transformer structure studied and simulated [LBV17]

4. Methodology:

The control loops will be obtained assuming that the converters do not have any dynamics and simply affect to the control loop with a gain. The analysis and calculation of the control parameters will be done with open-loop-based frequency response techniques or with techniques based on the closed-loop time response of the system. The methodology followed to obtain and validate the controllers is:

- To start with, the modelling and control will be done using Park's transformation and d-q axis.
- Three-phase circuit will be simulated using ideal AC voltage sources as a converter approximation.
- Finally, the simulation will be done with the converters in detail.

5. Objectives:

The objective of this Master's Thesis are as follows:

- Characterization of the behaviour and control simulation of each one of the stages of a solid-state transformer.
- Simulation of the solid-state transformer.
- Characterization of the behaviour and control simulation of multilevel and modular converters for the study of a solid-state transformer in distribution power systems.

6. Topology studied and results:

A three-stage not modular solid-state transformer with two-level VSCs like the one in Figure 4 was studied and simulated in this Master's thesis. The implementation of an MMC and its control for the primary side of a solid-state transformer for its use in distribution voltage levels was also studied. In the following paragraphs the control implementation of the controller will be presented.

The secondary side is feeding a load that absorbs active power that will be generated by the grid that is connected on the primary side. The secondary side is connected to the load through an LC filter where the inductor current and voltage capacitor are measured. With that feedback the load voltage can be controlled. The power fed to the load is obtained from the DC capacitor at the secondary side. This capacitor voltage is controlled through the DC/DC converter that regulates the power flowing from the DC capacitor from the primary side to the secondary side. This can be achieved with the feedback of the DC capacitor voltage and the three-phase high frequency transformer current. The primary-side DC capacitor voltage is controlled through an LCL filter that is connected to the primary side. The control requires the feedback of the inductor currents and capacitor (AC and DC) voltages.

The use of MMC in a solid-state transformer is also possible and it was studied in this Master's Thesis. They could be implemented in the primary side of the device. The two-level VSC and the LCL filter could be substituted by an MMC and a L filter. This change could reduce the THD due to the multilevel converter and a simpler control of the MV grid current at the expense of a more complex MMC internal control which should include voltage balancing control for each submodule and the circulating current control. An MMC could be also used in the primary side of the DAB converter. The DC capacitor voltages is are key features of this device and it is essential to maintain those voltages close to their set points to have a good operation of a solid-state transformer.

The simulated solid-state transformer, Figure 4, is a device with the following bases: $S_b = 10$ kVA, $V_b = 400$ V and $f_b = 50$ Hz for the primary and the secondary sides. The solid-state transformer core is the DAB converter that regulates the power flow inside the device, it operates at $f_b = 5$ kHz, $S_b = 10$ kVA and $V_b = 400$ V for the primary and the secondary sides. Internally the device has two 5 kV DC links. At the input, there is an LCL filter and a VSC that regulates the power absorbed from the grid. At the output, there is an LC filter and a VSC that controls the output voltage. Input and output controllers can saturate the internal current references. Thus, protecting the VSC from over-current. The DAB could also be protected from the over-current but in this work, we propose to modify the primary side modulators so that the control would not have to limit its internal reference and thus the power flow could be the one required.

All the submodule controllers are conceived as cascaded ones. The outer control loop objective of the LCL filter, PI controller, is to maintain the primary side DC capacitor voltage at its set point. This is achieved calculating the set point for the external d-axis inductor current. The same current but in the q axis will have a zero set point or it can be used to control the reactive power absorbed by the solid-state transformer. The intermediate controller generates the d and q current set point for the internal inductor with a PI controller. With those set points and all the states of the circuit, the internal controller, which is a state feedback regulator with integral effect, calculates the modulators for the PWM of the primary side VSC.

The DAB controller has two main parts. The primary side VSC operates in open loop with constant modulators. The secondary-side DC voltage controller will generate the set point for the d-axis current (or active power) for the transformer current inner controller. The former is a PI controller while the latter is a state-variable controller with integral action. The set point for the q-axis transformer current was always set to zero in this work but one could investigate other possibilities. The state-feedback current control calculates the modulating waveforms for the secondary side converter of the DAB.

The LC filter outer control loop objective is to maintain the capacitor voltage, which is done with a PI controller. With the voltage reference the control calculates the d- and q-axis inductor set points. With those set-point values and all the states of the circuit the internal controller, which is a state feedback regulator with integral effect, calculates the modulators for the PWM of the secondary-side VSC.

7. Conclusions:

Through the different tests carried out it was possible to verify that the solid-state transformer, with the different control loops explained previously, has some characteristics that are promising and they make this device versatile and dynamic, and it could be implemented in the power system of the future:

- The voltage of the secondary-side grid, fed through the LC, filter can be controlled, regardless if there is a load change.
- The frequency of the secondary side can be controlled, and it allows the connection of asynchronous systems.
- The use of a high frequency transformer allows to have galvanic isolation.
- The reactive power that enters the transformer and the one that comes out of it are decoupled. The output reactive power is the one required by the load. The incoming reactive power is controlled by an external power loop in the LCL filter without affecting the output voltage.
- The active power flow in the device can be bidirectional, even though the designed control is not symmetrical. In this case the controls are capable to keep the variables at their set points.
- In the DC stages, devices that absorb or generate power can be connected without affecting the output voltage of the solid-state transformer.
- The three-phase DAB transformer has two operating limits defined by the maximum current and the power that passes through it. It can be protected if the value of the primary-side modulators increases. This change increases the maximum power and current that can flow through the three-phase transformer as rising the voltage will reduce current need for a given power transfer.
- A saturation in the current reference of the internal controllers of the LC and LCL filters can be included. This could protect the solid-state transformer from over-current due to faults in the secondary and voltage drops in the primary. When the saturation is active the system is operating in open loop and it is not able to maintain the variables at their set points.

8. Acknowledgment:

This Master Thesis has realised in the context of “Programa Microrredes Inteligentes, Comunidad de Madrid (P2018/EMT4336)”, financed by Madrid Government during the period from January 2019 to December 2020. The author acknowledges this program and the permission to use the associated equipment.

A mis abuelos.

Never say never, because limits,
like fears, are often just an illusion.
MICHAEL JORDAN

Eppur si muove
GALILEO GALILEI

Agradecimientos

Este Trabajo Fin de Máster, se ha realizado en el contexto del Programa Microrredes Inteligentes, Comunidad de Madrid (P2018/EMT4336), financiado por la Comunidad de Madrid y que abarca el periodo entre enero de 2019 y diciembre de 2020. El autor agradece la colaboración de los participantes en ese programa, la posibilidad del uso de equipamiento asociado y en especial, al director de proyecto Aurelio García Cerrada.

Se lo debo todo a mi familia. Ellos me enseñaron que el talento sólo se desarrolla con horas y horas de práctica, también me enseñaron a no rendirme nunca y ser una mejor versión de mi mismo. Sin la ayuda de mis padres Juan José y Natalia, mi hermana pequeña Cristina y mis abuelos Pilar, Pepe, Margarita y Antonio todo el trabajo que he hecho y todo lo que he conseguido hasta el momento en mi vida habría sido imposible.

DOCUMENTO I

MEMORIA

Índice

I. Memoria **19**

1. Introducción a los transformadores electrónicos **21**

1.1. Introducción 21
1.2. Estado del arte 22
1.2.1. Enlaces de alta tensión de corriente continua 22
1.2.2. El transformador electrónico 23
1.2.3. Historia del transformador electrónico 25
1.2.4. El transformador electrónico basado en un convertidor Dual Active Bridge 26
1.2.5. Control y modelado del transformador electrónico 27
1.2.6. Proyectos actuales de transformador electrónico 28
1.3. Motivación del proyecto 29
1.4. Objetivos 29
1.5. Metodología 30
1.6. Herramientas empleadas 31
1.7. Topología estudiada 31
1.8. Estructura del proyecto 32

2. Análisis de un VSC como fuente V/f con filtro LC **33**

2.1. Introducción 33
2.2. Ecuaciones en valores p.u. 34
2.3. Modelos de una bobina y de un condensador 34
2.3.1. Ecuación en p.u. de un condensador 35
2.3.2. Ecuación en p.u. de una bobina 35
2.4. VSC trifásicos [MU07] 36
2.4.1. Circuito de un VSC 36
2.4.2. PWM de un VSC 36
2.4.2.1. Calibrado del PWM del VSC 39
2.5. Modelo del filtro LC 41
2.6. Control del filtro LC 42
2.6.1. Diseño y simulación del control de corriente interno en ejes dq 43
2.6.2. Diseño y simulación del control de tensión externo en ejes dq 45

2.7. Simulador 47
2.7.1. Circuito del simulador 47
2.7.2. Implementación del control en el simulador 48
2.7.2.1. Lazo de control de tensión externo 48
2.7.2.2. Lazo de control de corriente interna 49
2.7.2.3. Sincronización con la red 49
2.7.2.4. Transformada y transformada inversa de Park 49
2.8. Resultados 50
2.8.1. Resultados del control externo 51
2.9. Limitación de la corriente en el filtro LC 52
2.9.1. Cambios en el control del filtro LC 52
2.9.1.1. Saturación vectorial 52
2.9.1.2. Control con anti-windup 53
2.9.2. Simulación con saturación de la corriente 53

3. Análisis de un VSC como fuente P/Q con filtro LCL 55
3.1. Introducción 55
3.2. Modelo del filtro LCL y de la tensión de CC 56
3.3. Control del filtro LCL 58
3.3.1. Diseño y simulación del control de corriente interno en ejes dq 58
3.3.2. Diseño y simulación del control de corriente intermedio en ejes dq . . 60
3.3.3. Diseño y simulación del control de tensión externo en ejes dq 63
3.4. Simulador 66
3.4.1. Implementación del control en el simulador 66
3.4.1.1. Lazo de control de tensión externo 67
3.4.1.2. Lazo de control de corriente intermedio 67
3.4.1.3. Lazo de control de corriente interno 67
3.4.1.4. Sincronización con la red 68
3.5. Resultados 69
3.5.1. Resultados del control interno 69
3.5.2. Resultados del control intermedio 70
3.5.3. Resultados del control externo 70

4. Análisis de un DAB con un transformador trifásico 73
4.1. Introducción 73
4.2. Modelo del transformador y de la tensión de CC 74
4.3. Control del DAB 77
4.3.1. Diseño y simulación del control de corriente interno en ejes dq 77
4.3.2. Diseño y simulación del control de tensión externo en ejes dq 78
4.4. Simulador 81
4.4.1. Implementación del control en el simulador 82

4.4.1.1. Lazo de control de tensión externo 83
4.4.1.2. Lazo de control de corriente interno 83
4.5. Resultados 84
4.5.1. Resultados del control interno 84
4.5.2. Resultados del control externo 85
4.6. Limitación de la corriente y potencia en el DAB 85
4.6.1. Límite de la corriente en el DAB 85
4.6.2. Límite de la potencia en el DAB 86
4.6.3. Resultados de las limitaciones del DAB 87

5. Análisis de un MMC y sus aplicaciones en el transformador electrónico 89
5.1. Introducción 89
5.2. Circuito y modelo del MMC estudiado [SHN+16] 90
5.2.1. Bloque MMC diseñado para la simulación 96
5.2.1.1. Bloque MMC con fuentes de tensión controlables 96
5.2.1.2. Bloque MMC con medios puentes 96
5.3. PWM de un MMC [DDWZ17] 97
5.3.1. PSC-PWM para MMC trifásicos 99
5.3.2. Bloque del PSC-PWM utilizado en las simulaciones 100
5.3.3. Calibrado del PSC-PWM del MMC 101
5.4. Control del MMC 103
5.4.1. Diseño y simulación del control de corriente de salida en ejes dq . . . 104
5.4.2. Diseño y simulación del control de corriente circulante en ejes dq . . 106
5.5. Simulador 108
5.5.1. Circuito del simulador 108
5.5.2. Implementación del control en el simulador 109
5.5.2.1. Lazos de control de corrientes 110
5.5.2.2. Transformaciones de corrientes y tensiones 110
5.6. Resultados 111
5.6.1. Resultados del control de corriente 112
5.7. Aplicaciones del MMC en el transformador electrónico 112
5.7.1. Control del MMC con filtro L a la entrada del transformador electrónico 113
5.7.2. Control de un DAB con un MMC en el primario 113
5.7.2.1. Resultados del control interno del DAB con un MMC en el primario 115
5.7.2.2. Resultados del control externo del DAB con un MMC en el primario 116

6. Simulación del Transformador Electrónico completo 117
6.1. Introducción 117
6.2. Simulador del transformador electrónico 117
6.3. Ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico 121
6.3.1. Respuesta del control del filtro LC 121

6.3.2. Respuesta del control del DAB . . . 122
6.3.3. Respuesta del control del filtro LCL . . . 123
6.3.4. Comentarios del ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico . . . 123
6.4. Ensayo de desacoplo de potencia reactiva . . . 125
6.4.1. Comentarios del ensayo de desacoplo de potencia reactiva . . . 128
6.5. Ensayo de carga y generación del transformador electrónico en los buses de CC . . . 128
6.5.1. Comentarios del ensayo de carga y generación del transformador electrónico en los buses de CC . . . 130
6.6. Ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico . . . 132
6.6.1. Comentarios del ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico . . . 134
6.7. Ensayo de regulación de los límites de operación del DAB en el transformador electrónico . . . 134
6.7.1. Comentarios del ensayo de regulación de los límites de operación del DAB en el transformador electrónico . . . 135
6.8. Ensayo de la limitación de la corriente del filtro LC . . . 137
6.8.1. Comentarios del ensayo de la limitación de la corriente del filtro LC . 138
6.9. Ensayo de la limitación de la corriente del filtro LCL . . . 138
6.9.1. Comentarios del ensayo de la limitación de la corriente del filtro LCL 139
6.10. Futuro desarrollo . . . 140

7. Resumen y Conclusiones **141**
7.1. Introducción . . . 141
7.2. Resumen . . . 141
7.3. Conclusiones . . . 142

Bibliografía **145**

II. Apéndice 151

1. Transformada de Park **153**
1.1. Introducción . . . 153
1.2. Matriz de transformación . . . 153
1.3. Propiedades de la transformación . . . 154
1.4. Propiedades del sistema trifásico y componentes homopolares . . . 155
1.5. Transformación aplicada a un sistema representado en espacio de estado . 156

2. Tests de PBH **157**
2.1. Test de controlabilidad . . . 157
2.2. Test de observabilidad . . . 158

3. Regulador cuadrático lineal en tiempo continuo **159**

4. RGA **161**

5. Diseño de control PI y análisis de sensibilidad **163**

5.1. Diseño de control PI 163

5.2. Análisis de sensibilidad 164

III. Código MATLAB 165

1. Código calibrado PWM-VSC y VSC con filtro LC **167**

1.1. Código calibrado del PWM del VSC 167

1.2. Código VSC con filtro LC 168

2. Código VSC con filtro LCL **173**

3. Código DAB con transformador trifásico **179**

4. Código del MMC **183**

4.1. Código calibrado del PSC-PWM del MMC 183

4.2. Código MMC con filtro L 184

4.3. Código DAB con MMC 188

5. Código transformador electrónico **195**

Índice de Figuras

1 Clasificación de las arquitecturas de los transformadores electrónicos [LBV17]. 24
2 Distintos tipos de convertidores que pueden ser usados en un transformador de tres etapas [LBV17]. 24
3 Posibles aplicaciones del transformador electrónico en el futuro. [SHB13] . 25
4 Hugo/ABB, 2006. [LBV17] 26
5 Steiner/Bombardier, 2007. [LBV17] 26
6 Taufig/Alstom, 2007. [LBV17] 26
7 Zhao/ABB, 2011. [LBV17] 26
8 Representación esquemática de un transformador electrónico [RAS$^+$15]. . . 27
9 Das/GE, 2009. [LBV17] 29
10 Huang/FREEDM, 2015. [LBV17] 29
11 ETH, 2011. [LBV17] 29
12 Estructura del transformador electrónico estudiada y simulada. [LBV17] . . 31
13 VSC con filtro LC en el lado del secundario del transformador electrónico. [LBV17] 33
14 Sentidos de tensión y corriente definidos para el modelo de un condensador. 35
15 Sentidos de tensión y corriente definidos para el modelo de una bobina. . . 35
16 VSC trifásico. [MU07] 36
17 Bloque de PWM usado para los VSC trifásicos. 38
18 Ejemplo del funcionamiento del bloque de PWM para la fase A, con $m_a = 0,8$ y $m_f = 10$. 38
19 Subsistema “Medida V” 39
20 Subsistema “Medida I” 39
21 Circuito utilizado para el calibrado del PWM del VSC. 40
22 Subsistema “VSC con PWM”. 40
23 Comparación de las corrientes por la carga RL para el calibrado del PWM del VSC. 40
24 Comparación de la tensión V_{AB} a la salida del VSC para el calibrado del PWM del VSC. 40
25 Representación de una de las fases del filtro LC. 41
26 Diagrama de bloques del lazo interno del filtro LC. 44
27 Respuesta a escalones unitarios en i_{1_d} e i_{1_q} del control interno del filtro LC. 44

28 Diagrama de Black de las funciones $P_{dis_{v_{c_d}}}$ y $P_{dis_{v_{c_q}}}$ para el control externo del filtro LC. 46
29 Lazo de control usado para diseñar los controles del lazo externo. 46
30 Diagrama de Black del lazo externo abierto del filtro LC. 46
31 Diagrama de bloques del lazo externo del filtro LC. 46
32 Respuesta de la tensión del condensador del filtro LC a escalones unitarios en sus referencias. 47
33 Módulo de la sensibilidad del lazo externo del filtro LC. 47
34 Circuito con VSC, filtro LC y carga. 47
35 Estructura del control del VSC con el filtro LC. 48
36 Bloque de control externo de tensión del simulador 48
37 Bloque de control interno de corriente del simulador 49
38 Cálculo del ángulo para la sincronización en filtro LC. 49
39 Aplicación del filtrado, paso a p.u. y transformación de Park a una señal trifásica. 50
40 Aplicación de la transformada inversa de Park para el cálculo de los mandos trifásicos. 50
41 Comparación de v_{c_d} y v_{c_q} para el simulador con VSC y con tensiones ideales y con cambio de carga. 51
42 Saturación vectorial. [SHN+16] 52
43 Bloque de la saturación vectorial. 52
44 Bloque control externo LC modificado. 53
45 Control PI con *back calculation* anti-windup. 53
46 Resultados de la simulación con saturación de la corriente interna del filtro LC. 54
47 VSC con filtro LCL en el lado del primario del transformador electrónico. [LBV17] 55
48 Representación de una de las fases del filtro LCL. 56
49 Diagrama de bloques del lazo interno cerrado para el control del LCL. . . . 61
50 Respuesta temporal de i_{1_d} e i_{1_q} a escalones unitarios en sus referencias. . . 61
51 Diagrama de Black del lazo de control interno del filtro LCL cerrado. . . . 62
52 Diagrama de Black del lazo intermedio del filtro LCL abierto. 62
53 Diagrama de bloques del lazo intermedio cerrado para el control del LCL. . 62
54 Respuesta de la corriente externa a escalones unitarios en sus referencias. . 63
55 Módulo de la sensibilidad del lazo intermedio del filtro LCL. 63
56 Diagrama de Black de la planta $P_{dis_{V_{dc}^2}}$ utilizada para diseñar el control externo del LCL. 64
57 Diagrama de Black del lazo externo abierto. 64
58 Diagrama de bloques del lazo externo cerrado para el control del LCL. . . . 64
59 Circuito equivalente del condensador de CC usado para las simulaciones preliminares en ejes dq. 65

60 Corriente de perturbación del condensador. 65
61 Respuesta de la tensión del condensador ante una perturbación en forma de corriente. 65
62 Módulo de la sensibilidad del lazo externo del filtro LCL. 65
63 Circuito VSC con filtro LCL. 66
64 Estructura del control del filtro LCL con VSC. 66
65 Bloque de control externo de tensión del simulador. 67
66 Bloque de control intermedio de corriente del simulador. 67
67 Bloque de control interno de corriente del simulador. 67
68 Bloque utilizado para la sincronización con la red en el filtro LCL con el uso de un PLL. 68
69 Bloque del PLL utilizado. [Matndb] 68
70 Comparación de la corriente interna del fltro LCL para los distintos modelos estudiados. 70
71 Comparación de i_{2_d} con distintos modelos simulados, el escalón unitario en la referencia se da en $t = 0,05$ s. 71
72 Comparación de i_{2_q} con distintos modelos simulados, el escalón unitario en la referencia se da en $t = 0,07$ s. 71
73 Comparación de V_{dc} con distintos modelos simulados, en $t = 0,15$ s se da un escalón en la referencia de la tensión del condensador del filtro LC. . . . 71
74 Convertidor CC/CC DAB en el núcleo del transformador electrónico. [LBV17] 73
75 Estructura del DAB con los dos VSC y el transformador trifásico. 74
76 Modelo monofásico del transformador y filtro L. 74
77 Modelo monofásico del transformador referido al primario y filtro L. 75
78 Diagrama de bloques del lazo interno cerrado para el control del L. 79
79 Respuesta a escalones unitarios en i_{1_d} e i_{1_q} en el control interno del DAB. . 79
80 Diagrama de Black de la planta $P_{dis_{V_{dc}^2}}$ utilizada para diseñar el control externo del DAB. 80
81 Diagrama de Black del lazo externo abierto. 80
82 Diagrama de bloques del lazo externo cerrado para el control del DAB. . . . 80
83 Respuesta de la tensión del condensador ante una perturbación en forma de corriente. 81
84 Corriente de perturbación del condensador. 81
85 Módulo de la sensibilidad del lazo externo del filtro L. 81
86 Circuito con DAB y transformador trifásico. 82
87 Estructura del control del VSC del primario. 82
88 Estructura del control del VSC del secundario. 83
89 Bloque de control externo de tensión del simulador. 83
90 Bloque de control interno de corriente del simulador. 83

91 Comparación de la corriente que fluye por el transformador trifásico con escalones en las referencias. 84
92 Comparación de V_{dc} con distintos modelos simulados, en $t = 0,15$ s se da un escalón en la referencia de la tensión del condensador del filtro LC. . . . 85
93 Diferentes curvas de nariz en función del valor ϕ. 87
94 Tensión de la etapa CC del secundario del DAB ante un cambio de moduladoras del primario. 88
95 Corriente del DAB ante un cambio de moduladoras del primario. 88
96 Estructura de un MMC [SHN+16] (a) Circuito del MMC (b) Circuito de un submódulo. 92
97 Aproximación de una fase del MMC. 94
98 Bloque del MMC con fuentes ideales utilizado para las simulaciones. 96
99 Bloque del MMC con medios puentes. 97
100 Bloque del brazo del MMC 97
101 Bloque del submódulo del MMC. 97
102 Diferentes tipos de PWM que pueden utilizarse para controlar un MMC en función de la frecuencia de conmutación. [DDWZ17] 98
103 Configuración de la función del Código 1 para la generación de todas las portadoras en el caso de $N = 4$. 101
104 Gestión de las señales por brazos y fases para el PSC-PWM. 101
105 Gestión de las señales y normalización de las moduladoras para el PSC-PWM, en el caso de $N = 4$. 101
106 Lógica de comparación de una portadora y una moduladora cualquiera para el PSC-PWM. 101
107 Circuito utilizado para el calibrado del MMC. 103
108 Tensión de fase V_A del calibrado del MMC. 104
109 Tensión compuesta V_{AB} del calibrado del MMC. 104
110 Comparación de las corrientes por la carga RL para el calibrado del PSC-PWM del MMC. 104
111 Diagrama de bloques del lazo interno cerrado para el control de la corriente de salida del MMC. 106
112 Respuesta a escalones unitarios en i_{s_d} e i_{s_q} en el control interno del MMC. . 106
113 Diagrama de bloques del lazo interno cerrado para el control de la corriente circulante del MMC. 108
114 Respuesta a escalones unitarios en i_{c_d} e i_{c_q} en el control interno del MMC. . 108
115 Circuito con MMC, filtro L y red. 109
116 Estructura del control del MMC con filtro L. 109
117 Bloque de control de la corriente de salida del simulador. 110
118 Bloque de control de la corriente circulante del simulador. 110
119 Bloque de control de la corriente de salida del simulador. 110

120 Bloque de control de la corriente circulante del simulador. 110
121 Comparación de i_{s_d} e i_{s_q} para los diferentes modelos simulados. 112
122 Comparación de i_{c_d} e i_{c_q} para los diferentes modelos simulados. 112
123 Circuito equivalente en p.u. de un DAB con un MMC en el primario del transformador. 114
124 Respuesta de la corriente en el DAB con MMC ante un escalón en i_{d_s} en $t = 0,07$ s. 115
125 Corriente circulante en el MMC ante una perturbación en forma de corriente en el DAB con MMC con el lazo interno. 115
126 Respuesta de la tensión del condensador ante una perturbación en forma de corriente en el DAB con MMC. 116
127 Corriente circulante en el MMC ante una perturbación en forma de corriente en el DAB con MMC con el lazo externo. 116
128 Control del filtro LCL del transformador electrónico. 118
129 Control del filtro LC del transformador electrónico. 119
130 Control del DAB del transformador electrónico. 119
131 Circuito utilizado para la simulación del transformador electrónico. 120
132 Cambio de carga en el secundario del transformador. 121
133 Tensión del condensador del filtro LC en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. 121
134 Corriente y referencia del eje d de la bobina del filtro LC en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. 122
135 Corriente y referencia del eje q de la bobina del filtro LC en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. 122
136 Tensión del condensador de CC del secundario en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. 123
137 Corriente y referencia del eje d del transformador trifásico del DAB en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. 123
138 Tensión del condensador de CC del primario en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. 125
139 Potencia activa absorbida en el primario y generada en el secundario en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. 125
140 Corriente q de la bobina externa del filtro LCL en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva. 126
141 Potencias reactivas a la entrada y a la salida del transformador electrónico en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva. 126
142 Tensión del condensador del filtro LC en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva. 126
143 Tensión del condensador de CC del primario en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva. 127

144 Tensión del condensador de CC del secundario en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva. 127
145 Potencias reactivas a la entrada y a la salida del transformador electrónico en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. 127
146 Cambio de carga en el bus de CC del primario en el ensayo de carga en los buses de CC. 129
147 Tensión del condensador del filtro LC en el ensayo de carga en los buses de CC. 129
148 Tensión del bus de CC del secundario en el ensayo de carga en los buses de CC. 130
149 Corriente de eje d del DAB y su referencia en el ensayo de carga en los buses de CC. 130
150 Tensión del bus de CC del primario en el ensayo de carga en los buses de CC. 131
151 Corriente de eje d absorbida por el filtro LCL en el ensayo de carga en los buses de CC. 131
152 Potencia activa absorbida en el primario y generada en el secundario en el ensayo de carga en los buses de CC. 132
153 Tensión del condensador del filtro LC en el ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico. 133
154 Tensión del bus de CC del primario en el ensayo de generación en el primario del transformador electrónico. 133
155 Tensión del bus de CC del secundario en el ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico. 133
156 Potencia activa absorbida en el primario y generada en el secundario en el ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico. 134
157 Tensión del filtro LC en el ensayo de regulación de los límites del DAB del transformador electrónico. 135
158 Tensión de la etapa CC del primario en el ensayo de regulación de los límites del DAB del transformador electrónico. 136
159 Tensión de la etapa CC del secundario en el ensayo de regulación de los límites del DAB del transformador electrónico. 136
160 Corriente en el DAB en el ensayo de regulación de los límites del DAB del transformador electrónico. 136
161 Módulo de la corriente interna del VSC del secundario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LC del transformador electrónico. 137
162 Tensión del filtro LC en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LC del transformador electrónico. 137
163 Tensión de la etapa CC del primario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LC del transformador electrónico. 138
164 Tensión de la etapa CC del secundario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LC del transformador electrónico. 138

165 Módulo de la corriente interna del VSC del secundario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LCL del transformador electrónico. . . . 139
166 Tensión del filtro LC en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LCL del transformador electrónico. 139
167 Tensión de la etapa CC del primario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LCL del transformador electrónico. 140
168 Tensión de la etapa CC del secundario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LCL del transformador electrónico. 140

Índice de Tablas

1. Estados posibles de un VSC. 36
2. Amplitud normalizada por V_{dc} del valor eficaz de los armónicos de V_{LL} para $m_f \geq 21$, impar y múltiplo de tres. [MU07] 38
3. Parámetros del ejemplo de calibración del PWM del VSC. 40
4. Bases del filtro LC. 42
5. Parámetros del filtro LC. 42
6. Bases del filtro LCL. 58
7. Parámetros del filtro LCL. 58
8. Bases del DAB. 75
9. Parámetros del DAB. 75
10. Resumen de las características de los diferentes submódulos que se pueden utilizar en un MMC. [DDWZ17] 90
11. Estados posibles de un medio puente. 91
12. Bases del calibrado del MMC. 103
13. Parámetros del calibrado del MMC. 103
14. Bases del filtro L con MMC. 111
15. Parámetros del filtro L con MMC. 111
16. Bases del DAB con MMC. 114
17. Parámetros del DAB con MMC. 114

Índice de extractos de código

Código 1. Ejemplo de la función de Matlab `PortadorasMMC.m` que genera las portadoras del MMC para el caso de $N = 4$. 102

Acrónimos

CA	Corriente Alterna
CC	Corriente Continua
CD	*Double Clamp*, doble pinza
CH	*Cascaded Half bridge*, medio puente en cascada
Cortoc.	Cortocircuito
DAB	*Dual Active Bridge*, doble puente activo
EMI	*ElectroMagnetic Interference*, interferencia electromagnética
ETSI	Escuela Técnica Superior de Ingeniería
FB	*Full Bridge*, puente completo
FC	*Flying Capacitor*, condensador volante
GTO	*Gate Turn-Off Thyristor*, tiristor desactivado por compuerta
HB	*Half Bridge*, medio puente
HVDC	*High Voltage Direct Current*, sistema de transmisión de energía en corriente continua y alta tensión
ICAI	Instituto Católico de Artes e Industrias
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*, transistor bipolar de puerta aislada
Indet.	Indeterminado
LQR	*Linear Quadratic Regulator*, regulador lineal cuadrático
LP	*Low Pass*, paso bajo
LSC	*Level Shifted Carrier*, portadoras desplazadas en nivel
LTI	*Linear Time-Invariant*, lineal e invariante en el tiempo
LV	*Low Voltage*, baja tensión
MIMO	*Multiple Input Multiple Output*, múltiples entradas múltiples salidas
MMC	*Modular Multilevel Converter*, convertidor modular multinivel
MPC	*Model Predictive Control*, control predictivo por modelo
MV	*Medium Voltage*
NLM	*Nearest Level Modulation*, modulación de nivel más próximo
PBH	Popov-Belovich-Hautus
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PLL	*Phase-Locked Loop*, lazo de seguimiento de fase
PR	Proporcional-Resonante

PSC	*Phase Shifted Carrier*, portadoras desplazadas en fase
p.u.	por unidad
PV	*Photovoltaic*, fotovoltaico
PWM	*Pulse Width Modulation*, modulación de ancho de pulso
RGA	*Relative Gain Array*, matriz de ganancias relativas
SiC	Carburo de silicio
SST	*Solid State Transformer*, transformador de estado sólido
STATCOM	*STATic COMpensator*, compensadores estáticos
SVM	*Space Vector Modulation*, moduación de vector espacial
TFM	Trabajo Fin de Máster
THD	*Total Harmonic Distortion*, distorsión armónica
UPQC	*Unified Power Quality Conditioner*, controlador unificado de potencia
VSC	*Voltage Source Converter*, convertidores autoconmutados

PARTE I

MEMORIA

Capítulo 1

Introducción a los transformadores electrónicos

1.1. Introducción

En el sistema eléctrico convencional el flujo de potencia es unidireccional. En estos sistemas hay generadores centralizados de gran potencia que producen toda la energía que se envía al consumidor final a través del sistema de transmisión y distribución. Una característica importante de estos generadores es su controlabilidad, que se obtiene quemando combustibles fósiles, como por ejemplo carbón, gas natural o petróleo. Siendo por lo tanto relativamente sencillo programar la potencia generada.

El desarrollo de nuevas tecnologías de generación eléctrica de origen renovable como pueden ser la energía eólica, solar fotovoltaica (PV, del inglés *photovoltaic cell*), pilas de combustible o los sistemas de almacenamiento de energía han introducido nuevos retos en lo relativo al diseño y operación de los sistemas de energía eléctrica. Existen parques eólicos y solares de tamaño considerable conectados en la red de transporte cómo los generadores convencionales de gran potencia. Pero, se están empezando a instalar pequeños parques eólicos y solares conectados a red de distribución, encontrándose de esta forma más cerca del consumidor. Incluso se pueden encontrar casos donde el propio consumidor es el dueño de alguna turbina eólica o panel PV. Esto genera una reducción de la energía comprada por los consumidores, llegando incluso a transformarles en prosumidores [SZK17]. Estos prosumidores se pueden encontrar incluso en una situación donde generan más potencia de la que requieren sus cargas. En estos casos serían capaces no sólo de comprar energía sino de venderla también transformándose de esta forma en generadores distribuidos. En tal caso, el flujo de potencia del sistema ya no sería unidireccional, un reto que complica las estrategias del control de la red eléctrica. De tal forma que una modificación de la topología y de las tecnologías del sistema de potencia es necesaria.

El uso de generación PV crea otro desafío ya que la electricidad generada es corriente continua (CC) y por lo tanto es necesario un convertidor electrónico de potencia para transformar dicha corriente en corriente alterna (CA). Otro reto relacionado con todas

estas fuentes de energía es su disponibilidad. Mientras que la generación eléctrica convencional se puede programar fácilmente, las fuentes de energía renovable dependen de las predicciones meteorológicas (e.g. energía eólica o PV) lo que hace que su generación eléctrica sea difícil de programar para horizontes de predicción largos.

El cambio en la topología de la red eléctrica ya ha empezado. Está evolucionando de una red centralizada a una red descentralizada, esto se está consiguiendo gracias al desarrollo de las comunicaciones y el control descentralizado. Este nuevo y complejo sistema se llama "red inteligente" (o en inglés *smart grid*) aunque su definición es amplia y no única [pDoE10]. El desarrollo de los sistemas de potencia hace que se empiecen a parecer a las redes de ordenadores, donde los usuarios son capaces de crear, almacenar e intercambiar información. Por esto algunos estudios la denominan "internet de la energía" (o en inglés *energy internet*) [HCH$^+$11] con sus enrutadores de energía, dispositivos de almacenamiento de energía, control y comunicación.

El concepto del transformador inteligente (o en inglés *smart transformer*) es una tecnología que con el desarrollo de las telecomunicaciones podría tener un papel central en la red y ayudar a establecer las rutas de paso en el internet de la energía [HCH$^+$11]. El rápido desarrollo de la electrónica de potencia permite el uso de convertidores de modulación de ancho de pulso (PWM, del inglés *pulse-width modulation*) de alta frecuencia como módulos del transformador electrónico. Estos transformadores podrían gestionar la potencia de industrias, residencias y otras cargas prioritarias, todo ello, gracias al uso de generadores convencionales de potencia, energías renovables y sistemas de almacenamiento de energía.

1.2. Estado del arte

1.2.1. Enlaces de alta tensión de corriente continua

Los convertidores CC/CA son habituales en la industria ya que se se pueden utilizar para la conexión de paneles fotovoltaicos, el control de motores eléctricos, compensación de potencia reactiva, HVDC (del inglés, *high voltage direct current*). El transporte de energía en CA a grandes distancias o por cables submarinos tiene muchas pérdidas y su transporte en CC es máseficiente, más barato y más flexible [Baj08]. Además HVDC permite la interconexión de sistemas asíncronos, es decir, de distinta frecuencia o que no estén acoplados.

El HVDC es una tecnología antigua, su primera aplicación en 1954 se hizo conectando Suecia continental con la isla de Gotland en el Mar Báltico a través de un cable submarino de 100 km de longitud y una potencia de 20 MW a una tensión de 100 kV [Les15]. La primera interconexión de dos sistemas asíncronos se hizo en"Bel river" conectando Quebeck y New Brunswick con una potencia de 320 MW y 160 kV [Jim15]. Esta

instalación marcó un hito ya que se cambiaron las válvulas de mercurio por tiristores. Esta tecnología se utilizó hasta el año 2000 donde se empezaron a utilizar convertidores autoconmutados, VSC (del inglés *voltage source converters*), que utilizan dispositivos electrónicos de conmutación de alta potencia como pueden ser IGBT o GTO entre otros.

El transporte de energía en corriente alterna tiene una serie de límites que pueden afectar la estabilidad del sistema. Si se transfiere potencia entre dos nudos en una red CA el ángulo entre los dos nudos debe limitarse por las estabilidad transitoria del sistema. Mientras que en el transporte de energía por CC no existe ese problema ya que elimina la necesidad de tener que compensar las líneas aéreas para aumentar la capacidad de transferencia de potencia [dEnd]. Otra de las ventajas del enlace HVDC es que puede mantener el flujo de potencia especificado con independencia de las oscilaciones electromecánicas presentes en la red.

En cuanto al límite económico, existe también un punto en el que el coste de inversión de una conexión en CC es más barato que una conexión e CA. El límite está en torno a los 400 y 700 km para líneas aéreas y entorno a los 25 y 50 km en líneas de cable aislado. Esto se debe a que el conste de una estación conversora CA/CC es muy superior al de una subestación de CA pero el precio por kilómetro de línea de CC es inferior al de CA [dEnd].

El desarrollo de HVDC-VSC basado en GTO o IGBT ha impulsado un cambio en la red eléctrica del futuro. Estos dispositivos tienen más pérdidas debido a que operan a una mayor frecuencia de conmutación pero consiguen ondas mucho más próximas a ondas senoidales que otras tecnologías, reduciendo el contenido armónico en el sistema. Con el uso de VSC se puede energizar islas o alimentar cargas pasivas y además el control de potencia activa y reactiva es independiente por lo que se puede trabajar en los cuatro cuadrantes.Por ejemplo, en un sistema eléctrico convencional el control de potencia reactiva se suele utilizar para controlar la tensión de los nudos de alterna mientras que la potencia activa se utiliza para controlar la tensión del enlace de CC.

1.2.2. El transformador electrónico

El uso de VSC para la transformación de CA a CC tiene otro campo de aplicación que es el transformador electrónico donde además su control se hace de forma similar al HVDC-VSC.

El transformador electrónico es un dispositivo de electrónica de potencia que se basa en conmutadores de alta frecuencia para obtener una transformación de la tensión con aislamiento galvánico. La utilización de una frecuencia de conmutación elevada permitiría reducir el volumen y peso del sistema si se compara con un transformador convencional. La Figura 1 clasifica los distintos tipos de arquitecturas que se proponen para un transformador electrónico.

Las estructuras de una o dos etapas se basan en convertidores matriciales (del inglés *matrix converters*). Si el transformador se compone de tres etapas, como se puede ver en la

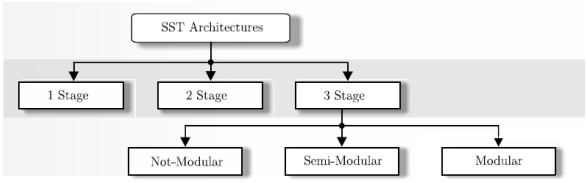


Figura 1. Clasificación de las arquitecturas de los transformadores electrónicos [LBV17].

Figura 2, se consigue desacoplar por completo la entrada y la salida aunque se requieran más dispositivos. Dentro del caso de tres etapas existen diferentes categorías con diferentes características:

- No modular: pueden aparecer problemas debido a cortocircuitos y no es escalable en tensión.
- Semi-modular: se basa en transformadores de devanado múltiple se puede proteger frente a cortocircuitos pero no es escalable en tensión.
- Modular: aunque requiere más componentes es escalable en tensión y potencia, y se puede proteger frente a cortocircuitos.

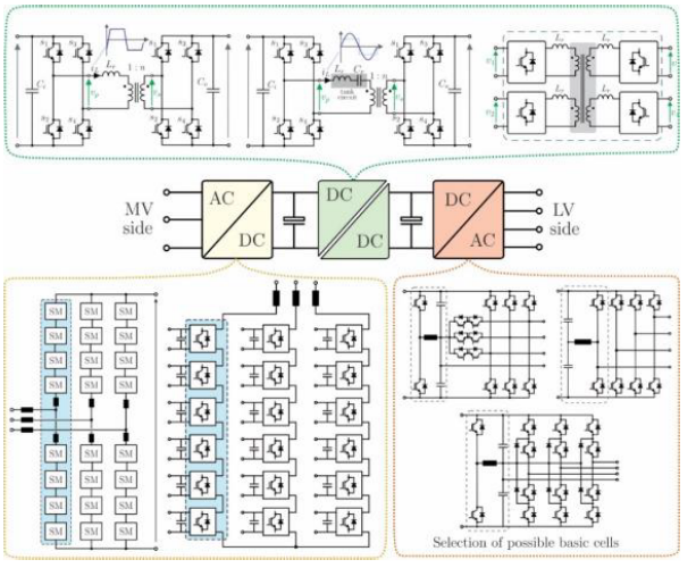


Figura 2. Distintos tipos de convertidores que pueden ser usados en un transformador de tres etapas [LBV17].

En la Figura 2 se puede ver que la etapa de entrada (o de alta) se compone de un convertidor CA/CC. Este puede ser en el caso no modular un VSC de dos niveles o un convertidor *neutral point clamped* NPC que disponen de acceso al bus de CC del primario o bien en el caso modular se podría utilizar un convertidor modular multinivel (MMC, del inglés *modular multilevel converter*) que también dispone de acceso al bus de CC o un convertidor en cascada de medios puentes (CHB, del inglés *cascaded half-bridge)* que

no tiene acceso a la etapa de CC. El convertidor CC/CC es el núcleo de transformador electrónico por lo que se tratará a continuación en una sección aparte. El convertidor de salida (o de baja) es un convertidor CA/CC de baja tensión por lo que las topologías que se pueden utilizar son no modulares y destacan el VSC, NPC o conversor T con una topología de cuatro cables.

Según [LBV17] el transformador electrónico tiene las siguientes características:

- Ofrece aislamiento galvánico entre la entrada y la salida.
- La potencia activa puede controlarse y puede fluir en las dos direcciones del dispositivo (i.e. de la entrada a la salida o de la salida a la entrada).
- Las perturbaciones de la red se pueden compensar con un control.
- Tiene una etapa de CC donde se pueden conectar generadores distribuidos o sistemas de almacenamiento de energía.

Estas características permitirían al transformador electrónico controlar los caminos para el transporte de energía de la red eléctrica del futuro ya qué podría gestionar y controlar que cargas deben recibir potencia. Este dispositivo también podría actuar como buffer del sistema de potencia ya que permite desacoplar la carga de las perturbaciones del lado de la red compensando estas últimas. El transformador electrónico permitiría conectar sistemas sin generación a la red principal y mejorar la calidad de la red. Algunas de las aplicaciones de este tipo de transformador se muestran en la Figura 3, también se muestra cómo podría remplazar al transformador convencional.

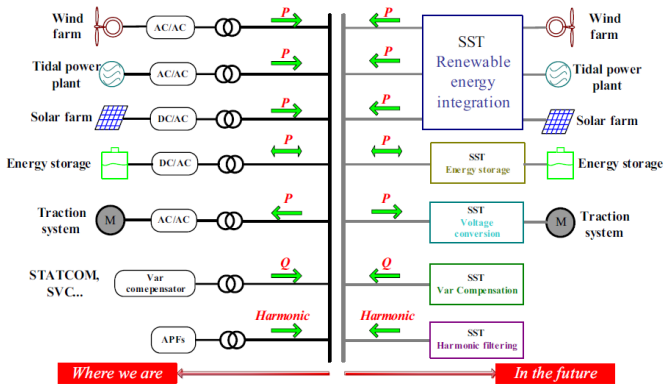


Figura 3. Posibles aplicaciones del transformador electrónico en el futuro. [SHB13]

1.2.3. Historia del transformador electrónico

El concepto de transformador electrónico se utilizó por primera vez en 1968 por McMurray [Mcm70]. La primera aplicación real se dio en 1990 y fue en el campo de la tracción en ferrocarriles donde anteriormente se utilizaban transformadores convencionales.

La implementación del transformador electrónico permitió reducir el tamaño y peso a la vez que aumentó la eficiencia del sistema. No se siguió desarrollando el uso de este tipo de transformadores en este campo ya que las ventajas que se obtenían se vieron reducidas cuando se pasó de un estándar con frecuencia 16.6 Hz a 50 Hz [LBV17, LBA+16].

Algunos de los últimos estudios en tracción se muestran en las Figuras 4, 5, 6 y 7. Estos prototipos tienen una estructura modular o semi-modular. Los transformadores de alta frecuencia utilizados son monofásicos con potencias entre 1.2 MVA y 3 MVA, y frecuencias oscilando entre 0.4 kHz y 8kHz.

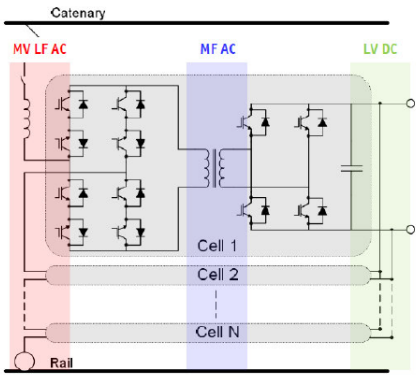


Figura 4. Hugo/ABB, 2006. [LBV17]

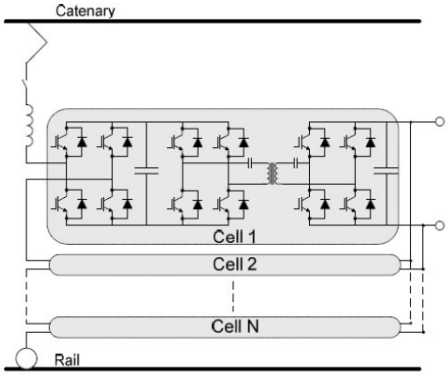


Figura 5. Steiner/Bombardier, 2007. [LBV17]

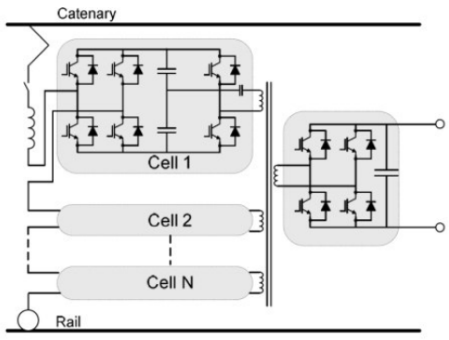


Figura 6. Taufig/Alstom, 2007. [LBV17]

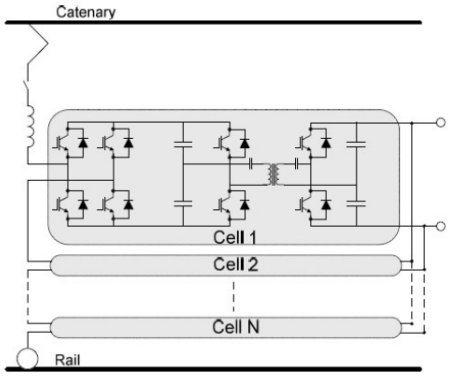


Figura 7. Zhao/ABB, 2011. [LBV17]

1.2.4. El transformador electrónico basado en un convertidor Dual Active Bridge

La topología que se va a estudiar para la etapa intermedia, es la del convertidor CC/CC con aislamiento galvánico, llamado *dual active bridge* (DAB) que aparece en la Figura 2 a la izquierda. Existen otras topologías para la etapa CC/CC como pueden ser el convertidor resonante serie o el *quadruple active bridge* [Pav13, CBL16, LBV17].

El esquema simplificado y representativo de la estructura del transformador electrónico que se va a estudiar se puede ver en la Figura 8. Se compone de las siguientes etapas:

- la primera etapa del lado de alta tensión es un convertidor CA/CC,
- después hay un convertidor CC/CC con aislamiento galvánico (DAB) que se propuso por primera vez en [KGDB90],
- finalmente hay un convertidor CC/CA que reduce la tensión.

Como se puede observar en la Figura 8 hay dos buses CC donde se pueden conectar diferentes tecnologías de generación o almacenamiento de energía.

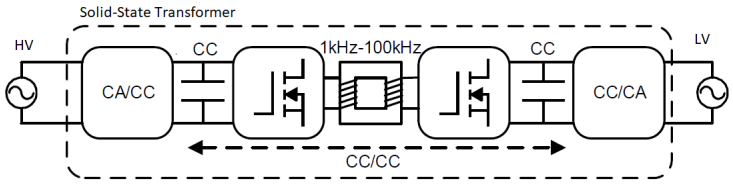


Figura 8. Representación esquemática de un transformador electrónico [RAS+15].

El DAB se compone de dos convertidores de tipo *full bridge* y un transformador de alta frecuencia. Estos convertidores se pueden controlar de tal forma que el desfase angular entre los dos permita controlar la cantidad y dirección de potencia activa que fluye por el transformador [Qin12, FRB+19]. Esto se consigue gracias a la simetría del circuito. Este convertidor es el más complejo ya que opera a alta frecuencia y potencia. Además como conecta el lado de media con el lado de baja tensión en el primario hay mucha tensión mientras que el secundario hay mucha corriente.

Los dispositivos de electrónica de potencia comerciales se basan en interruptores de silicio (Si). Este material tiene ciertas limitaciones que impiden que se puedan utilizar topologías sencillas y se requiera de conexiones en paralelo y en serie de múltiples convertidores para que se puedan utilizar en las tensiones del rango de la red de distribución, de 2 a 35 kV. Por lo que es imprescindible la utilización de convertidores multinivel y modulares.

La nueva generación de interruptores basados en carburo de silicio (SiC) permite que estos dispositivos puedan trabajar a mayor frecuencia de conmutación, tensión, corriente y temperatura [SHB13]. Estos interruptores de SiC son más adecuados para las aplicaciones del transformador electrónico en la red de distribución. Su uso permitiría mejorar la eficiencia de los transformadores electrónicos pero no suprimiría la necesidad de usar convertidores multinivel. Ya que en los convertidores de dos niveles las derivadas de las tensiones respecto del tiempo durante las conmutaciones serían muy elevadas y por lo tanto habría problemas de interferencias electromagnéticas (EMI, del inglés *Electromagnetic Interference*).

1.2.5. Control y modelado del transformador electrónico

Un conmutador de alta frecuencia es un sistema no lineal y variable en el tiempo. Esto puede ser un problema a la hora de diseñar controles ya que éstos suelen basarse

en modelos lineales e invariantes en el tiempo (LTI, del inglés *linear time-invariant*). Diferentes técnicas se han propuesto para transformar los conmutadores en sistemas LTI. Un caso es el promediado de las variables de estado (del inglés *space state averaging*), supone que la frecuencia de conmutación es mucho más alta que las dinámicas de las variables de estado y éstas al tener un rizado despreciable se pueden aproximar al primer término, el de DC, de la serie de Fourier. Otra posible técnica es el *generalized space state averaging*, es similar a la anterior pero que tiene en cuenta más términos de la serie de Fourier de las variables de estado [Qin12].

Este tipo de modelos permiten obtener una descripción de los convertidores muy detallada, aunque hay situaciones en las que no es necesario tanto nivel de detalle. En este TFM los convertidores se analizarán como convertidores electrónicos fuente de tensión (VSC, del inglés *voltage source converters*) y, para empezar, se supondrá que son fuentes ideales de tensión alterna.

Las características del transformador electrónico requieren de múltiples lazos de control internos y externos además del uso de filtros. La Figura 12 muestra una posible implementación de los distintos lazos de control que se intentará reproducir con ciertas modificaciones en este TFM. Diversas técnicas de control tanto lineal como no lineal se han estudiado para el control de convertidores DAB. El control Proporcional-Integral (PI) se suele utilizar cuando se requiere error de seguimiento nulo para un escalón en la referencia de la potencia. También se pueden utilizar controles Proporcionales-Resonantes (PR) debido a los armónicos, estos controles son adecuados cuando se quiere seguir una referencia sinusoidal con error de seguimiento nulo. Esto se debe a que un control PR se comporta como un control PI en un sistema de referencia rotatorio como pueden ser los ejes dq. En cuanto al control de los filtros en el lado de AC de alta y baja tensión se estudiará e implantará con ciertas modificaciones el análisis de [Cer18].

1.2.6. Proyectos actuales de transformador electrónico

Existen cierto proyectos y prototipos que ya se han desarrollado relacionados con la aplicación del transformador electrónico para la red de distribución.

Destaca el SST de la Figura 11 que tiene una estructura modular de tres etapas con acceso a la etapa de CC del secundario y tiene una potencia de nominal de 1 MVA y un relación de transformación de 10 kV a 400 V. Otro prototipo es el de la Figura 10 cuyos valores nominales son 10 kVA, $3,6$ kV a $120/240$ V, red de CC a 400 V y el transformador del DAB opera a 15 kHz. Este transformador electrónico utiliza semiconductores de SiC y tiene tres etapas. El prototipo de la Figura 9 es modular y utiliza semiconductores de SiC. Sus valores base son 1 MVA, $13,8$ kV a 415 V y el transformador del DAB opera a 20 kHz.

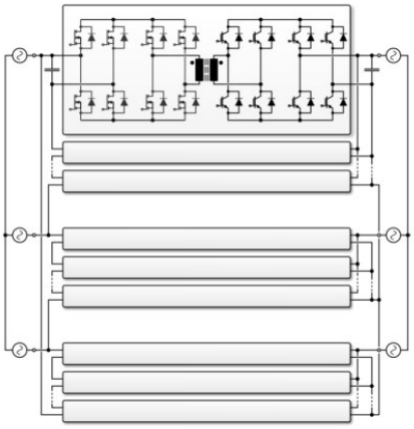


Figura 9. Das/GE, 2009. [LBV17]

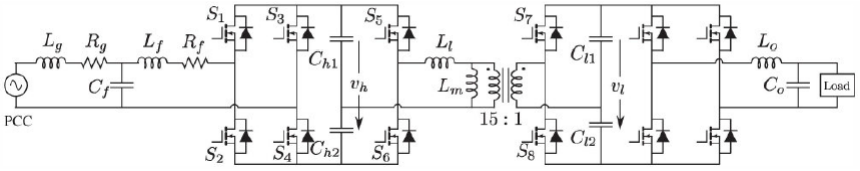


Figura 10. Huang/FREEDM, 2015. [LBV17]

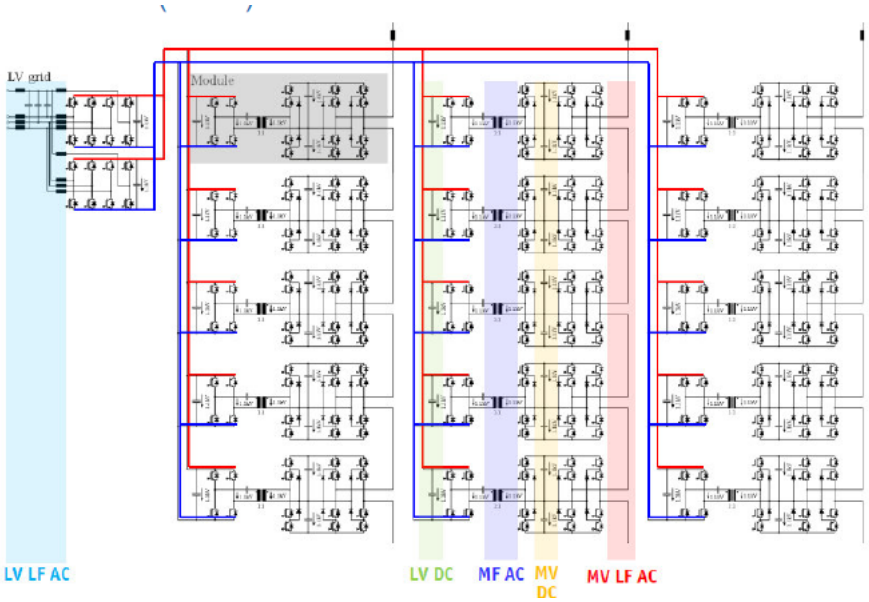


Figura 11. ETH, 2011. [LBV17]

1.3. Motivación del proyecto

Como se ha explicado en las secciones anteriores el transformador electrónico es un dispositivo con unas cualidades únicas que permitirá el desarrollo e implementación de la red eléctrica del futuro. Pero para eso se requiere de mayor estudio e investigación para poder ser introducido en la red eléctrica.

1.4. Objetivos

Los objetivos del proyecto son los siguientes:

- Caracterización del comportamiento y simulación del control de cada una de las etapas que componen un transformador electrónico. En esta parte se supondrá que las etapas adyacentes son ideales y no afectan a la etapa estudiada.

- Caracterización del comportamiento y simulación de los lazos de control externos con el acoplamiento de todas las etapas que componen el transformador electrónico.

- Si es posible se explorarán distintas topologías de convertidores electrónicos multinivel y modulares para el estudio del transformador electrónico en sistemas de distribución.

1.5. Metodología

Los transformadores electrónicos están formados por varios convertidores electrónicos. Un modelado en detalle de estos da lugar a modelos complejos cuyas dinámicas son más difíciles de interpretar y que no aportan conocimientos adicionales para el objetivo de este TFM.

Los controles se derivarán siempre que se pueda suponiendo que los convertidores no tienen dinámicas y simplemente afectan al lazo de control como una ganancia. El análisis y cálculo de los parámetros de los controles se hará o bien usando técnicas de respuesta en frecuencia basándose en el lazo abierto o bien usando técnicas de respuesta temporal basadas en el lazo cerrado.

La metodología a seguir para obtener y validar el análisis de los controles se puede resumir en los siguientes pasos:

1. El modelado y control se hará usando la transformada de Park y los ejes d-q.

2. Se simulará los circuitos con el sistema trifásico pero empleando fuentes ideales de tensión alterna como aproximación de los convertidores.

3. Finalmente, se harán las simulaciones con los convertidores en detalle.

1. Los controles se obtendrán primero a partir de las ecuaciones básicas de los elementos eléctricos.

2. Se validará el desarrollo analítico del diseño del control. Para esto se comparará el funcionamiento de dichos controles en SIMULINK con el modelo eléctrico y los convertidores, y con las ecuaciones básicas.

3. En caso de que las respuestas temporales de las dos simulaciones sean similares y tengan las mismas dinámicas, entonces se supondrá que el análisis con las simplificaciones es correcto. Por lo tanto, se podrá continuar con el análisis. En caso de que las respuestas temporales tengan dinámicas diferentes se volverá al primer paso de este proceso pero teniendo en cuenta otras suposiciones.

1.6. Herramientas empleadas

Para el adecuado desarrollo del proyecto se empleará el software MATLAB. Además se utilizará para la simulación de los sistemas el entorno de programación visual SIMULINK y más específicamente su *tool box* específico para la simulación de sistemas de potencia, SIMSCAPE-POWER SYSTEMS.

1.7. Topología estudiada

En este TFM se ha estudiado y simulado un transformador electrónico de tres etapas no modular como el de la Figura 12 con convertidores de dos niveles. A continuación se va a explicar la implementación del control que permite un correcto funcionamiento del dispositivo.

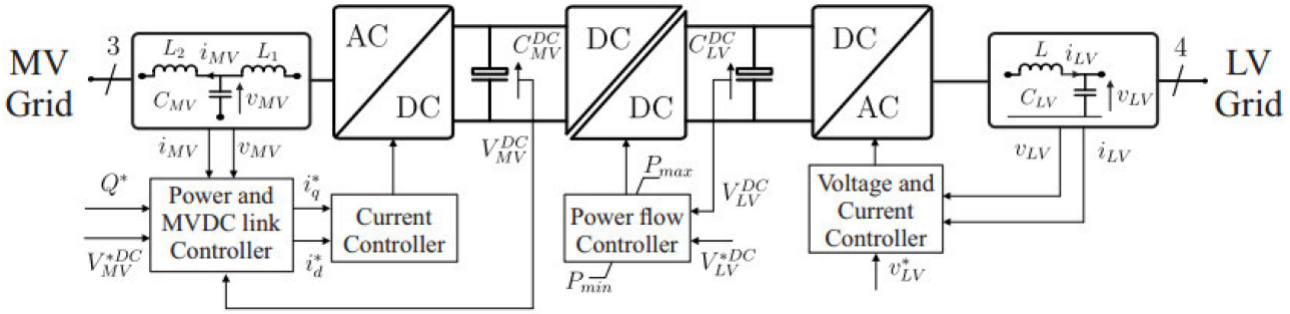


Figura 12. Estructura del transformador electrónico estudiada y simulada. [LBV17]

Supóngase que en el secundario (LV grid) se está alimentando una carga que absorbe potencia activa que es entregada por una la red que está conectada al transformador electrónico en el primario (MV grid). El secundario está acoplado a la carga a través de un filtro LC donde se miden la corriente de la bobina y la tensión del condensador. Con dichas medidas se puede controlar la tensión a la que se alimenta la carga.

La potencia que se entrega a la carga se obtiene del condensador de la etapa de CC del secundario. La tensión de este condensador se controla a través del convertidor CC/CC que regula la potencia que fluye del condensador de CC del primario al secundario. Esto se consigue midiendo la tensión del condensador de CC del secundario y la corriente que atraviesa el transformador de alta frecuencia.

La regulación de la tensión del condensador de CC del primario se obtiene con el uso de un filtro LCL que está acoplado a la red. En este filtro se miden las dos corrientes de bobina y la tensión del condensador de CC del primario. De tal forma que el control absorbe más o menos potencia de la red para mantener la tensión del condensador de CC del primario.

El uso de MMC en el transformador electrónico es posible y se podrían implementar en el primario del transformador electrónico. Este cambio permitiría sustituir el VSC

y el filtro LCL por un MMC y un filtro L. Haciendo que haya menos THD gracias al convertidor multinivel y que el control de la corriente y de la tensión del condensador de CC sea más sencillo a expensas de introducir un control interno del MMC más complejo con el balanceo de las tensiones de los submódulos y las corrientes circulantes. También se puede utilizar el MMC en el primario del convertidor CC/CC.

Como se ha explicado antes el transformador electrónico almacena energía en los condensadores de CC al absorberla de la red eléctrica que luego utiliza para alimentar la carga del secundario. La tensión de estos condensadores es de suma importancia y es imprescindible mantener esas tensiones en valores adecuados para el correcto funcionamiento de todos los convertidores electrónicos del dispositivo.

1.8. Estructura del proyecto

La memoria del proyecto se divide en diversos capítulos. En el Capítulo 2 se explica brevemente las ecuaciones de los elementos eléctricos que se van a emplear. También se hace una breve introducción al funcionamiento de los VSC trifásicos y el PWM utilizado. Finalmente se desarrolla el modelo, diseño y simulación de un VSC con un filtro LC como fuente V/f que será el secundario del transformador electrónico. El Capítulo 3 desarrolla el modelo, diseño y simulación de un VSC con un filtro LCL como fuente P/Q que será el primario del transformador electrónico. El Capítulo 4 desarrolla el modelo, diseño y simulación de un DAB basado en un transformador trifásico de alta frecuencia que será el núcleo del transformador electrónico.

Como se ha mostrado en el estado del arte el transformador electrónico tiene una serie de cualidades que son muy interesantes para su utilización como transformador reductor de media a baja tensión por lo que en el Capitulo 5 se muestra una introducción al control del MMC y sus aplicaciones en el transformador electrónico. En el Capítulo 6 se presentan diferentes ensayos hechos en el transformador electrónico basado en los VSC de dos niveles desarrollados en los primeros capítulos. Finalmente en el Capítulo 7 se presenta un resumen y las conclusiones del TFM.

Después de la memoria del proyecto se encuentra en apéndice. En este documento se encuentran las herramientas matemáticas que se han utilizado muchas veces en la memoria pero que no se han incluido en esta para no sobrecargarla ya que no son indispensables para entender los resultados.

En el último documento se adjuntará los diferentes códigos de Matlab utilizados para calcular y simular los sistemas estudiados en este proyecto.

Capítulo 2

Análisis de un VSC como fuente V/f con filtro LC

2.1. Introducción

En este capítulo se va a presentar el desarrollo matemático, de diseño y de simulación del submódulo compuesto por un VSC de dos niveles con un filtro LC trifásico que se comportará como una fuente de tensión V/f constantes. Este submódulo dentro de la estructura del transformador electrónico se encuentra en el secundario y conecta una etapa de CC con el sistema trifásico del secundario (Figura 13).

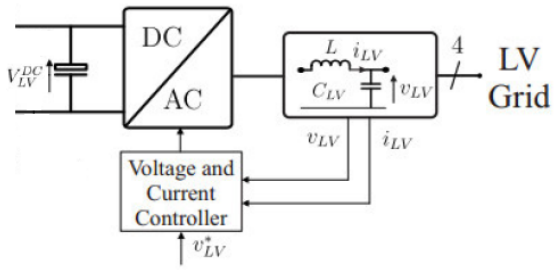


Figura 13. VSC con filtro LC en el lado del secundario del transformador electrónico. [LBV17]

Dentro de la estructura del transformador electrónico el bus de CC tiene tensión variable debido a los transitorios y las perturbaciones, sin embargo, para el análisis individual de este submódulo se va a suponer que la tensión del bus de CC es constante. Su funcionamiento requiere de la implantación de un filtro trifásico LC en la salida. Gracias al filtro y al PWM del VSC se puede controlar la tensión y la frecuencia a la que se alimenta la carga y de ahí el nombre de este capítulo.

En primer lugar se presentará el uso de las bases para la obtención de las ecuaciones en p.u. y después se escribirán las ecuaciones básicas de los elementos que se van a emplear en todo este TFM. Los VSC en la región de modulación lineal requieren de PWM para su correcto funcionamiento por lo que en segundo lugar se explicará su uso y modelado.

En tercer lugar se presentarán las ecuaciones que describen el filtro en trifásica y ejes dq. En cuarto lugar se va a mostrar el diseño de los controles para el VSC y el filtro LC junto con un análisis de los límites de estabilidad y de sensibilidad de los controles empleados. Finalmente, se mostrarán los resultados de las simulaciones para las distintas aproximaciones del circuito empleado en el simulador.

2.2. Ecuaciones en valores p.u.

El uso de variables en p.u. permite un análisis más sencillo de las ecuaciones y de las respuestas temporales independientemente de la tensión, corriente y potencia del dispositivo. Se van a tomar como base la potencia trifásica, S_b, y el valor eficaz de la tensión compuesta, V_b. Usando estas bases se puede calcular las bases de corriente e impedancia [LBH05]:

$$Z_b = \frac{V_b^2}{S_b}, \qquad I_b = \frac{S_b}{\sqrt{3}V_b} \tag{1}$$

En vez de utilizar una única base de impedancias (1) para simplificar las ecuaciones, se opta por utilizar una base para los elementos resistivos, R_b, otra para los elementos inductivos, L_b, y una última para los elementos capacitivos, C_b. De tal forma que los distintos elementos en p.u. usando tales bases se obtendrían así:

$$r = \frac{R}{R_b}, \qquad l = \frac{L}{L_b}, \qquad c = \frac{C}{C_b} \tag{2}$$

Estas distintas bases se obtienen a partir de la base de impedancias y su definición básica. Asumiendo que el circuito tiene una frecuencia angular $\Omega = \Omega_b\omega$, donde Ω_b es la base de la frecuencia angular, se obtiene la siguiente relación:

$$Z_b = \frac{V_b}{\sqrt{3}I_b} = R_b = \Omega_b L_b = \frac{1}{\Omega_b C_b} \tag{3}$$

Y, por lo tanto, a partir de (3):

$$R_b = Z_b, \qquad L_b = \frac{Z_b}{\Omega_b}, \qquad C_b = \frac{1}{\Omega_b Z_b} \tag{4}$$

Como norma de nomenclatura, en este TFM los parámetros que estén en mayúsculas tendrán unidades en valores reales, mientras que los parámetros que estén en minúsculas estarán en p.u.

2.3. Modelos de una bobina y de un condensador

Los distintos filtros que se van a analizar en este TFM se componen de bobinas y condensadores. De tal forma que se van a introducir primero los modelos matemáticos de estos elementos en valores reales y en p.u.

2.3.1. Ecuación en p.u. de un condensador

Un condensador, C, es un elemento pasivo de los circuitos eléctricos que permite almacenar energía en forma de energía electrostática, al acumular cargas positivas y negativas en dos conductores separados por un dieléctrico. La ecuación diferencial para un condensador con los sentidos de corriente y tensión definidos en la Figura 14 es:

$$I_C(t) = C\frac{dV_C(t)}{dt} \tag{5}$$

Lo que resulta en una impedancia $Z_C = \frac{1}{j\Omega C}\,[\Omega]$ para una frecuencia Ω. Sustituyendo en (5) las distintas variables por sus equivalentes en p.u. se obtiene:

$$i_c(t) = \frac{c}{\Omega_b}\frac{dv_c(t)}{dt} \tag{6}$$

donde las variables y parámetros en p.u. se han representado con letras minúsculas.

La energía almacenada, W_C, por un condensador de valor C es proporcional al cuadrado de la tensión del condensador [RJC+01]:

$$W_C = \frac{1}{2}CV_C^2 \tag{7}$$

2.3.2. Ecuación en p.u. de una bobina

Una inductancia, L, es un elemento pasivo de los circuitos eléctricos que almacena energía en forma de campo magnético. La ecuación diferencial para una inductancia, considerando pérdidas resistivas, R, con los sentidos de corriente y tensión definidos en la Figura 15 es:

$$V_L(t) = I_L(t)R + L\frac{dI_L(t)}{dt} \tag{8}$$

Lo que resulta en una impedancia $Z_L = R + j\Omega L\,[\Omega]$ para una frecuencia Ω. Sustituyendo en (8) las distintas variables por sus equivalentes en p.u. se obtiene:

$$v_l(t) = \frac{l}{\Omega_b}\frac{di_l(t)}{dt} + i_l(t)r \tag{9}$$

donde las variables y parámetros en p.u. se han representado con letras minúsculas.

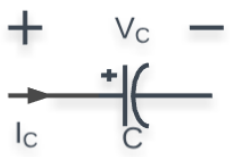


Figura 14. Sentidos de tensión y corriente definidos para el modelo de un condensador.

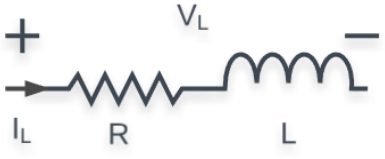


Figura 15. Sentidos de tensión y corriente definidos para el modelo de una bobina.

2.4. VSC trifásicos [MU07]

2.4.1. Circuito de un VSC

El circuito de un VSC trifásico, como el de la Figura 16, se compone de tres brazos, un por cada fase. La salida de cada brazo depende tan solo de la tensión V_{dc} y del estado de los interruptores. La Tabla 1 muestra los valores de las tensiones que se pueden obtener a la salida de un VSC en función del estado de los interruptores para una fase cualquiera. Se puede ver que la tensión puede estar en dos niveles o bien V_{dc} o 0.

Si los interruptores se suponen ideales, y por lo tanto el tiempo muerto es nulo, la tensión es independiente de la corriente de las fases ya que durante su correcto funcionamiento tan sólo uno de los interruptores está siempre funcionando en cada instante.

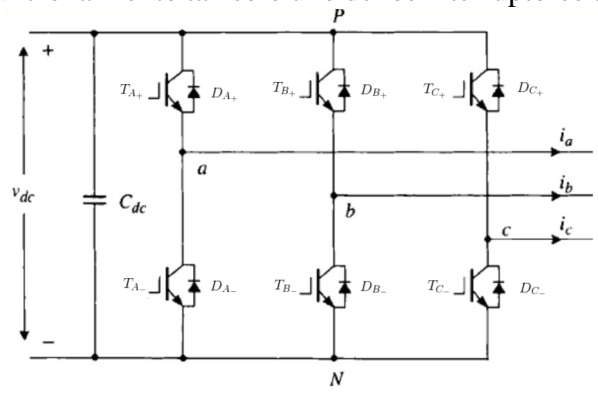


Figura 16. VSC trifásico. [MU07]

T_{X_+}	T_{X_-}	V_{XN}	Estado
1	1	Cortoc.	Error
1	0	V_{dc}	Correcto
0	1	0	Correcto
0	0	Indet.	T. muerto

$X = A,\, B,\, C$

Tabla 1. Estados posibles de un VSC.

2.4.2. PWM de un VSC

El objetivo del PWM en VSC trifásicos es controlar la tensión y frecuencia de salida con un una tensión constante V_{dc} en el lado de CC. Existen múltiples formas de controlar los VSC que dependen de sus aplicaciones [AL09]. El PWM analizado compara una señal moduladora senoidal de la frecuencia especificada con una función triangular.

La función triangular, v_{tri}, también llamada portadora, tiene un frecuencia f_s y es la frecuencia a la que los interruptores conmutan. La señal moduladora, $v_{control}$, se utiliza para determinar cuando los interruptores deben conmutar y tiene una frecuencia f_1. El índice de modulación de amplitudes m_a se define así:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \tag{10}$$

donde $\hat{V}_{control}$ es la amplitud de pico de la señal moduladora y $\hat{V}_{tri}$ es la amplitud de la portadora.

El índice de modulación de frecuencias m_f se define así:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{11}$$

Para conseguir tres tensiones equilibradas, que es el objetivo en un VSC trifásico controlado por PWM, se requiere de una portadora y tres moduladoras desfasadas 120°entre si.

El PWM puede trabajar en tres modos distintos en función del valor de m_a. Si $m_a \leq 1$ entonces se encuentra en la región de modulación lineal. En este caso el valor de pico del armónico fundamental fase-N a la salida del VSC varía linealmente con m_a,

$$\hat{V}_{XN_1} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \tag{12}$$

de tal forma que el valor máximo para este caso es $\frac{V_{dc}}{2}$ y se da para $m_a = 1$. Por lo tanto el valor eficaz de tensión compuesta a la frecuencia fundamental a la salida del VSC es:

$$V_{LL_1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{m_a}{2} V_{dc} \tag{13}$$

Si $m_a > 1$, el PWM puede estar en sobremodulación o en onda cuadrada. En estos casos el comportamiento ya no es lineal por lo que no es recomendable operar en estas situaciones al menos que se hubiera tenido en cuenta su comportamiento.

Las portadoras del PWM tendrán un valor de pico de ± 1 y las moduladoras serán de la forma:

$$v_{norm}^{mod} = m_a \cos(w_1 t + \phi_0) \tag{14}$$

donde $\phi_0 \in \{0; -\frac{2\pi}{3}; -\frac{4\pi}{3}\}$ es la fase inicial de cada una de las moduladoras.

Ahora bien, el control no genera unas moduladoras como (14) directamente por lo que hay que normalizadas por un factor. A partir de un análisis teórico, y sabiendo que el valor máximo posible de tensión en la región de modulación lineal es $\frac{V_{dc}}{2}$, se propone que este factor sea $\frac{V_{dc}}{2}$.

Al comparar la moduladora y la portadora normalizadas se obtienen los pulsos para el VSC y existen dos posibles casos para cualquiera de las fases:

- $v_{control}^{norm} > v_{tri}$: sería la segunda fila de la Tabla 1 y por lo tanto la tensión a la salida sería V_{dc}.
- $v_{control}^{norm} < v_{tri}$: sería la tercera fila de la Tabla 1 y por lo tanto la tensión a la salida sería 0.

El bloque de PWM usado para los VSC que funciona como se ha explicado anteriormente se puede ver en la Figura 17. La Figura 18 muestra con un ejemplo el funcionamiento del bloque de PWM para el VSC. En esta figura se pueden observar los distintos estados de los pulsos para la fase A del VSC, junto con la moduladora de la fase A y la portadora.

Es importante recalcar que la tensión V_{AN} será igual que los pulsos de la Figura 18 pero multiplicada por un factor V_{dc}. Esta tensión tiene un componente de CC que

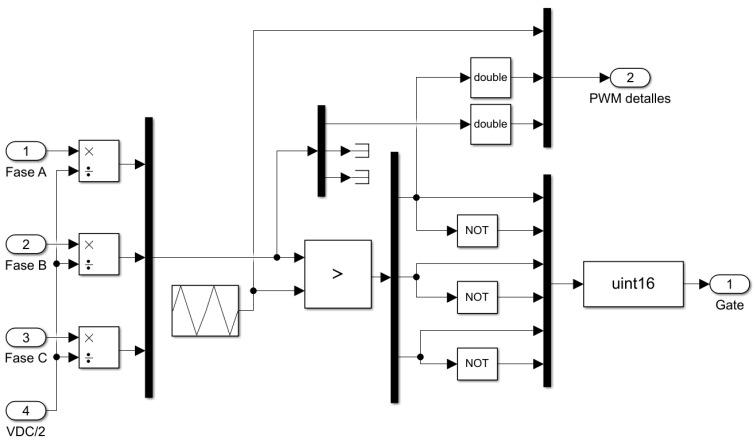


Figura 17. Bloque de PWM usado para los VSC trifásicos.

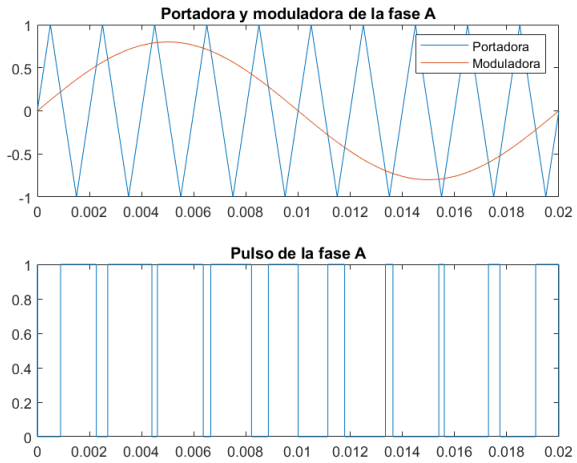


Figura 18. Ejemplo del funcionamiento del bloque de PWM para la fase A, con $m_a = 0,8$ y $m_f = 10$.

desaparece en la tensión compuesta. La selección de m_f es de vital importancia en cuanto al comportamiento del circuito. Los armónicos que aparecen en el circuito están ligados a m_f, por lo que se va a utilizar en las simulaciones m_f impar y múltiplo de tres junto con un PWM síncrono para eliminar los armónicos pares y los subarmónicos. La Tabla 2 muestra la distribución y la amplitud de los armónicos de la tensión compuesta normalizados para $m_f \geq 21$, siendo este impar y múltiplo de tres. Se puede ver como se distribuyen en torno a bandas que son múltiplos de $m_f f_1$.

h \ m_a	0,2	0,4	0,6	0,8	1
1	0,122	0,245	0,367	0,490	0,612
$m_f \pm 2$	0,010	0,037	0,080	0,135	0,195
$m_f \pm 4$				0,005	0,011
$2m_f \pm 1$	0,116	0,2	0,227	0,192	0,111
$2m_f \pm 5$				0,008	0,020
$3m_f \pm 2$	0,027	0,085	0,124	0,108	0,038
$3m_f \pm 4$		0,007	0,029	0,064	0,096
$4m_f \pm 1$	0,100	0,096	0,005	0,064	0,042
$4m_f \pm 5$			0,021	0,051	0,073
$4m_f \pm 7$				0,010	0,030

Tabla 2. Amplitud normalizada por V_{dc} del valor eficaz de los armónicos de V_{LL} para $m_f \geq 21$, impar y múltiplo de tres. [MU07]

Por lo tanto la selección del máximo valor de m_f posible por la tecnología utilizada, que sea impar y múltiplo de tres, es lo más recomendable. Esto permitiría llevar los armónicos a frecuencias altas donde serán más fáciles de filtrar posteriormente. Aunque hay que recalcar que aumentar m_f implica un aumento de las pérdidas debido al aumento

de la frecuencia de conmutación. Luego, se debe buscar un compromiso entre perdidas y armónicos. Otro problema que aparece en este tipo de convertidores como se ha comentado anteriormente es que al tener sólo dos niveles de tensión, V_{dc} o 0, la $\frac{dV(t)}{dt}$ es elevada y esto genera EMI (interferencia electromagnética, del ingles *electromagnetic interference*) por lo que es otra causa para limitar la frecuencia de conmutación.

2.4.2.1. Calibrado del PWM del VSC

El bloque "Medida V", en la Figura 19, mide la tensión fase-neutro de las tres fases. El bloque "Medida I", en la Figura 20, mide la corriente de las tres fases (el sentido positivo de las corrientes es de los terminales en letras mayúsculas a los terminales en letras minúsculas). En la Figura 21 puede verse el circuito que se ha usado para obtener la relación entre la moduladora y la salida del VSC. Usando las moduladoras adecuadamente, el VSC es equivalente a un generador de tensiones trifásico ideal.

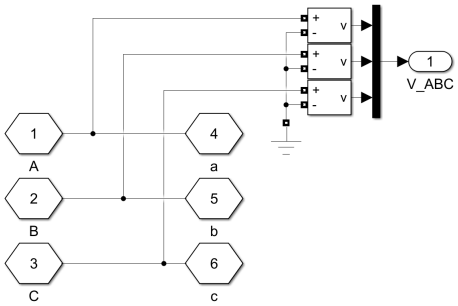


Figura 19. Subsistema "Medida V"

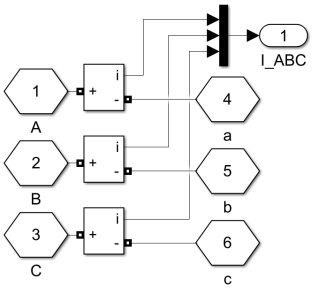


Figura 20. Subsistema "Medida I"

Uno de los circuitos de la Figura 21 tiene el PWM y el VSC mientras que el otro tiene una fuente de tensión ideal trifásica. Las fuentes ideales generan una tensión igual a las moduladoras y estas moduladoras se entregan al conjunto PWM-VSC previo escalado por el factor $\frac{V_{dc}}{2}$. Si el factor de escalado es el adecuado los dos circuitos son equivalentes y las corrientes en las cargas RL deben ser iguales (y tener el mismo valor eficaz).

En bloque "VSC con PWM" de la Figura 21, que se puede observar en la Figura 22 se introduce el factor de normalización, $\frac{V_{dc}}{2}$, que se había obtenido teóricamente en la sección anterior. La Tabla 3 muestra las bases y parámetros utilizados para la calibración del PWM del VSC.

La Figura 23, muestra las corrientes por la fase A de los dos circuitos, son similares aunque la corriente del circuito con el VSC tiene rizado de alta frecuencia debido a las conmutaciones generadas por el PWM. Esas diferencias se pueden reducir si se aumenta m_f. Aunque para el caso con los parámetros de la Tabla 3 los valores eficaces de las corrientes ya eran idénticos. A modo de ilustración también se muestra en la Figura 24 las tensiones V_{AB} de los dos circuitos donde se puede ver la tensión senoidal comparada con la tensión con las conmutaciones del VSC que son la causa del rizado de alta frecuencia de la corriente de la Figura 23.

Las corrientes de la Figura 23 tienen el mismo valor eficaz, luego el factor de normalización utilizado, $\frac{V_{dc}}{2}$, es el correcto y la calibración se ha hecho adecuadamente.

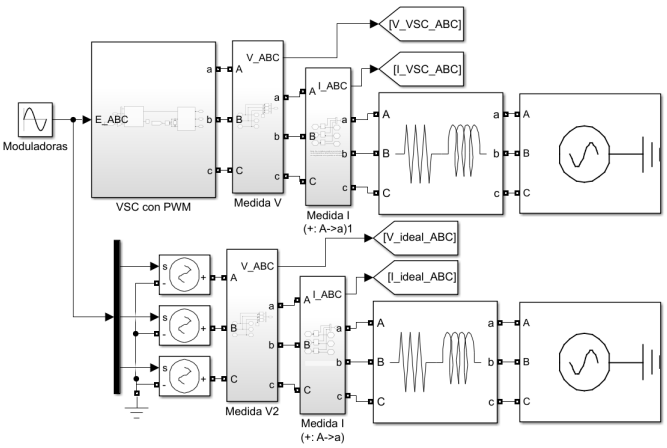


Figura 21. Circuito utilizado para el calibrado del PWM del VSC.

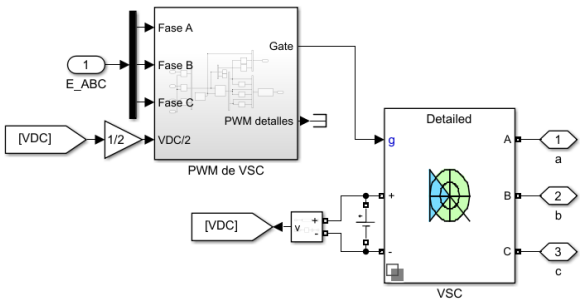


Figura 22. Subsistema "VSC con PWM".

Bases		Parametros	
f_b	50 Hz	m_a	0,8
$V_b\,(V_{LN}^{RMS})$	220 V	m_f	25
S_b^{III}	100 kVA	l_{pu}	0,15
$I_b = S_b/3/V_b$	151.52 A	r_{pu}	0,005
$Z_b = V_b/I_b$	1,45 Ω	f_{pu}	1
$L_b = Z_b/\Omega_b$	5 mH	V_{dc}	1 kV

Tabla 3. Parámetros del ejemplo de calibración del PWM del VSC.

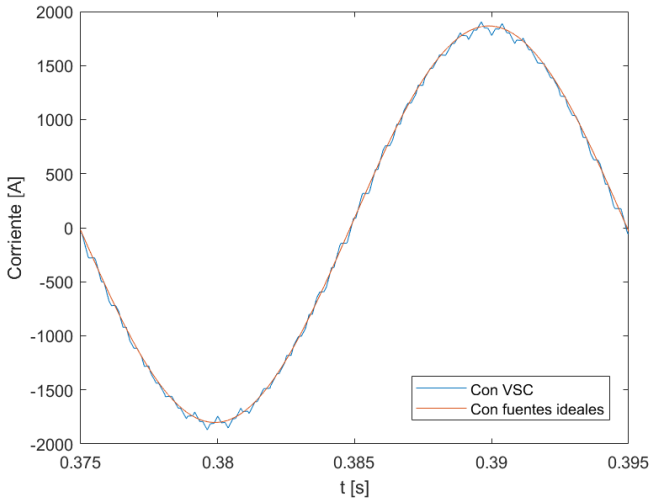


Figura 23. Comparación de las corrientes por la carga RL para el calibrado del PWM del VSC.

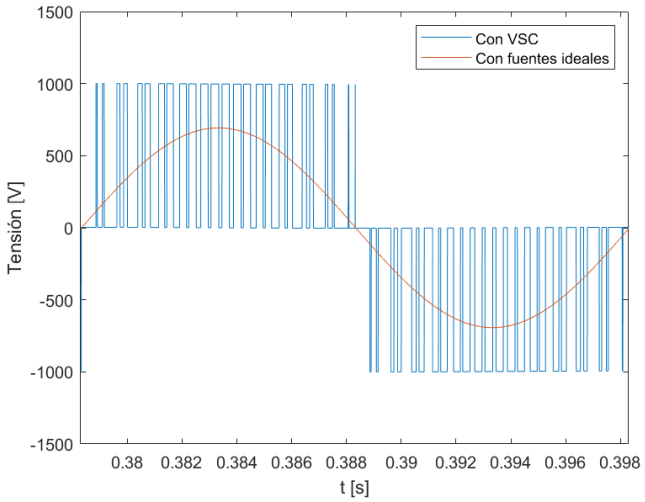


Figura 24. Comparación de la tensión V_{AB} a la salida del VSC para el calibrado del PWM del VSC.

2.5. Modelo del filtro LC

El condensador y la bobina de un filtro LC se modelarán con (5) y (8), respectivamente. La Figura 25 representa una de las tres fases del filtro. La tensión E es la generada por el VSC. V_c e I_2 son la tensión y corriente que recibe la carga que se está alimentando, respectivamente.

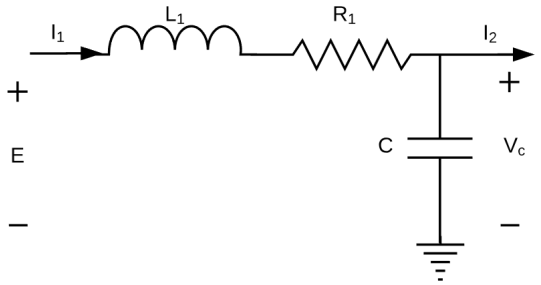


Figura 25. Representación de una de las fases del filtro LC.

A partir la Figura 25 se puede obtener el sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias del filtro, para cualquiera de las fases donde $i = A, B, C$:

$$\begin{cases} \frac{dV_{C_i}}{dt} &= \frac{1}{C_i}\left(I_{1_i} - I_{2_i}\right) \\ \frac{dI_{1_i}}{dt} &= \frac{1}{L_{1_i}}\left(E_i - V_{C_i} - V_i - I_{1_i}R_i\right) \end{cases} \tag{15}$$

Pasando a valores p.u., como se presentó en la Sección 2.2, se tiene:

$$\begin{cases} \frac{dv_{c_i}}{dt} &= \frac{\Omega_b}{c_i}\left(i_{1_i} - i_{2_i}\right) \\ \frac{di_{1_i}}{dt} &= \frac{\Omega_b}{l_{1_i}}\left(e_i - v_{c_i} - v_i - i_{1_i}r_i\right) \end{cases} \tag{16}$$

Si los parámetros de los sistemas de ecuaciones (16) de las fases A, B y C son idénticos y se aplica la transformada de Park[1] se obtiene el sistema en p.u. y en ejes dq:

$$\begin{cases} \frac{dv_{c_d}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{c}\left(i_{1_d} - i_{2_d}\right) + \omega v_{c_q}\right) \\ \frac{dv_{c_q}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{c}\left(i_{1_q} - i_{2_q}\right) - \omega v_{c_d}\right) \\ \frac{di_{1_d}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{l_1}\left(e_d - v_{c_d} - v_d - i_{1_d}r\right) + \omega i_{1_q}\right) \\ \frac{di_{1_q}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{l_1}\left(e_q - v_{c_q} - v_q - i_{1_q}r\right) - \omega i_{1_d}\right) \end{cases} \tag{17}$$

El sistema de ecuaciones (17) es el que se va a emplear en las siguientes secciones para el diseño del control y las simulaciones. El filtro LC en ejes dq se puede describir con 4 variables de estado. La única entrada controlable en este sistema es la tensión del inversor, e_d y e_q. Así,

[1]La transformación de Park es una transformación ortogonal que permite pasar de los componentes ABC trifásicos a un nuevo sistema de referencia dq0, en el Apéndice se puede encontrar más información relacionada con esta transformación.

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{1}{c} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{c} \\ \frac{-1}{l_1} & 0 & \frac{-r_1}{l_1} & \omega \\ 0 & \frac{-1}{l_1} & -\omega & \frac{-r_1}{l_1} \end{bmatrix}}_{\tilde{A}_{LC}} \tilde{x}(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{l_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_1} \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{contr_{LC}}} \tilde{u}_{contr}(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{-1}{c} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{c} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{pert_{LC}}} \tilde{u}_{pert}(t) \tag{18}$$

El vector de variables de estado es $\tilde{x}^T = [v_{c_d} \ v_{c_q} \ i_{1_d} \ i_{1_q}]$, el vector de entradas controlables es $\tilde{u}_{contr}^T = [e_d \ e_q]$ y el vector de entradas no controlables es $\tilde{u}_{pert}^T = [i_{2_d} \ i_{2_q}]$.

Las Tablas 4 y 5 muestran las bases y valores de los parámetros utilizados, respectivamente, para el diseño de los controles y las simulaciones. Los valores base ya se definieron en la Sección 2.2.

Bases	
f_b	50 Hz
V_b	400 V
S_b	10 kVA
I_b	$14,43$ A
Z_b	16 Ω
L_b	51 mH
C_b	199 μF

Tabla 4. Bases del filtro LC.

Parámetros	
m_f	399 Hz
f_{pu}	1
c	$2,51$
l_1	$0,004$
r_1	$0,0031$
V_{dc}	5 kV
z_{load}	$0,5 + j0,2$

Tabla 5. Parámetros del filtro LC.

2.6. Control del filtro LC

El control del filtro LC se ha concebido como uno en cascada. El lazo interno se basa en una realimentación de estados del sistema con efecto integral y controla la corriente por la bobina. El lazo externo se basa en un control PI y controla la tensión del condensador del filtro. El control se hace totalmente en variables en ejes dq y en p.u. El uso del control en cascada tiene varias ventajas de las que destacan [Ise91]:

- Permite eliminar un integrador si la planta tiene varios.
- Mejora la rapidez del rechazo de una perturbación o las dinámicas internas de una planta.
- Linealizar algún componente no lineal.
- Limitar alguna variable interna con la saturación de su referencia.

2.6.1. Diseño y simulación del control de corriente interno en ejes dq

El control de las corrientes i_{1_d} e i_{1_q} se puede interpretar como un problema MIMO 2×2 gracias a las entradas controlables e_d y e_q. Esto se consigue añadiendo un efecto integral en (18):

$$\eta_d = \int \left(i_{1_d}^{ref} - i_{1_d} \right) \, dt \tag{19}$$

$$\eta_q = \int \left(i_{1_q}^{ref} - i_{1_q} \right) \, dt \tag{20}$$

De tal forma que (18) pasa a ser:

$$\dot{x}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \Omega & \frac{\Omega_b}{c} & 0 & 0 & 0 \\ -\Omega & 0 & 0 & \frac{\Omega_b}{c} & 0 & 0 \\ \frac{-\Omega_b}{l_1} & 0 & \frac{-\Omega_b r_1}{l_1} & \Omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\Omega_b}{l_1} & -\Omega & \frac{-\Omega_b r_1}{l_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{LC}} x(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{\Omega_b}{l_1} & 0 \\ 0 & \frac{\Omega_b}{l_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{contr_{LC}}} u_{contr}(t) +$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-\Omega_b}{c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\Omega_b}{c} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{pert_{LC}}} u_{pert}(t) \tag{21}$$

El vector de variables de estado pasaría a ser $x^T = [v_{c_d} \; v_{c_q} \; i_{1_d} \; i_{1_q} \; \eta_d \; \eta_q]$, el vector de entradas controlables es $u_{contr}^T = [e_d \; e_q]$ y el vector de entradas no controlables es $u_{pert}^T = [i_{2_d} \; i_{2_q} \; i_{1_d}^{ref} \; i_{1_q}^{ref}]$.

Del vector de variables de estado los cuatro primeros elementos son las variables de estado de (18) que son medibles en trifásica y se pueden posteriormente transformar a ejes dq como se muestra en la Sección 2.7.2.4. Las últimas dos variables de estado son internas del control por lo que sus valores son conocidos. Por lo tanto, para el control interno de corriente se va a utilizar un control por realimentación de las variables de estado ya que se tiene acceso a todas las variables de estado.

La controlabilidad del sistema se evalúa con el test PBH[2] [Boy08b, Tej18]. Utilizando el sistema definido por (21) se obtiene que el sistema es controlable.

[2]En el Apéndice se puede encontrar más información sobre el test Popov-Belovich-Hautus.

La ganancia del control se obtendrá con un LQR[3] con horizonte de predicción infinito [Boy08a]. Las variables de estado del circuito, propiamente dichas, deben ser medidas y filtradas. Para el cálculo del LQR no se han tenido en cuenta los filtros. Aunque se ha comprobado que al añadir los filtros el amortiguamiento de los polos en lazo cerrado no se reducía drásticamente.

La Figura 26[4] muestra el diagrama de bloques utilizado para diseñar y simular en ejes dq el control interno del filtro LC. Con el lazo cerrado se tiene 4 entradas, de las cuales i_{2_d} e i_{2_q} se consideran perturbaciones puesto que son las corrientes absorbidas por la carga. La salida del sistema que está representada por (21) es el vector de estados luego es necesario filtrar los estados excepto η_d y η_q ya que son estados generados por el propio control.

Los filtros de medida utilizados son Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 2 kHz. Las matrices de coste del control LQR interno se han elegido como:

$$Q_{LC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1500 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1500 \end{bmatrix} \qquad R_{LC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{22}$$

El regulador obtenido es:

$$K_{LC} = \begin{bmatrix} 0,407 & -0,145 & 0,998 & 0 & -34,292 & -18,001 \\ 0,145 & 0,407 & 0 & 0,998 & 18,001 & -34,292 \end{bmatrix} \tag{23}$$

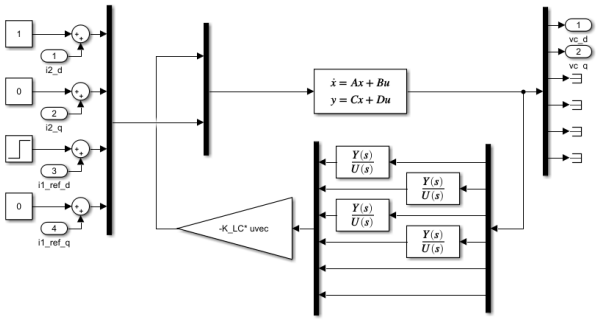


Figura 26. Diagrama de bloques del lazo interno del filtro LC.

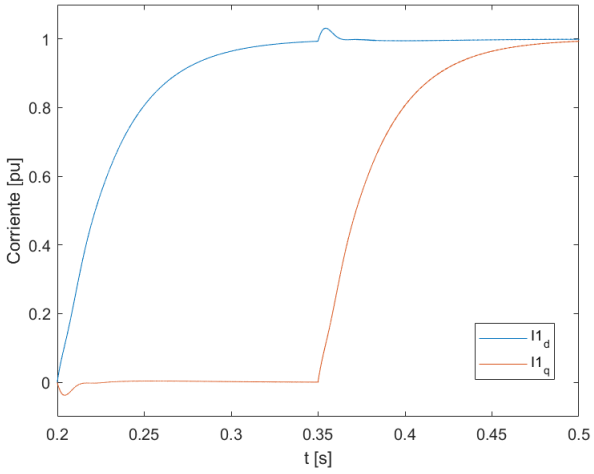


Figura 27. Respuesta a escalones unitarios en i_{1_d} e i_{1_q} del control interno del filtro LC.

[3]En el Apéndice se puede encontrar más información relacionada con este control y su diseño.
[4]Fichero llamado 'sim_LC_dq_lazo_interno_cerrado' usado para la linealización en MATLAB.

La Figura 27 muestra la respuesta del control interno de i_{1_d} e i_{1_q}. Las perturbaciones son $i_{2_d} = 1$ e $i_{2_q} = 0$. Se puede observar que al añadir los estados η_d y η_q se consigue un efecto integral que permite que las corrientes i_{1_d} e i_{1_q} sigan con error de referencia nulo en régimen permanente a escalones en sus referencias. Existe acoplamiento entre los dos ejes ya que al darse un escalón en uno de ellos en el otro aparece una pequeña perturbación.

2.6.2. Diseño y simulación del control de tensión externo en ejes dq

El control de la tensión del condensador se ha hecho con un PI. Primero hay que estudiar para el lazo interno la relación entre las referencias y las salidas afectadas, para esto se utiliza la matriz de funciones de transferencia del lazo interno cerrado, F, entre de las salidas, v_{c_d} y v_{c_q}, y las entradas controlables, $i_{1_d}^{ref}$ e $i_{1_q}^{ref}$, de la Figura 26. Se calcula así la matriz de ganancias relativas o RGA[5] [SP07]:

$$RGA_{LC} = F(0). * F(0)^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{24}$$

La matriz RGA al tener sólo ceros y unos implica que la posición de los unos es la planta que se debe utilizar para controlar la salida (fila) con la entrada (columna). Luego para controlar v_{c_d} se utilizará $i_{1_q}^{ref}$, mientras que para controlar v_{c_q} se utilizará $i_{1_d}^{ref}$. Si se comprueban las ganancias CC de las funciones de transferencia $\frac{v_{c_q}}{i_{1_d}^{ref}}$ y $\frac{v_{c_d}}{i_{1_q}^{ref}}$ se puede observar que son iguales y de signo opuesto al igual que sus funciones de transferencia, como se puede ver en la Figura 28. El Black de las dos funciones en lazo abierto muestra las que se utilizan para el diseño del controlador y están definidas por:

$$P_{dis_{v_{c_d}}} = \frac{v_{c_d}}{i_{1_q}^{ref}} F_{filtro}, \qquad P_{dis_{v_{c_q}}} = \frac{v_{c_q}}{i_{1_d}^{ref}} F_{filtro} \tag{25}$$

El diseño de los dos controladores externos[6], ambos PI, se hace basándose en el lazo mostrado en la Figura 29. Al ser las funciones iguales pero de signo contrario, se va a diseñar el control sólo para $P_{dis_{v_{c_d}}}$, ya que el control para $P_{dis_{v_{c_q}}}$ es igual pero de signo contrario.

Los datos de diseño del control son,

- $\omega_o = 150$ rad/s
- $\phi_{C_o} = -10\,^\circ$

Obteniéndose de esta forma un control:

[5] Para el cálculo de la matriz RGA se hace el producto de matrices elemento a elemento, que se ha representado con el operador $.*$, en el Apéndice se aporta más información sobre esta matriz.

[6] El proceso matemático del diseño del PI se encuentra en el Apéndice.

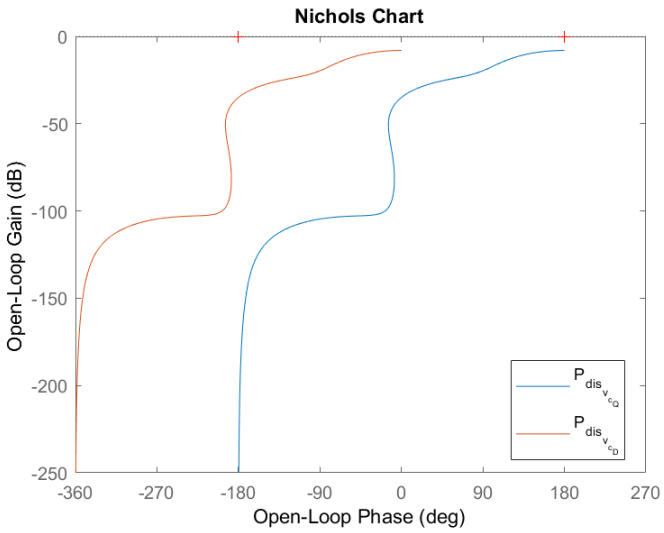


Figura 28. Diagrama de Black de las funciones $P_{dis_{v_{c_d}}}$ y $P_{dis_{v_{cq}}}$ para el control externo del filtro LC.

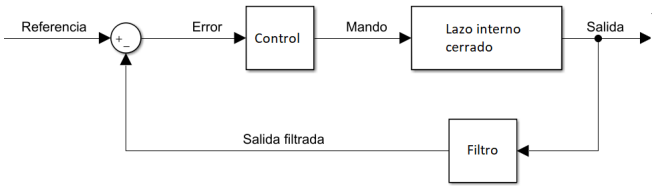


Figura 29. Lazo de control usado para diseñar los controles del lazo externo.

$$C_{v_{c_d}} = 10,14\frac{1+0,038s}{0,038s} \tag{26}$$

El diagrama de Black del lazo externo abierto incluyendo el control se puede ver en la Figura 30. El margen de fase es de $77,1°$ a 150 rad/s y el margen de ganancia es $13,6$ dB a 487 rad/s. La Figura 31[7] muestra el diagrama de bloques se va a utilizar para simular en ejes dq el control externo del filtro LC.

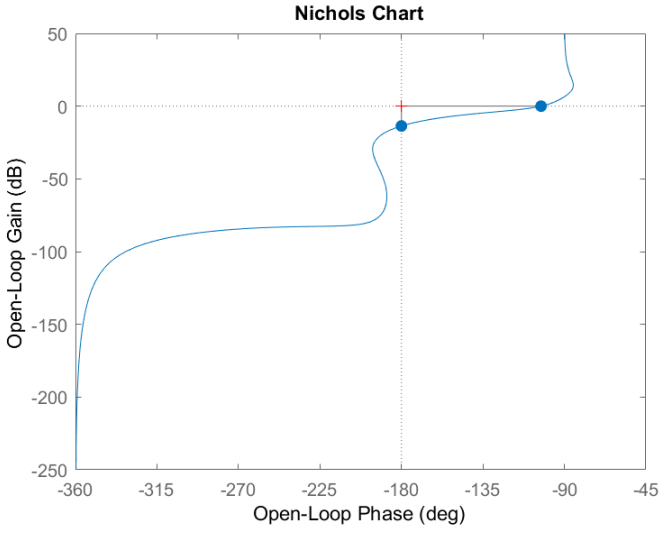


Figura 30. Diagrama de Black del lazo externo abierto del filtro LC.

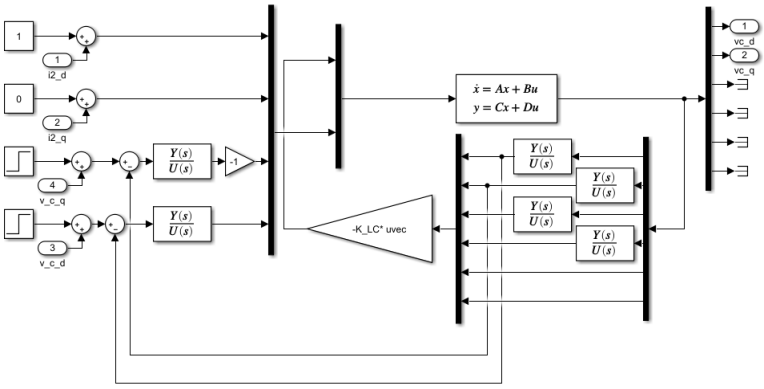


Figura 31. Diagrama de bloques del lazo externo del filtro LC.

[7]Este diagrama de bloques es el fichero llamado 'sim_LC_dq_lazo_externo_cerrado' que se utiliza para la linealización en el código de MATLAB.

La Figura 32 muestra la respuesta temporal de la tensión del condensador en ejes dq ante un escalón unitario en las referencias. Al igual que en el lazo interno del filtro LC, existe cierto acoplamiento entre las dinámicas de ambos ejes. La Figura 33 muestra que la máxima sensibilidad[8] es $3,88$ dB y se da a 358 rad/s.

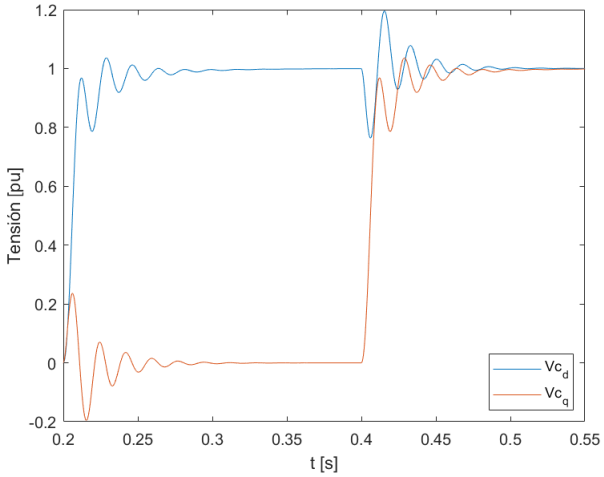


Figura 32. Respuesta de la tensión del condensador del filtro LC a escalones unitarios en sus referencias.

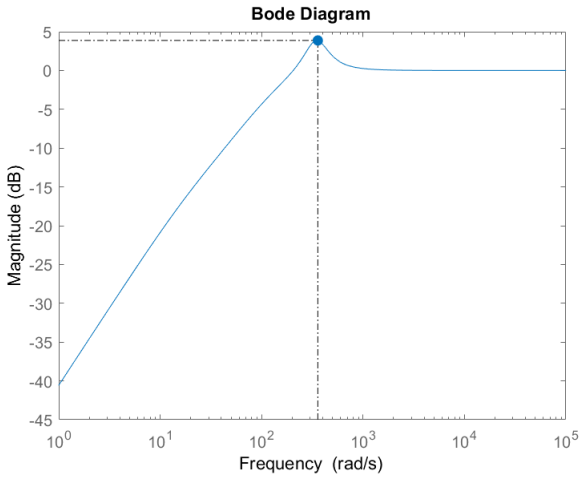


Figura 33. Módulo de la sensibilidad del lazo externo del filtro LC.

2.7. Simulador

2.7.1. Circuito del simulador

La Figura 34 muestra el simulador que se ha preparado así como las medidas trifásicas necesarias para el control de la Figura 35. La tensión del bus de CC se supondrá constante para el análisis del submódulo por separado.

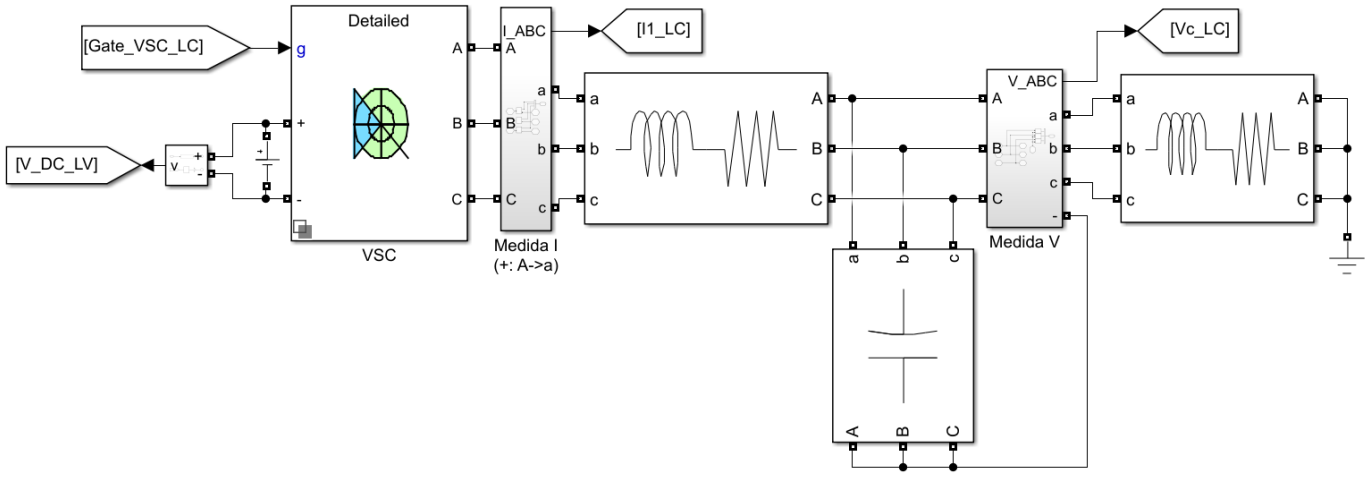


Figura 34. Circuito con VSC, filtro LC y carga.

[8] El cálculo de la sensibilidad del lazo cerrado se encuentra en el Apéndice

2.7.2. Implementación del control en el simulador

La Figura 35 muestra la estructura del control utilizado, así como las señales y referencias internas que se calculan. El objetivo final es controlar la tensión del condensador del filtro LC. El lazo externo genera $i_{1_d}^{ref}$ e $i_{1_q}^{ref}$ con $v_{c_d}^{ref}$ e $v_{c_q}^{ref}$. Las salidas generadas por el control externo son las referencias del control interno. El lazo interno calcula la tensión en ejes dq, e_d y e_q, del VSC. Por lo que, primero se debe aplicar a estas tensiones la transformada inversa de Park y luego hay que pasarlas a valores reales. Obteniéndose así las tensiones senoidales trifásicas (E_A, E_B y E_C) que se utilizarán como las moduladoras del PWM previo escalado.

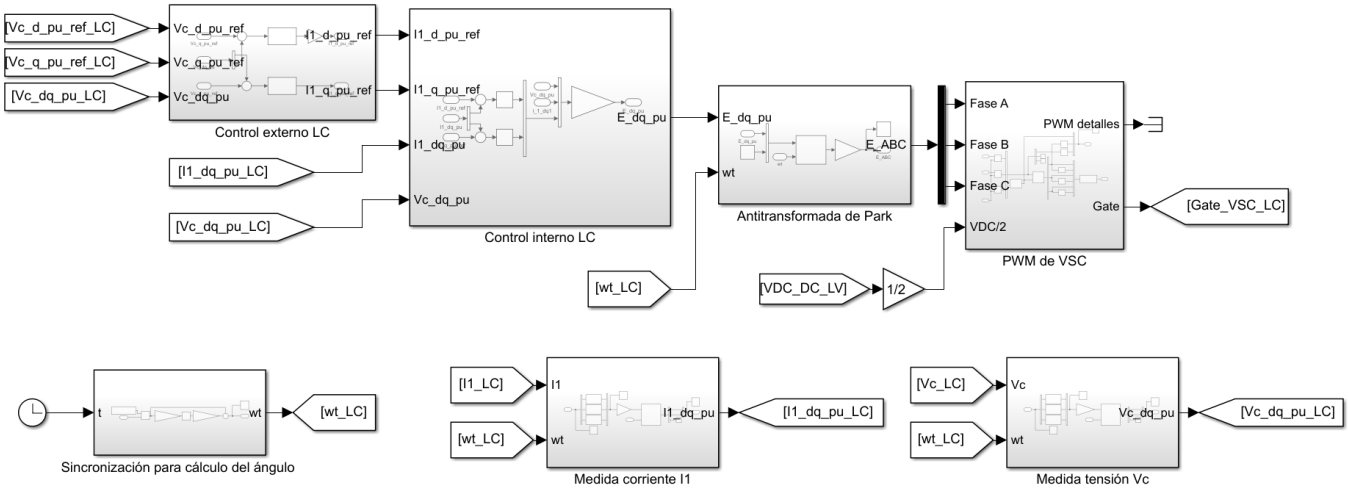


Figura 35. Estructura del control del VSC con el filtro LC.

2.7.2.1. Lazo de control de tensión externo

El bloque del control de tensión externo de la Figura 35 se muestra en la Figura 36.

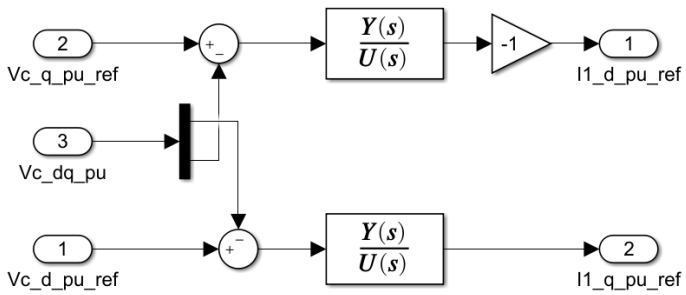


Figura 36. Bloque de control externo de tensión del simulador

Como se comentó en la sección anterior, la corriente de un eje se controla con la tensión del otro eje y los controles son idénticos pero cambiados de signo.

2.7.2.2. Lazo de control de corriente interna

El bloque del control de corriente interna de la Figura 35 se muestra en la Figura 36.

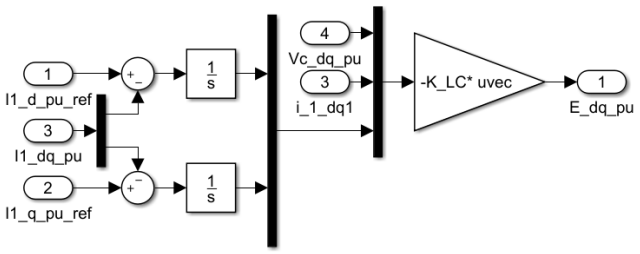


Figura 37. Bloque de control interno de corriente del simulador

Como se comentó en la sección anterior, la ganancia del control, K_{LC}, tiene como entradas las variables medidas del circuito y los estados integrales adicionales añadidos por el control para garantizar error de seguimiento cero para referencias constantes en las corrientes.

2.7.2.3. Sincronización con la red

En la Figura 35 hay un bloque que permite la sincronización de las señales para obtener el ángulo que debe tener la tensión generada por el VSC. Este ángulo es imprescindible tanto para la aplicación de la transformada de Park como para su transformada inversa. En este caso se supone que en el lado de alterna sólo hay carga y por lo tanto no hay ninguna generación eléctrica. De tal forma que la sincronización se debe hacer con el tiempo de simulación.

La Figura 38 con el tiempo de simulación calcula él ángulo ($\theta_{tot} = \Omega_{real}t$) y luego con la función suelo se consigue que $\theta \in [0; 2\pi)$.

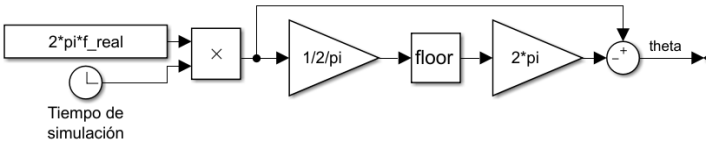


Figura 38. Cálculo del ángulo para la sincronización en filtro LC.

2.7.2.4. Transformada y transformada inversa de Park

Como se va a comentar a continuación el control se va a desarrolar en ejes dq y en p.u. por lo que hay que aplicar la transformada y la transformada inversa de Park[9] en la simulación que requieren del ángulo de sincronización que se obtiene como se ha explicado en la sección anterior.

[9]Para una explicación formal de la transformada de Park, se recomienda ir al Apéndice.

La Figura 39 muestra como se obtienen las señales del circuito para el control. Las señales trifásicas del circuito se miden, posteriormente se filtran y pasan a valores p.u. al dividir por la base pertinente. Después se aplica la transformada de Park a esas señales. La transformada de Park utilizada es invariante en potencia y el eje eje d está sobre el vector espacial de la tensión. En un sistema de tres hilos la componente homopolar de la corriente es nula, luego no es necesaria en el control por lo que no se utiliza.

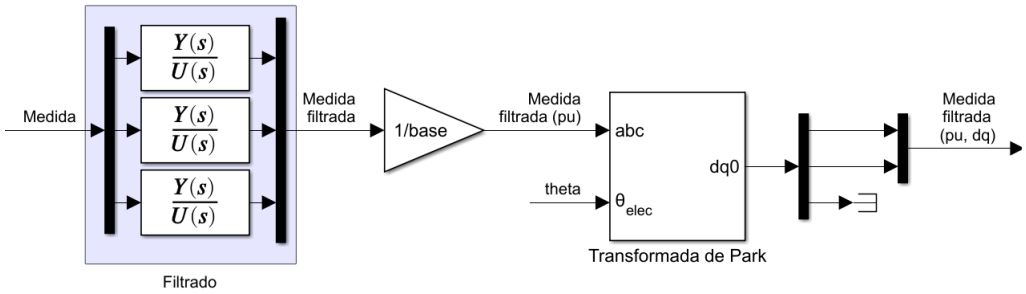


Figura 39. Aplicación del filtrado, paso a p.u. y transformación de Park a una señal trifásica.

El filtrado de las señales medidas se supuso que era analógico y por lo tanto se hace inmediatamente después de haber medido las señales, ya que si se quisiera hacer en el lado de los ejes dq debería ser un filtrado digital. Sin embargo, el diseño y análisis de los controles se ha hecho suponiéndose que el filtrado se hacía en las medidas en ejes dq. Esto cambia levemente las respuestas temporales si se comparan las simulaciones con el filtrado en los dos sitios porque al filtrar en el lado de trifásica con el mismo filtro la banda del filtro equivalente en ejes dq se mueve en 50 Hz al ser los ejes dq un sistema de referencia síncrono que rota a esa frecuencia.

La Figura 40 muestra como se pasa de los mandos que calcula el control en p.u. y ejes dq a las moduladoras que son trifásicas y en valores reales.

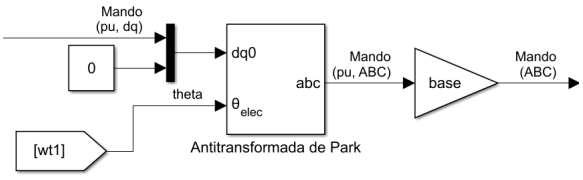


Figura 40. Aplicación de la transformada inversa de Park para el cálculo de los mandos trifásicos.

2.8. Resultados

En esta sección se van a mostrar y comparar las simulaciones con los mismos controles pero con las distintas aproximaciones del circuito del simulador. En esta sección no se va a comparar los resultados de las simulaciones con los diagramas de bloques en dq puesto que

debido a una limitación del simulador era imposible conseguir las mismas perturbaciones en los distintos circuitos.

Durante el desarrollo del control y las simulaciones se comenzó con la aproximación más simple del sistema estudiado que son los diagramas de bloques con las ecuaciones en ejes dq de las Figuras 26 y 31. Posteriormente se simuló el circuito de la Figura 34 con un equivalente ideal del VSC con PWM que consiste en tres generadores de tensión senoidales iguales a las moduladoras E_A, E_B y E_C. Para finalizar, se simuló el circuito con el VSC.

2.8.1. Resultados del control externo

La Figura 41 muestra comparan la respuesta temporal de la tensión de los condensadores en ejes dq para un escalón unitario en la referencia del control externo de tensión en el eje d. Al principio de la simulación se alimentará una impedancia $z_{load} = 0,5 + j0,2$. En $t = 0,4$ s se conectará otra impedancia en paralelo, luego la nueva impedancia será $z_{load} = 0,25 + j0,1$. En $t = 0,7$ s se volverá a conectar la carga original. Como se puede observar las tensiones tienen una respuesta temporal casi idéntica y siguen la referencia sin error en régimen permanente. Además, el rizado que aparece en la simulación con PWM es mínimo, eso implica que el filtrado de la señal es correcto.

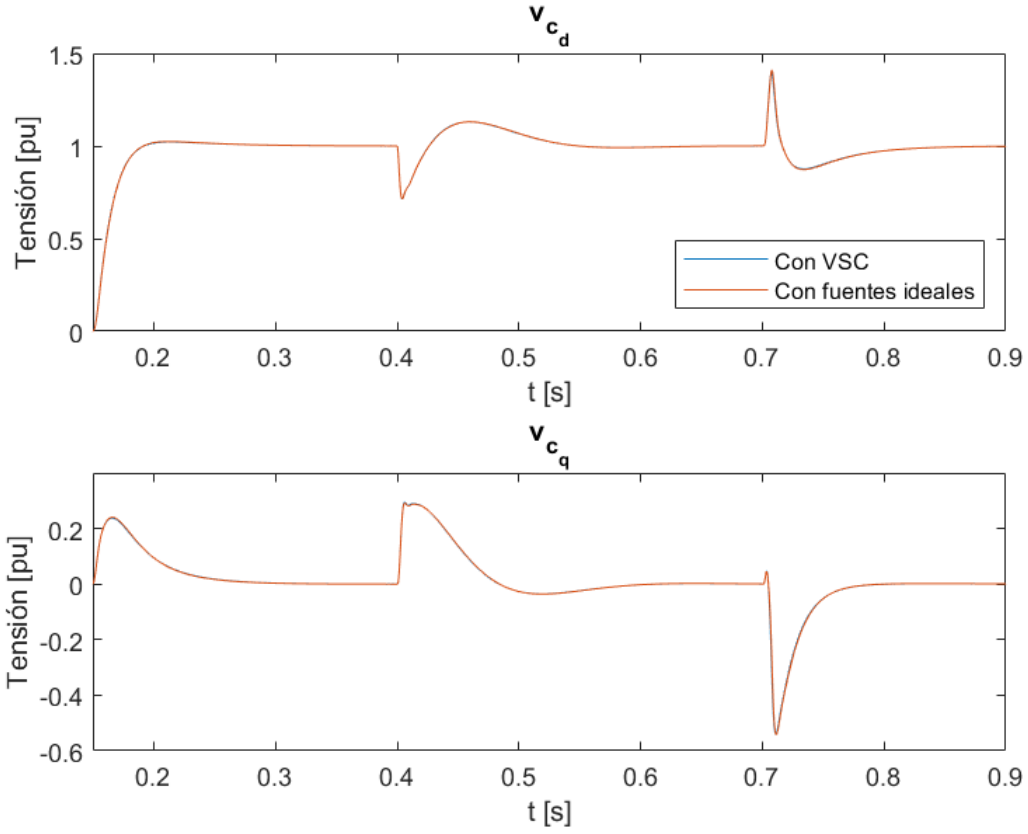


Figura 41. Comparación de v_{c_d} y v_{c_q} para el simulador con VSC y con tensiones ideales y con cambio de carga.

2.9. Limitación de la corriente en el filtro LC

Hasta el momento no se ha tenido en cuenta la saturación de la corriente de referencia que atraviesa los VSC en ninguno de los controles diseñados y simulados. En esta sección se va a mostrar como se debe modificar el control de tensión externa del filtro LC.

Cuando ocurre la saturación de la corriente la tensión del condensador no puede seguir su referencia: el control externo se queda en lazo abierto. El exceso de error se acaba acumulando en la parte integral del PI durante la saturación y ese exceso se tiene que eliminar antes de volver a la operación sin saturación. Por lo que al añadir saturación es necesario introducir también en el control PI una técnica de anti-windup para que el error no se amplíe cuando se satura la referencia de la corriente interna.

2.9.1. Cambios en el control del filtro LC

Se han hecho cambios en el control del simulador de la Figura 35 para incluir tanto la saturación de la corriente como el anti-windup en la integral del control externo.

2.9.1.1. Saturación vectorial

El control en ejes dq obliga a que se tenga que saturar simultáneamente las corrientes de eje d y eje q para que de esta forma no se supere el valor máximo de la corriente. Esto se consigue con la saturación vectorial.

Este tipo de saturación supone que la corriente de eje d y la corriente de eje q son la parte real e imaginaria de un vector, respectivamente. La saturación debe preservar el ángulo del número complejo pero limita su módulo como se puede ver en la Figura 42.

El valor máximo de corriente queda definido por $i_{\text{máx}_{pu}}$ que va a ser corregido por un factor de seguridad K. En este algoritmo de saturación se normaliza el vector de corriente para luego multiplicarlo por una constante que es el mínimo entre la limitación de corriente y el módulo original del vector inicial, quedando así:

$$\mathbf{i}_{\mathrm{s}}^{\star} = \operatorname{satv}\left(\mathbf{i}_{\mathrm{s}}^{\star 0}\right) = \frac{\mathbf{i}_{\mathrm{s}}^{\star 0}}{\left|\mathbf{i}_{\mathrm{s}}^{\star 0}\right|} \operatorname{mín}\left\{\left|\mathbf{i}_{\mathrm{s}}^{\star 0}\right|, K i_{\text{máx}_{pu}}\right\} \tag{27}$$

La operación de saturación vectorial de (27) se ha implantando con el bloque de la Figura 43. El valor máximo de la corriente queda definido por la variable *sat_i*.

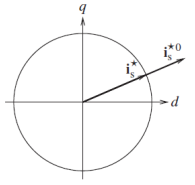


Figura 42. Saturación vectorial. [SHN+16]

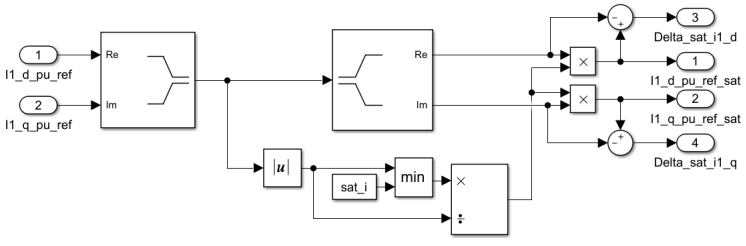


Figura 43. Bloque de la saturación vectorial.

2.9.1.2. Control con anti-windup

La técnica de anti-windup aplicada es la conocida como *back calculation* [SHN+16]: se calcula la diferencia entre la referencia saturada y sin saturar, se multiplica por $\frac{1}{K_{p_{sat}}}$ y se añade justo antes de la entrada al bloque que lleva a cabo la integral. El bloque de la Figura 36 se ha modificado como se muestra en las Figuras 44 y 45.

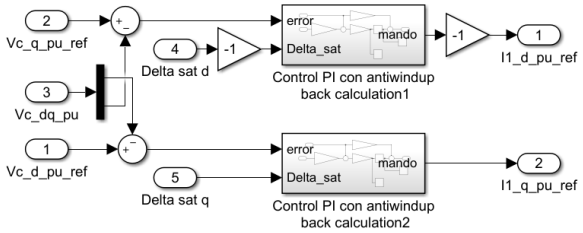


Figura 44. Bloque control externo LC modificado.

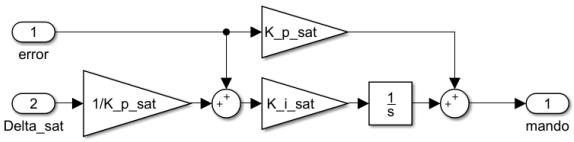


Figura 45. Control PI con *back calculation* anti-windup.

Para implementar este control se han renombrado los parámetros del PI:

$$K_{p_{sat}} = K_p, \qquad K_{I_{sat}} = \frac{K_p}{I} \tag{28}$$

El error que la parte proporcional ve es el error convencional mientras que el error que se integra se puede escribir:

$$\tilde{e} = e + \frac{1}{K_{p_{sat}}}(i_{1_{d,q_{sat}}} - i_{1_{D,Q}}) \tag{29}$$

2.9.2. Simulación con saturación de la corriente

En esta sección se van a presentar los resultados de la simulación incluyendo los cambios comentados en la sección anterior. Se ha elegido como valor máximo para la saturación del vector de corriente un módulo de 5 p.u.

Las referencias de las tensiones del condensador del filtro LC van a ser en todo momento $v_{c_d}^{ref} = 1$ y $v_{c_q}^{ref} = 0$. Al principio de la simulación se alimentará una impedancia $z_{load} = 1 + j$. En $t = 0,4$ s se conectará otra impedancia en paralelo, luego la nueva impedancia será $z_{load} = \frac{1+j}{7}$. En $t = 1$ s se volverá a conectar la carga original.

En la Figura 46 se puede ver como en cuanto se cambia el valor de la carga, el módulo de la corriente que se necesita es mayor que el límite y se satura este valor. Por lo tanto el condensador no puede llegar a su referencia y hay un error de referencia en régimen permanente. Una vez que se vuelve a conectar la carga original el sistema tras el transitorio sale de la saturación de la corriente y vuelve a seguir la referencia de tensión.

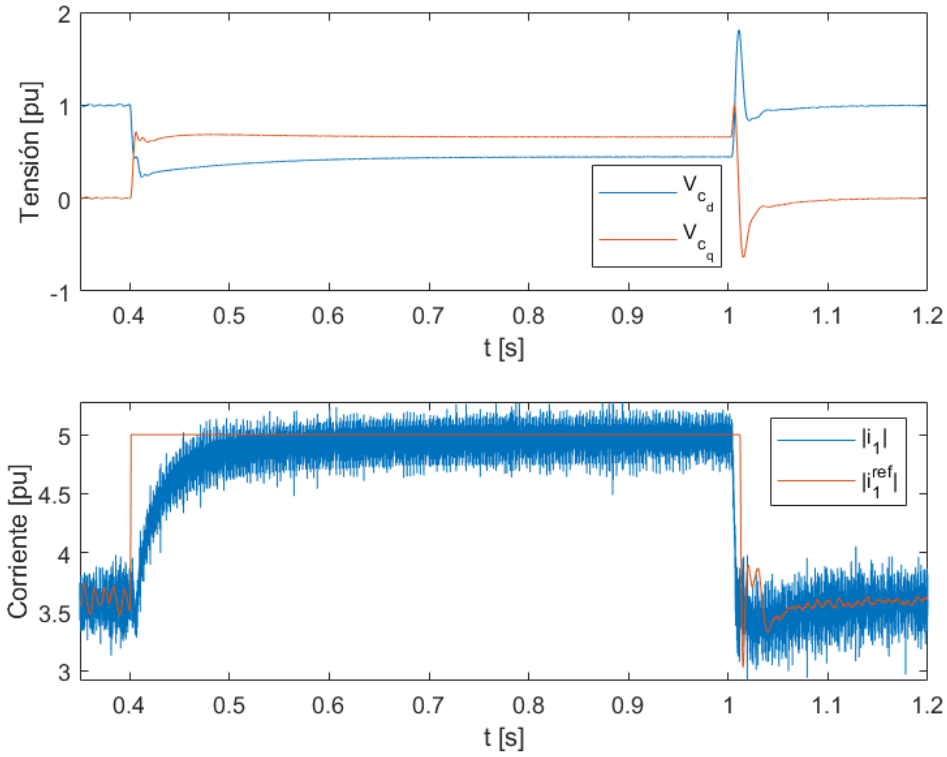


Figura 46. Resultados de la simulación con saturación de la corriente interna del filtro LC.

Capítulo 3

Análisis de un VSC como fuente P/Q con filtro LCL

3.1. Introducción

En este capítulo se va a presentar el desarrollo matemático, de diseño y de simulación del submódulo compuesto por un VSC de dos niveles con un filtro LCL trifásico que se comportará como una fuente P/Q. Este submódulo dentro de la estructura del transformador electrónico se encuentra en el primario y conecta la red eléctrica trifásica con una etapa de CC (Figura 47).

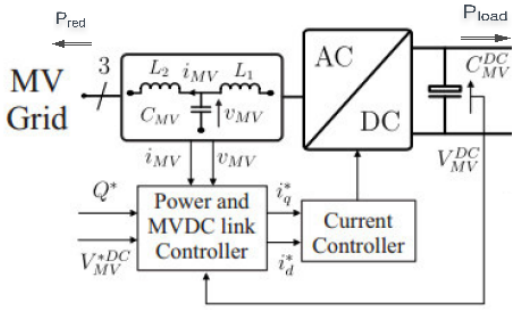


Figura 47. VSC con filtro LCL en el lado del primario del transformador electrónico. [LBV17]

En este capítulo se va a estudiar el VSC como fuente P/Q y su funcionamiento requiere de la implantación de un filtro trifásico LCL en la salida. El uso de esta topología de circuito permite a partir de la red, supuesta infinita, que el VSC a través del LCL absorba potencia activa y de esta forma pueda mantener la tensión del bus de CC a la tensión de referencia V_{dc}. Gracias al filtro y al PWM del VSC se puede controlar tanto la potencia activa como la reactiva que se absorbe de la red, de ahí el nombre de este capítulo.

En primer lugar se presentarán las ecuaciones que describen el filtro en trifásica y ejes dq. En segundo lugar se va a mostrar el diseño de los controles para el VSC y el filtro LCL junto con un análisis de los límites de estabilidad y de sensibilidad de los controles

empleados. Finalmente, se mostrarán los resultados de las simulaciones para las distintas aproximaciones del circuito empleado en el simulador.

3.2. Modelo del filtro LCL y de la tensión de CC

El condensador y las dos bobinas de un filtro LCL se modelarán con (5) y (8), respectivamente. La Figura 48 representa una de las tres fases del filtro. La tensión E es la que genera el VSC, mientras que V_{red} es la tensión de la red infinita por lo que se supondrá constante y la potencia activa y reactiva que se pueda absorber tampoco estarán limitadas. Llamaremos "corriente interna" a I_1 y "corriente externa" a I_2

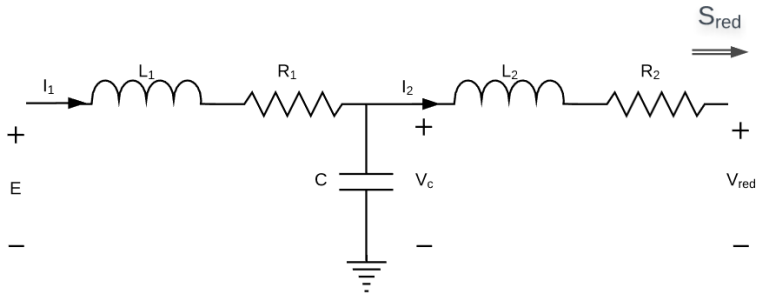


Figura 48. Representación de una de las fases del filtro LCL.

A partir la Figura 48 se puede obtener el sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias del filtro para cualquiera de las fases donde $i = A, B, C$:

$$\begin{cases} \frac{dV_{C_i}}{dt} &= \frac{1}{C_i}\left(I_{1_i} - I_{2_i}\right) \\ \frac{dI_{1_i}}{dt} &= \frac{1}{L_{1_i}}\left(E_i - V_{C_i} - I_{1_i}R_{1_i}\right) \\ \frac{dI_{2_i}}{dt} &= \frac{1}{L_{2_i}}\left(V_{C_i} - V_{red_i} - I_{2_i}R_{2_i}\right) \end{cases} \tag{30}$$

Pasando a valores p.u., como se presentó en la Sección 2.2, se tiene:

$$\begin{cases} \frac{dv_{c_i}}{dt} &= \frac{\Omega_b}{c_i}\left(i_{1_i} - i_{2_i}\right) \\ \frac{di_{1_i}}{dt} &= \frac{\Omega_b}{l_{1_i}}\left(e_i - v_{c_i} - i_{1_i}r_{1_i}\right) \\ \frac{di_{2_i}}{dt} &= \frac{\Omega_b}{l_{2_i}}\left(v_{c_i} - v_{red_i} - i_{2_i}r_{2_i}\right) \end{cases} \tag{31}$$

Si los parámetros de los sistemas de ecuaciones (31) de las fases A, B y C son idénticos y se aplica la transformada de Park se obtiene el sistema en p.u. y en ejes dq:

$$\begin{cases} \frac{dv_{c_d}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{c}\left(i_{1_d} - i_{2_d}\right) + \omega v_{c_q}\right) \\ \frac{dv_{c_q}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{c}\left(i_{1_q} - i_{2_q}\right) - \omega v_{c_d}\right) \\ \frac{di_{1_d}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{l_1}\left(-r_1 i_{1_d} + e_d - v_{c_d}\right) + \omega i_{1_q}\right) \\ \frac{di_{1_q}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{l_1}\left(-r_1 i_{1_q} + e_q - v_{c_q}\right) - \omega i_{1_d}\right) \\ \frac{di_{2_d}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{l_2}\left(-r_2 i_{2_d} - v_{red_d} + v_{c_d}\right) + \omega i_{2_q}\right) \\ \frac{di_{2_q}}{dt} &= \Omega_b\left(\frac{1}{l_2}\left(-r_2 i_{2_q} - v_{red_q} + v_{c_q}\right) - \omega i_{2_d}\right) \end{cases} \tag{32}$$

El sistema de ecuaciones (17) es el que se va a emplear en las siguientes secciones para el diseño del control y las simulaciones. El filtro LCL en ejes dq se puede describir con 6 variables de estado. La única entrada controlable en este sistema es la tensión del inversor, e_d y e_q. Así,

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \Omega_b \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{1}{c} & 0 & \frac{-1}{c} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{c} & 0 & \frac{-1}{c} \\ \frac{-1}{l_1} & 0 & \frac{-r_1}{l_1} & \omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{l_1} & -\omega & \frac{-r_1}{l_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{l_2} & 0 & 0 & 0 & \frac{-r_2}{l_2} & \omega \\ 0 & \frac{1}{l_2} & 0 & 0 & -\omega & \frac{-r_2}{l_2} \end{bmatrix}}_{\tilde{A}_{LCL}} \tilde{x}(t) + \Omega_b \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{l_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{contr_{LCL}}} u_{contr}(t) + \\ + \Omega_b \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-1}{l_2} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{l_2} \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{pert_{LCL}}} u_{pert}(t) \quad (33)$$

donde el vector de variables de estados es $\tilde{x}^T = [v_{c_d} \ v_{c_q} \ i_{1_d} \ i_{1_q} \ i_{2_d} \ i_{2_q}]$, el vector de entradas controlables es $u_{contr}^T = [e_d \ e_q]$ y el vector de entradas no controlables es $u_{pert}^T = [v_{red_d} \ v_{red_q}]$.

La potencia activa y reactiva en p.u. que absorbe la red en función de las tensión y corriente en ejes dq se define como:

$$p_{red} = v_{red_d} i_{2_d} + v_{red_q} i_{2_q}, \qquad q_{red} = v_{red_q} i_{2_d} - v_{red_d} i_{2_q} \quad (34)$$

La transformada de Park elegida produce $v_{red_d} = 1$ y $v_{red_q} = 0$ cuando es aplicada a una tensión equilibrada. De tal forma que la potencia activa y reactiva en p.u. que absorbe la red es:

$$p_{red} = i_{2_d}, \qquad q_{red} = -i_{2_q} \quad (35)$$

De tal forma que se puede controlar de manera independiente la potencia activa y reactiva absorbida por la red con i_{2_d} e i_{2_q}, respectivamente. En el caso estudiado se utilizará la potencia activa para controlar la tensión del bus de CC.

Según la Figura 47 hay otro elemento conectado en paralelo al condensador del bus de CC y este absorbe una potencia P_{load}. Si se desprecian las pérdidas de la conmutación del VSC y del filtro LCL, el balance de potencia en unidades reales queda:

$$P_{C_{dc}} = -(P_{red} + P_{load}) \tag{36}$$

De tal forma que con (36) se puede deducir la potencia que absorbe el condensador de CC. A partir de la ecuación (7) y teniendo en cuenta que $P_{C_{dc}} = \frac{dW_{C_{dc}}}{dt}$, se obtiene la función de transferencia:

$$\frac{V_{dc}^2}{i_{2_d}} = -\frac{2S_b}{C_{dc}}\frac{1}{s} \tag{37}$$

La función (37) relaciona la corriente i_{2_d} con la tensión al cuadrado del condensador, V_{dc}^2. De tal forma que con i_{2_d} se puede controlar de manera indirecta la tensión de la etapa de CC.

Las Tablas 6 y 7 muestran las bases y valores de los parámetros utilizados, respectivamente, para el diseño de los controles y las simulaciones. Los valores base ya se definieron en la Sección 2.2.

Bases	
f_b	50 Hz
V_b	400 V
S_b	10 kVA
I_b	$14,43$ A
Z_b	16 Ω
L_b	51 mH
C_b	199 μF

Tabla 6. Bases del filtro LCL.

Parámetros	
m_f	399
f_{pu}	1
c	$0,503$
l_1, l_2	$0,01$
r_1, r_2	$0,003$
V_{dc}	5 kV
C_{dc}	$0,01$ F
v_{red}	1

Tabla 7. Parámetros del filtro LCL.

3.3. Control del filtro LCL

El control del filtro LCL se ha concebido como uno en casada. El lazo interno se basa en una realimentación de estados del sistema con efecto integral y controla la corriente interna. El lazo intermedio se basa en un control PI y controla la corriente externa. El control externo se basa en un control PI y controla la tensión del condensador de CC. Los dos controles más internos se van a hacer en valores p.u. mientras que el control externo se va a hacer en valores reales.

3.3.1. Diseño y simulación del control de corriente interno en ejes dq

El lazo interno de corriente se basa en el mismo concepto que el lazo interno de corriente que él del filtro LC. El control de las corrientes i_{1_d} e i_{1_q} se puede interpretar como un problema MIMO 2×2 gracias a las entradas controlables e_d y e_q. Esto se consigue añadiendo un efecto integral en (33):

$$\eta_d = \int \left(i_{1_d}^{ref} - i_{1_d} \right) \, dt \tag{38}$$

$$\eta_q = \int \left(i_{1_q}^{ref} - i_{1_q} \right) \, dt \tag{39}$$

De tal forma que (33) pasa a ser:

$$\dot{x}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \Omega & \frac{\Omega_b}{c} & 0 & \frac{-\Omega_b}{c} & 0 & 0 & 0 \\ -\Omega & 0 & 0 & \frac{\Omega_b}{c} & 0 & \frac{-\Omega_b}{c} & 0 & 0 \\ \frac{-\Omega_b}{l_1} & 0 & \frac{-\Omega_b r_1}{l_1} & \Omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\Omega_b}{l_1} & -\Omega & \frac{-\Omega_b r_1}{l_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\Omega_b}{l_2} & 0 & 0 & 0 & \frac{-\Omega_b r_2}{l_2} & \Omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Omega_b}{l_2} & 0 & 0 & -\Omega & \frac{-\Omega_b r_2}{l_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{LCL}} x(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{\Omega_b}{l_1} & 0 \\ 0 & \frac{\Omega_b}{l_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{contr_{LCL}}} u_{contr}(t) +$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-\Omega_b}{l_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\Omega_b}{l_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{pert_{LCL}}} u_{pert}(t) \tag{40}$$

El vector de variables de estado pasaría a ser $x^T = [v_{c_d} \; v_{c_q} \; i_{1_d} \; i_{1_q} \; i_{2_d} \; i_{2_q} \; \eta_d \; \eta_q]$, el vector de entradas controlables es $u_{contr}^T = [e_d \; e_q]$ y el vector entradas no controlables es $u_{pert}^T = [v_{red_d} \; v_{red_q} \; i_{1_d}^{ref} \; i_{1_q}^{ref}]$.

Del vector de variables de estado los seis primeros elementos son variables medibles en trifásica que se pueden posteriormente transformar a ejes dq como se muestra en la Sección 2.7.2.4. Las últimas dos variables de estado son internas del control por lo que también se pueden medir. Por lo tanto para el control interno de corriente se va a utilizar un control por realimentación de las variables de estado ya que se tiene acceso a todas las variables de estado.

La controlabilidad del sistema se evalua con el test PBH [Boy08b, Tej18]. Utilizando el sistema definido por (40) se obtiene que el sistema es controlable.

La ganancia del control se obtendrá con un LQR con horizonte de predicción infinito. Las variables de estado del circuito, propiamente dichas, deben ser medidas y filtradas.

Para el cálculo del LQR no se han tenido en cuenta los filtros. Aunque se ha comprobado que al añadir los filtros el amortiguamiento de los polos en lazo cerrado no se reducía drásticamente.

La Figura 49[10] muestra el diagrama de bloques utilizado para diseñar y simular en ejes dq el control interno del filtro LCL. Con el lazo cerrado se tiene 4 entradas, de las cuales v_{red_d} e v_{red_q} se consideran perturbaciones puesto que son las tensiones de la red infinita. La salida del sistema que está representado por (40) es el vector de estados luego es necesario filtrar los estados excepto η_d y η_q ya que son estados generados por el propio control.

Los filtros de medida utilizados son Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 2,5 kHz. Las matrices de costes del LQR interno se han elegido como:

$$Q_{LCL} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1000 \end{bmatrix} \qquad R_{LCL} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{41}$$

El regulador obtenido es:

$$K_{LCL} = \begin{bmatrix} 5,776 & 0,002 & 1,105 & 0 & 0,291 & 0 & -31,578 & 1,69 \\ -0,002 & 5,776 & 0 & 1,105 & 0 & 0,291 & -1,69 & -31,578 \end{bmatrix} \tag{42}$$

La Figura 50 muestra la respuesta a escalones unitarios en la referencia de las corrientes i_{1_d} e i_{1_q}. La red al suponerse infinita tiene valor constante, $v_{red_d} = 1$ e $v_{red_q} = 0$. Se puede observar que al añadir los estados η_d y η_q se consigue un efecto integral que permite que las corrientes i_{1_d} e i_{1_q} sigan con error de referencia nulo escalones en sus referencias.

3.3.2. Diseño y simulación del control de corriente intermedio en ejes dq

El control de la corriente externa se ha heho con un PI, por lo que primero hay que estudiar para el lazo interno la relación entre las referencias y las salidas afectadas. Al utilizar la matriz de funciones de transferencia, F de las salidas (i_{2_d} e i_{2_q}) con las entradas controlables ($i_{1_d}^{ref}$ e $i_{1_q}^{ref}$), permite calcular la matriz RGA (43).

[10]Este diagrama de bloques es el fichero llamado 'sim_LCL_dq_lazo_interno_cerrado' que se utiliza para la linealización en el código de MATLAB.

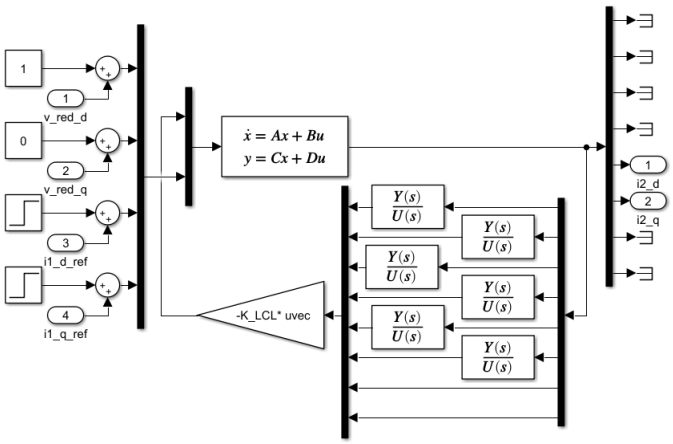


Figura 49. Diagrama de bloques del lazo interno cerrado para el control del LCL.

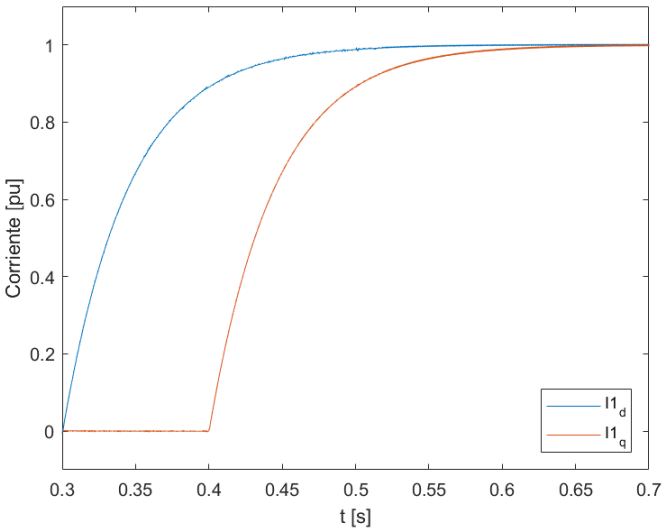


Figura 50. Respuesta temporal de i_{1_d} e i_{1_q} a escalones unitarios en sus referencias.

$$RGA_{LCL} = F(0). * F(0)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{43}$$

Observando RGA_{LCL} se deduce que se va a controlar i_{2_d} con $i_{1_d}^{ref}$ y se va a controlar i_{2_q} con $i_{1_q}^{ref}$. En este caso las funciones en lazo abierto que se utilizan para diseñar (44) son idénticas como se puede observar en la Figura 51. Los dos controles PI serán idénticos.

$$P_{dis_{i_{2_d}}} = \frac{i_{2_d}}{i_{1_q}^{ref}} F_{filtro}, \qquad P_{dis_{i_{2_q}}} = \frac{i_{2_q}}{i_{1_c}^{ref}} F_{filtro} \tag{44}$$

El diseño de los controladores intermedios, ambos PI, se hace basándose en el lazo mostrado en la Figura 29.

Los datos de diseño del control son,

- $\omega_o = 1500$ rad/s
- $\phi_{C_o} = -10\,^\circ$

Obteniéndose de esta forma un control,

$$C_{i_{2_d}} = 62,2 \frac{1 + 0,038s}{0,038s} \tag{45}$$

El diagrama de Black del lazo externo abierto incluyendo el control se puede ver en la Figura 52. El margen de fase es de $64,7°$ a 1500 rad/s y el margen de ganancia es $8,34$ dB a 4890 rad/s.

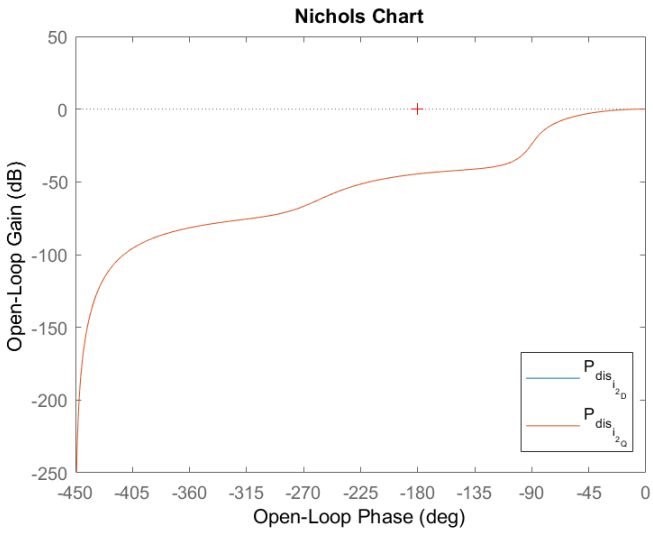


Figura 51. Diagrama de Black del lazo de control interno del filtro LCL cerrado.

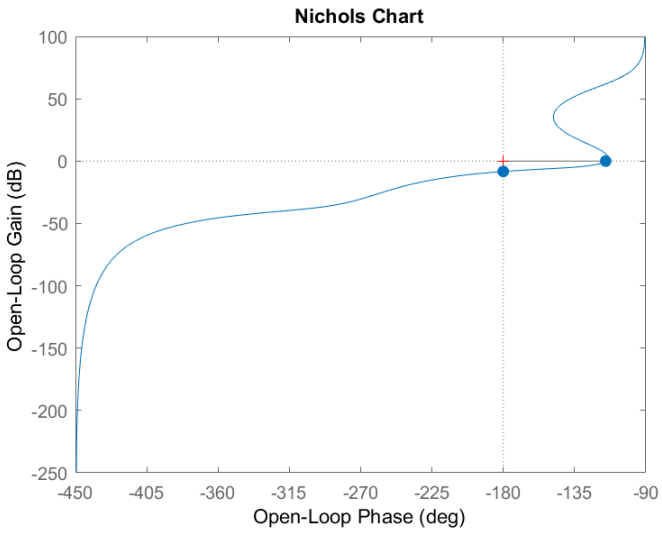


Figura 52. Diagrama de Black del lazo intermedio del filtro LCL abierto.

La Figura 53[11] muestra el diagrama de bloques se va a utilizar para diseñar y simular en ejes dq el control intermedio del filtro LCL.

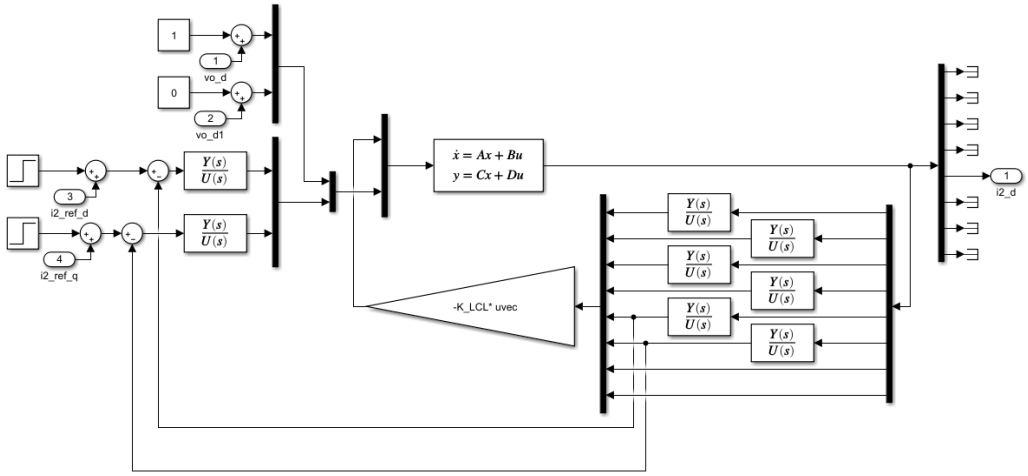


Figura 53. Diagrama de bloques del lazo intermedio cerrado para el control del LCL.

La Figura 54 muestra la respuesta temporal de la corriente externa en ejes dq ante un escalón unitario en las referencias. Se puede observar que existe cierto acoplamiento entre las corrientes.

La Figura 55 muestra que la máxima sensibilidad es $4,64$ dB y se da a 4250 rad/s.

[11] Este diagrama de bloques es el fichero llamado 'sim_LCL_dq_lazo_intermedio_cerrado' que se utiliza para la linealización en el código de MATLAB.

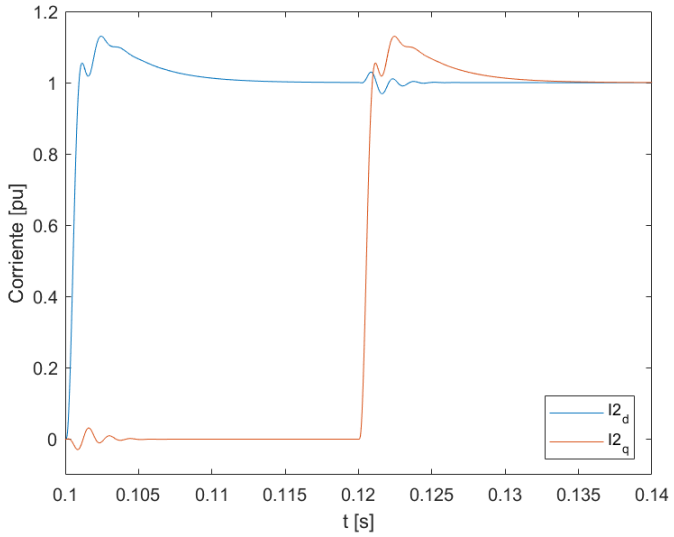


Figura 54. Respuesta de la corriente externa a escalones unitarios en sus referencias.

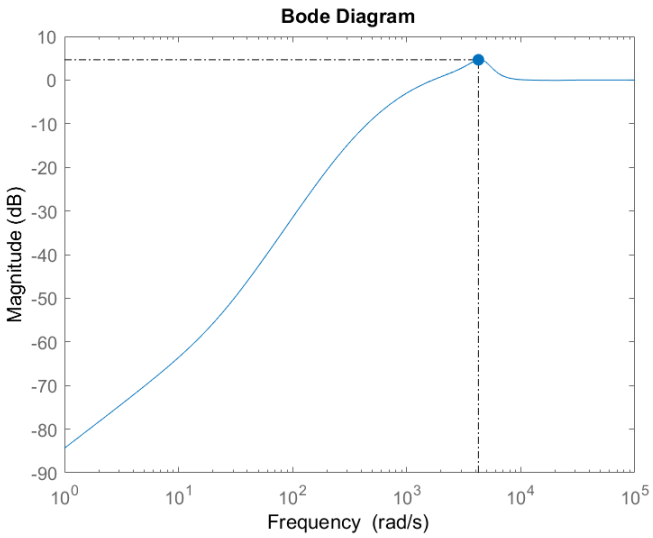


Figura 55. Módulo de la sensibilidad del lazo intermedio del filtro LCL.

3.3.3. Diseño y simulación del control de tensión externo en ejes dq

Para diseñar el control PI se utiliza un lazo cerrado con una estructura similar a el de la Figura 29. La diferencia es que la planta a controlar ahora incluye el lazo intermedio cerrado y la planta del condensador (37). El filtro utilizado para medir la tensión del condensador es Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 2,5 kHz.

Un estudio de la planta a controlar muestra que para el diseño del control hay que cambiar de signo la función de transferencia de la planta ya que sino es imposible diseñar un control que lo estabilice:

$$P_{dis_{V_{dc}^2}} = -\frac{V_{dc}^2}{i_{2_d}} \frac{i_{2_d}}{i_{2_d}^{ref}} F_{C_{filtro}}, \tag{46}$$

Como se puede ver en la Figura 56. Una vez diseñado el control con el lazo abierto cambiado de signo para poder simular lo que se hace es cambiar el signo del control.

Los datos de diseño del control son,

- $\omega_o = 100$ rad/s
- $\phi_{C_o} = -10\,^\circ$

Obteniéndose de esta forma un control,

$$C_{V_{dc}} = 4,82 \times 10^{-5} \frac{1 + 0,057s}{0,057s} \tag{47}$$

El diagrama de Black del lazo externo abierto incluyendo el control se puede ver en la Figura 57. El margen de fase es de $79,2^\circ$ a 100 rad/s y el margen de ganancia es $30,9$ dB a 2690 rad/s.

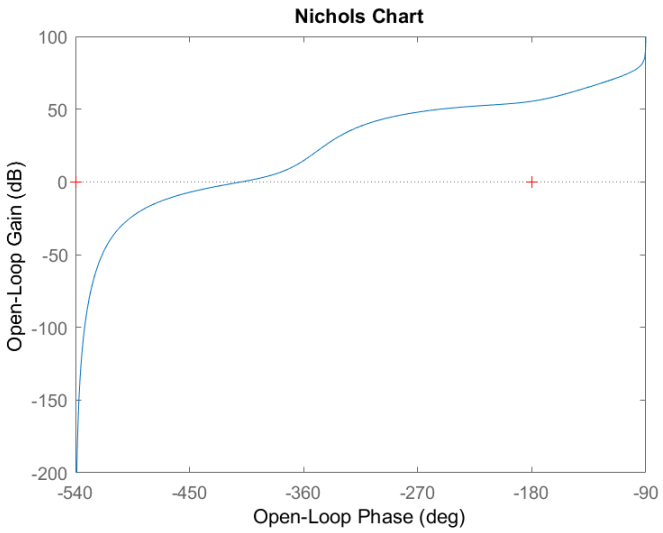


Figura 56. Diagrama de Black de la planta $P_{dis_{V_{dc}^2}}$ utilizada para diseñar el control externo del LCL.

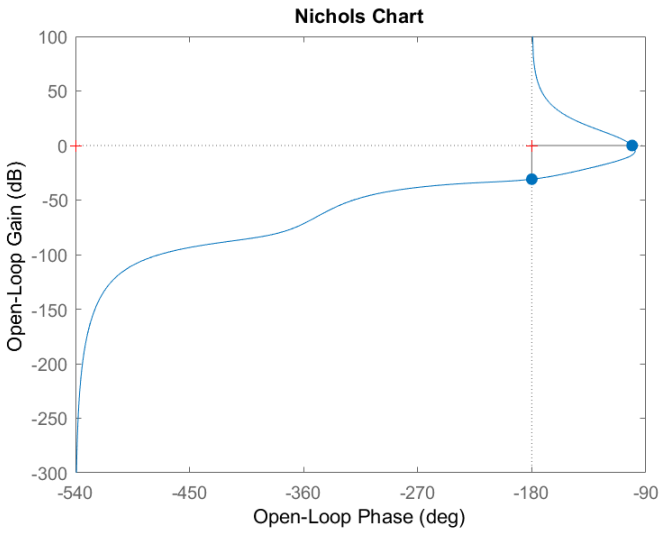


Figura 57. Diagrama de Black del lazo externo abierto.

La Figura 58[12] muestra el diagrama de bloques se va a utilizar para diseñar y simular en ejes dq el control externo del filtro LCL.

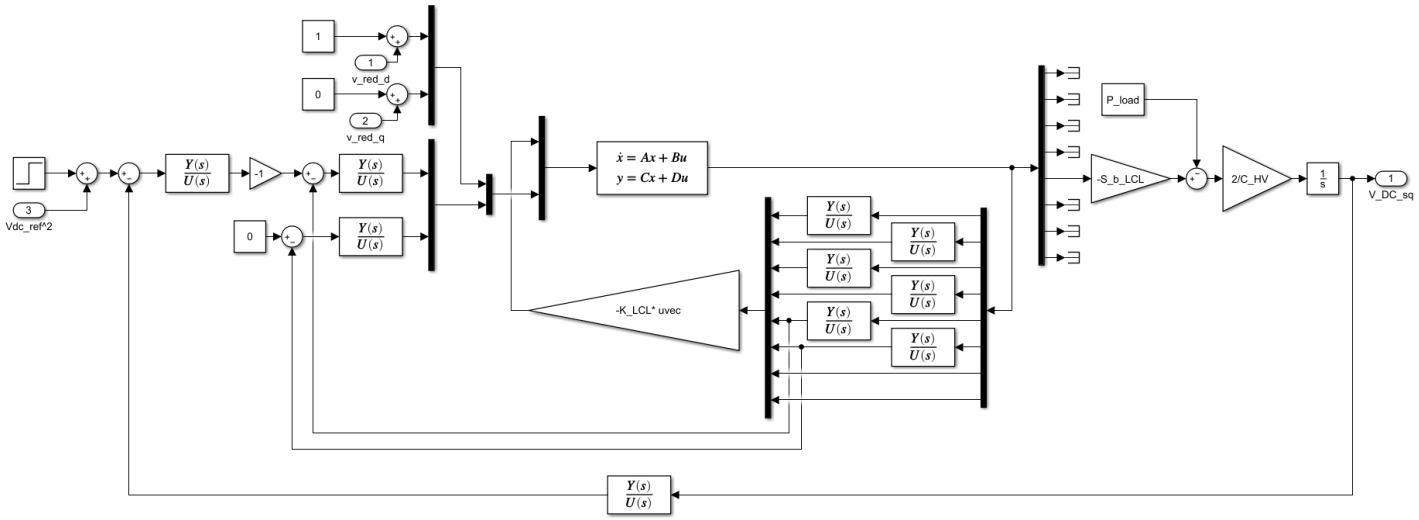


Figura 58. Diagrama de bloques del lazo externo cerrado para el control del LCL.

Para el caso del transformador electrónico la carga que va conectada al condensador de CC es otro VSC que necesita que la tensión de CC no se desvíe de la referencia ya que podría sino salir de la zona de modulación lineal. Luego esta carga más que en forma de potencia, que es como se modela en la Figura 58, se puede estudiar su efecto de forma más intuitiva con la corriente que absorbe.

Se puede entonces usar para una mejor simulación preliminar el diagrama de bloques de la Figura 58 pero sustituyendo la parte de la planta del condensador por un circuito

[12]Este diagrama de bloques es el fichero llamado 'sim_LCL_dq_lazo_externo_cerrado' que se utiliza para la linealización en el código de MATLAB.

equivalente con las corrientes que mantiene el balance de potencias de (36) como se puede ver en la Figura 59. La perturbación, Figura 60 es la corriente que absorbe el condensador debido al otro VSC cuando en el $t = 0{,}15$ s hay un escalón unitario en el condensador del filtro LC.

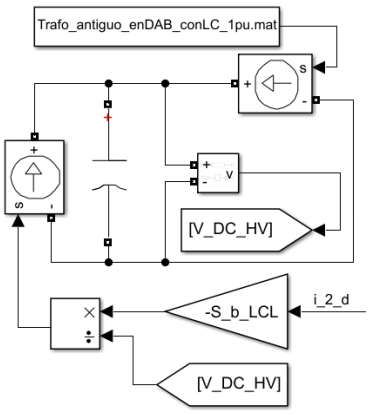


Figura 59. Circuito equivalente del condensador de CC usado para las simulaciones preliminares en ejes dq.

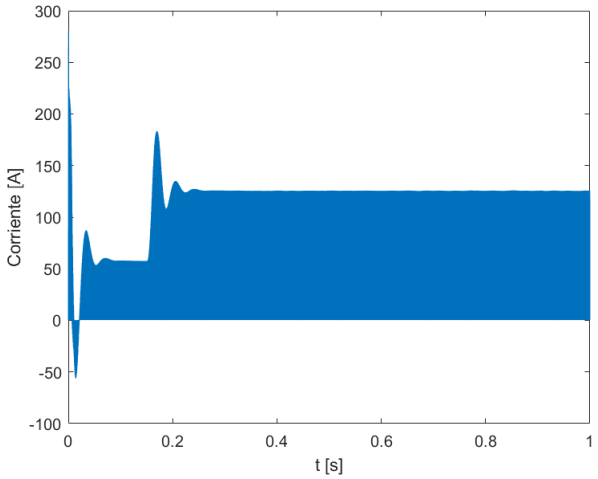


Figura 60. Corriente de perturbación del condensador.

De esta forma la corriente que absorbe el VSC del DAB se puede poner como perturbación para el condensador y ver así como le afecta. Este efecto se puede ver en la Figura 61. A pesar de las perturbaciones en la corriente, el control es capaz de mantener el valor medio de la tensión del condensador.

La Figura 62 muestra que la máxima sensibilidad es $0,6$ dB y se da a 791 rad/s.

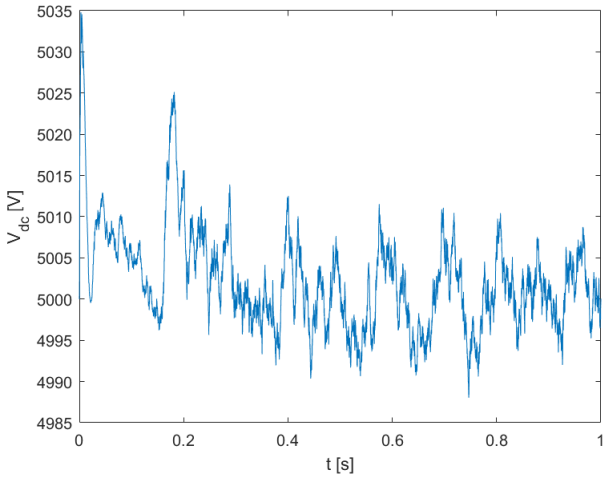


Figura 61. Respuesta de la tensión del condensador una perturbación en forma de corriente.

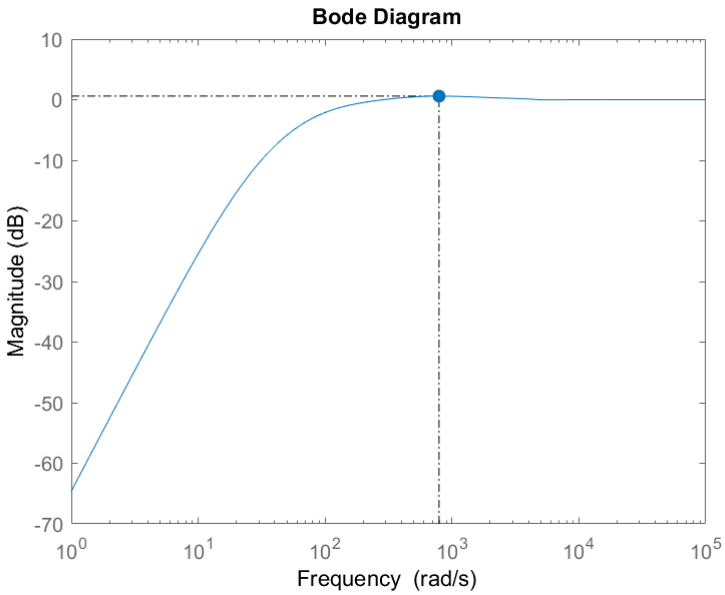


Figura 62. Módulo de la sensibilidad del lazo externo del filtro LCL.

3.4. Simulador

La Figura 63 muestra el simulador que se ha preparado así como las medidas tanto de CA como de CC, que se utilizan en el control de la Figura 64.

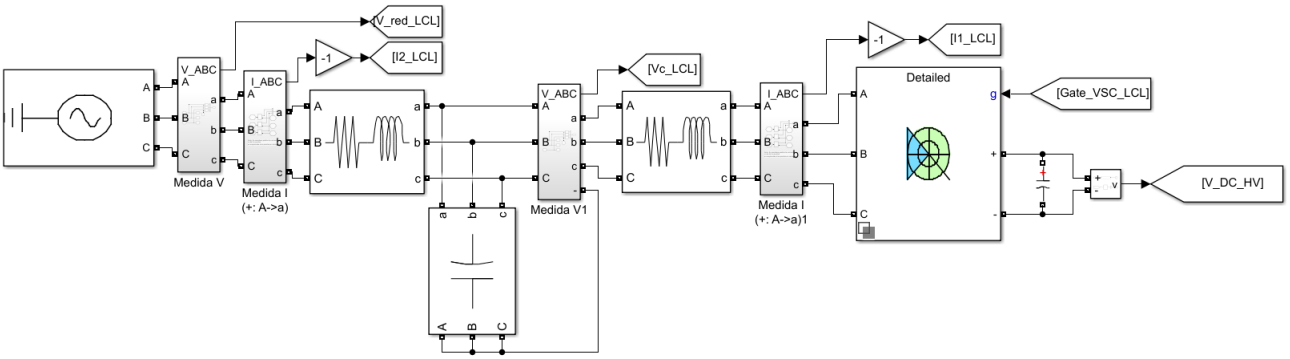


Figura 63. Circuito VSC con filtro LCL.

3.4.1. Implementación del control en el simulador

La Figura 64 muestra la estructura del control utilizado, así como las señales y referencias internas que se calculan. El objetivo principal del lazo externo es mantener la tensión del condensador del bus de CC a su tensión de referencia, esto lo consigue calculando $i_{2_d}^{ref}$ (que es equivalente a calcular la potencia activa que se necesita absorber de la red para mantener la tensión de CC. La $i_{2_q}^{ref}$ se puede o bien dejar a 0 o se puede crear a su vez un lazo de control de potencia reactiva y controlar la potencia reactiva que absorbe el VSC. El control intermedio genera las $i_{1_d}^{ref}$ e $i_{1_q}^{ref}$ con un PI. Con estas referencias y las medidas de los estados del circuito, el control interno calcula la tensión en ejes dq, e_d y e_q, del VSC. Por lo que, primero se debe aplicar a estas tensiones la transformada inversa de Park y luego hay que pasaras a valores reales. Obteniéndose así las tensiones senoidales trifásicas (E_A, E_B y E_C) que se utilizarán como las moduladoras del PWM previo escalado.

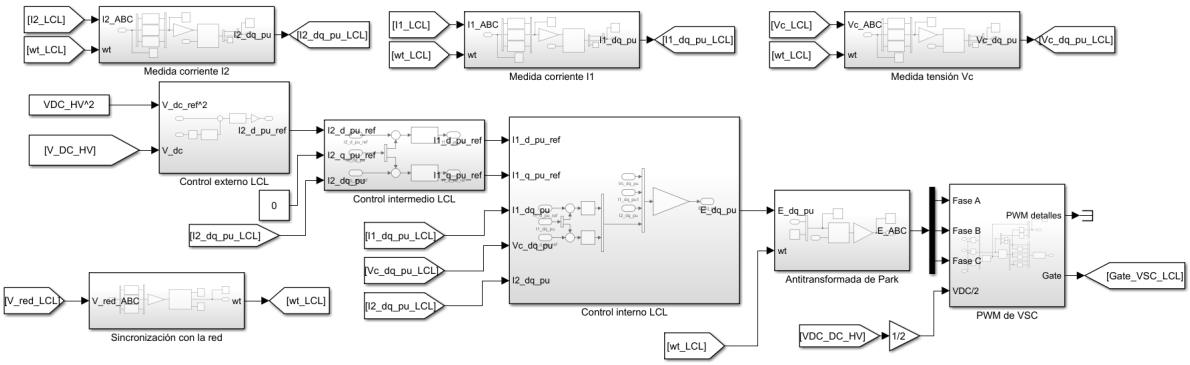


Figura 64. Estructura del control del filtro LCL con VSC.

3.4.1.1. Lazo de control de tensión externo

El bloque de control de tensión externo de la Figura 64 se muestra en la Figura 65.

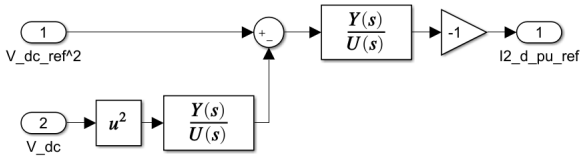


Figura 65. Bloque de control externo de tensión del simulador.

Como se puede observar, al hacer el diseño se cambió de signo la planta, luego para la simulación es necesario cambiar el signo del mando generado por el control.

3.4.1.2. Lazo de control de corriente intermedio

El bloque de control de corriente intermedio de la Figura 64 se muestra en la Figura 66.

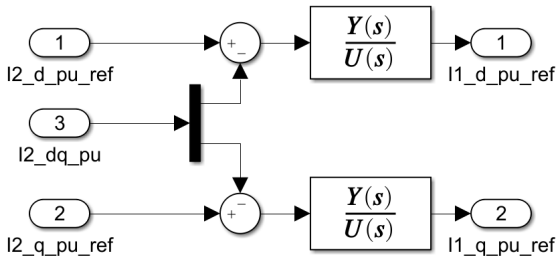


Figura 66. Bloque de control intermedio de corriente del simulador.

3.4.1.3. Lazo de control de corriente interno

El bloque de control de corriente interno de la Figura 64 se muestra en la Figura 67.

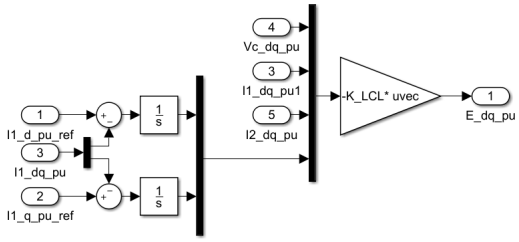


Figura 67. Bloque de control interno de corriente del simulador.

Como se comentó en la sección anterior, la ganancia del control, K_{LCL}, tiene como entradas las variables medidas del circuito y los estados integrales adicionales añadidos por el control para garantizar error de seguimiento cero para referencias constantes en las corrientes.

3.4.1.4. Sincronización con la red

En la Figura 64 hay un bloque que permite la sincronización con la red de las señales y que de esta forma tengan el ángulo necesario respecto de la red. Como en este circuito si que se tiene una red que se va a suponer infinita se puede utilizar un PLL para la sincronización con la red como se muestra en la Figura 68.

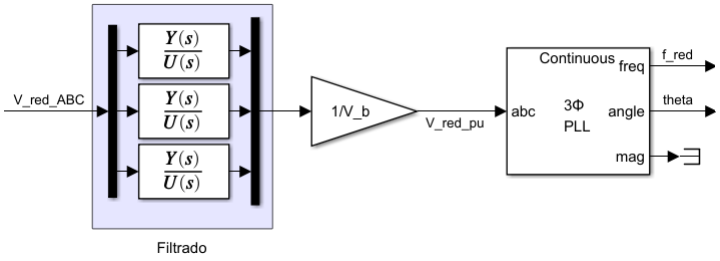


Figura 68. Bloque utilizado para la sincronización con la red en el filtro LCL con el uso de un PLL.

El PLL permite a partir de una entrada trifásica senoidal equilibrada, obtener la frecuencia y la fase de la primera entrada con la utilización de un oscilador interno de frecuencia [Matnda]. Este bloque se compone de tres partes. La entrada trifásica se transforma a ejes dq y pasa primero por un detector de fase para después ser filtrada. La señal filtrada es la entrada de un PID que genera como salida la velocidad angular del sistema. Esta velocidad angular puede ser filtrada para generar frecuencia del sistema trifásico o puede ser la entrada del oscilador para generar el ángulo de la primera tensión senoidal.

En el caso estudiado como se supone que la red a la que se va a sincronizar el VSC es infinita, trifásica y equilibrada, se puede utilizar un modelo de PLL más sencillo [Matndb], que se puede ver en la Figura 69.

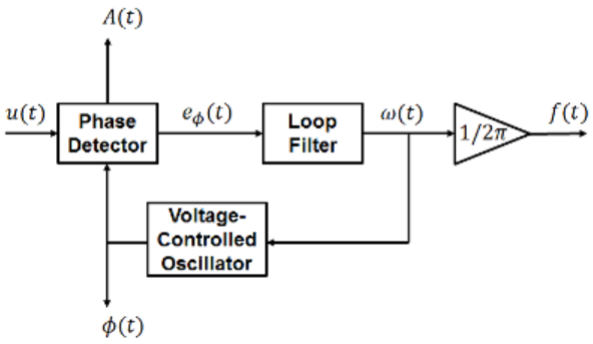


Figura 69. Bloque del PLL utilizado. [Matndb]

El PLL utilizado estima la señal de entrada $u(t)$ con la siguiente forma:

$$y(t) = A(t)\sin\left(\phi_0 + \int 2\pi f(t)dt\right) \tag{48}$$

donde y es la estimación de la entrada, A es la amplitud de la entrada, ϕ_0 es el ángulo inicial de la entrada y f es la frecuencia de la senoidal.

Al estar la red equilibrada la fase se puede calcular directamente de la amplitud instantánea de las tres fases con la Figura 69. El detector de fase, a partir de la realimentación negativa de la fase, genera una señal de amplitud A y la señal de error en base a la diferencia de las fases de $u(t)$ e $y(t)$. El filtro elimina los componente de alta frecuencia de la señal de error para obtener la velocidad angular de la entrada y de esta forma obtener así la frecuencia del sistema. La velocidad angular también es integrada por el oscilador para obtener una estimación del ángulo del ángulo de la red que es la señal que se realimenta y que se utiliza como salida del PLL.

El objetivo de este trabajo no se centra en el efecto del PLL sobre el lazo cerrado por lo que se tomarán como constantes lo parámetros del filtro y no se analizará su efecto. Se supondrá que no existen dinámicas en la obtención del ángulo para la sincronización y por lo tanto éste ángulo no afecta a la estabilidad del lazo. Los parámetros del filtro del PLL utilizado son: $K_p = 200$ y $K_i = 2000$.

3.5. Resultados

En esta sección se van a mostrar y comparar las simulaciones con los mismos controles pero con las distintas aproximaciones del circuito del simulador.

Durante el desarrollo del control y las simulaciones se comenzó con la aproximación más simple del sistema estudiado que son los diagramas de bloques con las ecuaciones en ejes dq de las Figuras 49, 53 y 58. Posteriormente se simuló el circuito de la Figura 63 con un equivalente ideal del VSC con PWM que consiste en tres generadores que generan una tensión igual a las moduladoras E_A, E_B y E_C. Para finalizar, se simuló el circuito con el VSC de la Figura 63.

3.5.1. Resultados del control interno

La Figura 70 compara la respuesta temporal de la corriente interna del filtro LCL para la simulación con el diagrama de bloques en ejes dq, el simulador con fuentes ideales de tensión y con el VSC. El uso de un control por realimentación de estado con efecto integrador consigue que haya error de seguimiento nulo a escalones en la referencia en régimen permanente. Se puede ver que el comportamiento de los tres modelos similar, el único inconveniente es que la corriente interna en el modelo del VSC tiene un rizado de alta frecuencia importante y eso que está filtrada. Esto se debe al ser justo la corriente que sale del VSC.

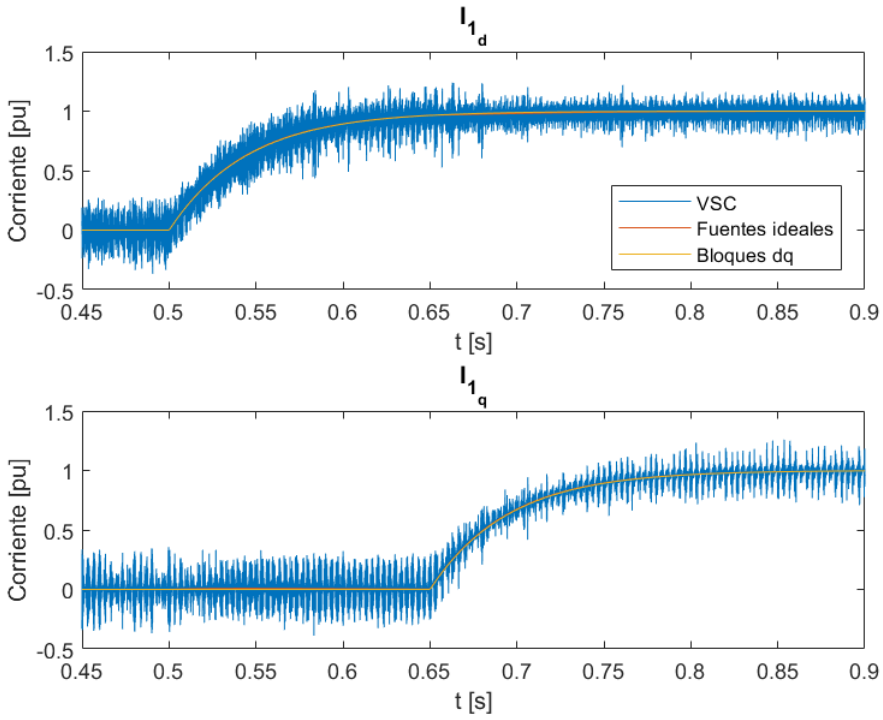


Figura 70. Comparación de la corriente interna del fltro LCL para los distintos modelos estudiados.

3.5.2. Resultados del control intermedio

Las Figuras 71 y 72 comparan la respuesta temporal de la corriente externa del filtro LC para la simulación con el diagrama de bloques en ejes dq, el simulador con fuentes ideales de tensión y con el VSC. El uso de un control PI consigue que haya error de seguimiento nulo a escalones en la referencia en el estado estacionario. La simulación con fuentes ideales y con el VSC salen casi idénticas, eso implica que las conmutaciones en el VSC se están filtrado correctamente.

Se puede observar que existe un acoplamiento entre las dinámicas de ambos ejes. Esto es totalmente normal puesto que se han diseñado los controles PI asumiendo que no existía ninguna interacción entre las dos corrientes, algo que no es cierto. Además estas dinámicas en función de modelo utilizado para la simulación varían. Estos cambios se deben a que en las simulaciones con VSC y fuentes ideales el filtrado se hace en las señales en trifásica y no en los ejes dq, que es el caso de la simulación con los bloques dq. Otro elemento que no aparece en la simulación con los bloques dq pero que afecta a las otras dos simulaciones es el lazo de control del PLL que calcula el ángulo de acoplamiento con la red.

3.5.3. Resultados del control externo

Las Figura 73 comparan la respuesta temporal de tensión del condensador de CC ante la perturbación en forma de corriente como la explicada en la Figura 61. En este caso

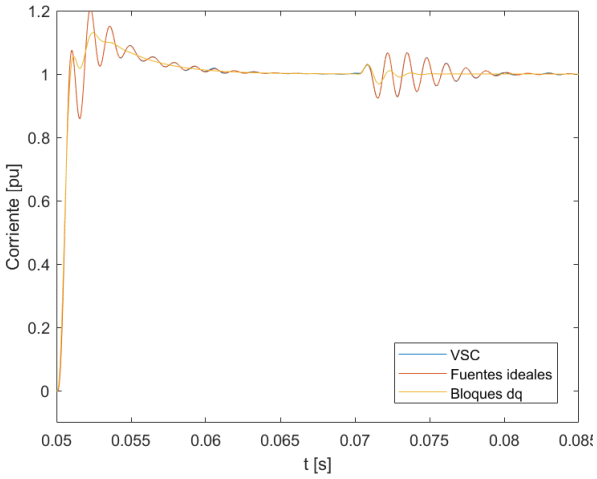


Figura 71. Comparación de i_{2_d} con distintos modelos simulados, el escalón unitario en la referencia se da en $t = 0,05$ s.

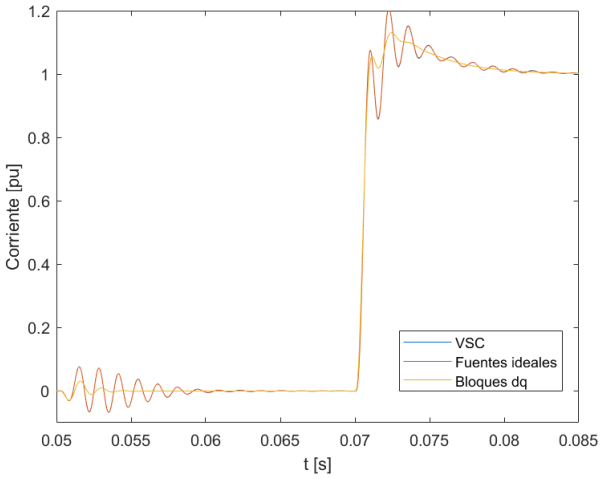


Figura 72. Comparación de i_{2_q} con distintos modelos simulados, el escalón unitario en la referencia se da en $t = 0,07$ s.

la simulación en bloques dq y con fuentes ideales son idénticas ya que el modelado del circuito de CC equivalente se hace igual, con la Figura 61. Luego la potencia se transfiere al condensador como una corriente continua con la forma de i_{2_d}. Mientras que en la simulación con el VSC ya la corriente de CC no es continua. Otras causas de la diferencia entre las simulaciones es que en el VSC también hay pérdidas en la conmutación del convertidor que en los otros dos modelos no existe y la propia conmutación que hace que el circuito sea no sea lineal.

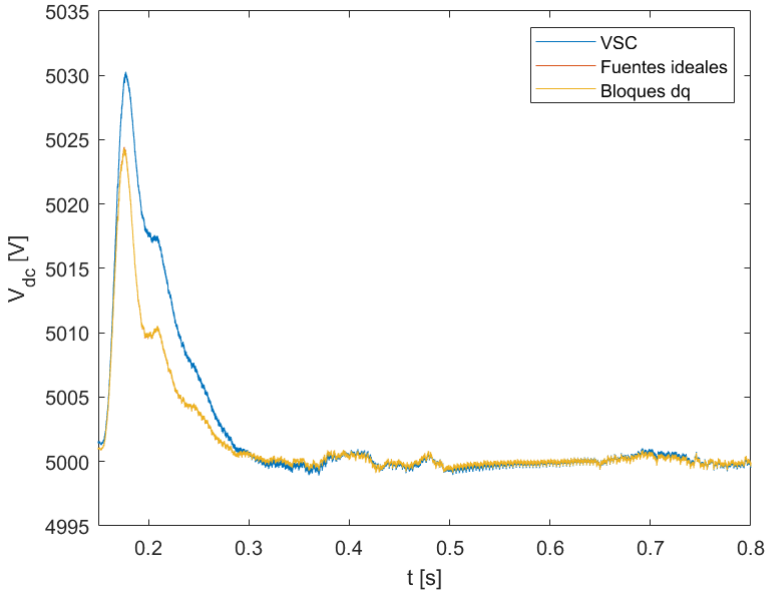


Figura 73. Comparación de V_{dc} con distintos modelos simulados, en $t = 0,15$ s se da un escalón en la referencia de la tensión del condensador del filtro LC.

Capítulo 4

Análisis de un DAB con un transformador trifásico

4.1. Introducción

En este capítulo se va a presentar el desarrollo matemático, de diseño y de simulación del submódulo DAB. El DAB es un convertidor CC/CC que está compuesto por dos VSC conectados a través de un transformador de alta frecuencia. Este submódulo es el núcleo de la estructura del transformador electrónico y conecta una de la etapa de CC del primario con la etapa de CC del secundario (Figura 74).

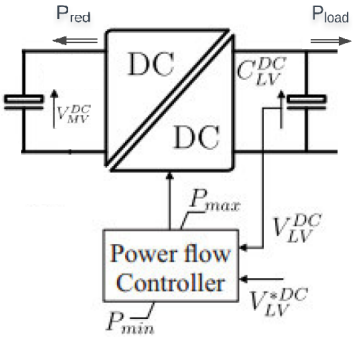


Figura 74. Convertidor CC/CC DAB en el núcleo del transformador electrónico. [LBV17]

Dentro de la estructura del transformador electrónico los dos buses de CC tienen tensión variable debido a los transitorios y las perturbaciones, sin embargo, para el análisis individual de este submódulo se va a suponer que el control del filtro LCL es capaz de mantener la tensión del bus de CC del primario constante en todo momento. Para el caso de la tensión de CC del secundario su valor se supondrá o constante o variable en función del ensayo y del control analizado.

La Figura 75 muestra la implementación del circuito del DAB. Dentro de las diversas topologías que hay de DAB [LBV17], la que se ha utilizado utiliza dos VSC trifásicos y un transformador trifásico Yy0. El VSC de la izquierda opera en lazo abierto, es decir, recibe unas moduladoras constantes, por lo que se puede aproximar a unas fuentes de tensión

ideales de amplitudes constantes. Además, como la tensión de CC de la etapa del primario se asume constante, se puede aproximar ese VSC a una red trifásica infinita; sólo que esta red introducirá armónicos debido a las conmutaciones del VSC.

Como se va a mostrar a continuación, este circuito en p.u. se puede estudiar como si el transformador fuera un filtro L y por lo tanto el conjunto VSC del secundario y transformador como fuente P/Q. Como ya se ha comentado anteriormente, el VSC del primario generará unas tensiones senoidales de amplitud y fase constantes, mientras que el VSC del secundario será controlado para alcanzar los objetivos fijados por el control. Al igual que en los capítulos anteriores se implantará el PWM en los dos VSC.

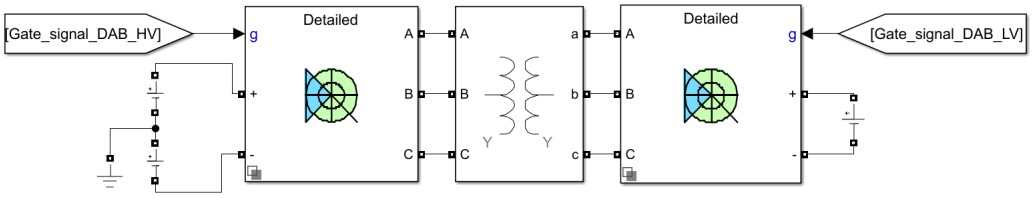


Figura 75. Estructura del DAB con los dos VSC y el transformador trifásico.

En primer lugar se presentarán las ecuaciones que describen el transformador en trifásica y ejes dq. En segundo lugar se va a mostrar el diseño de los controles para el DAB junto con un análisis de los límites de estabilidad y de sensibilidad de los controles empleados. Finalmente, se mostrarán los resultados de las simulaciones para las distintas aproximaciones del circuito empleado en el simulador.

4.2. Modelo del transformador y de la tensión de CC

El transformador trifásico de la Figura 75 es Yy0 sin conexión a tierra con tres bancos monofásicos. Se supondrá que no hay saturación de los núcleos del transformador. De esta forma el modelo del transformador para cada una de las fases desperdiciando la rama de magnetización es el de la Figura 76.

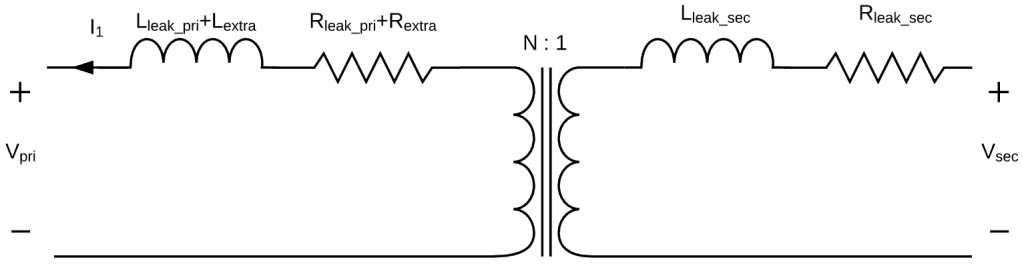


Figura 76. Modelo monofásico del transformador y filtro L.

En este capítulo se va a suponer que las bases tomadas para los cálculos coinciden con las del transformador para simplificar así los cálculos. Además para el caso estudiado, la relación de transformación será de 1:1, luego $N = 1$.

Las Tablas 8 y 9 muestran las bases y valores de los parámetros utilizados, respectivamente, para el diseño de los controles y las simulaciones. Los valores base ya se definieron en la Sección 2.2.

Bases	
f_b	5000 Hz
S_b	10 kVA
V_{pri_b}, V_{sec_b}	400 V
I_{pri_b}, I_{sec_b}	$14,43$ A
Z_{pri_b}, Z_{sec_b}	16 Ω
L_{pri_b}, L_{sec_b}	$0,51$ mH
C_{pri_b}, C_{pri_b}	$1,99$ μF

Tabla 8. Bases del DAB.

Parámetros	
m_f	10
f_{pu}	1
C_{dc}	6 mF
l_1	$0,098$
r_1	$0,0003$
$V_{dc_{pri}}$, $V_{dc_{sec}}$	5 kV

Tabla 9. Parámetros del DAB.

Si se refieren la inductancia de dispersión y las pérdidas del cobre del secundario al primario se obtiene el circuito de la Figura 77, donde $L_1 = L_{leak_{pri}} + L_{leak_{sec}} + L_{extra}$ y $R_1 = R_{leak_{pri}} + R_{leak_{sec}} + R_{extra}$. Estos dos parámetros son los importantes ya que son los que se van a utilizar para el diseño del control.

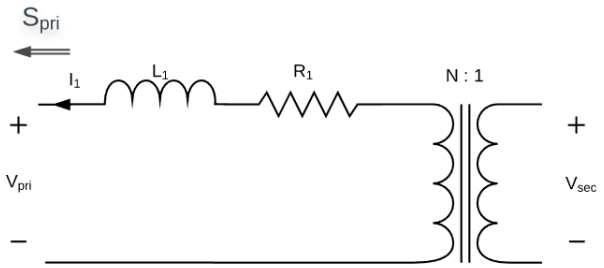


Figura 77. Modelo monofásico del transformador referido al primario y filtro L.

Al ser la relación de transformación $N = 1$ el transformador ideal de la Figura 77 no afecta a los valores de las intensidades o tensiones a un lado y a otro del transformador. Por lo que se puede interpretar este circuito como un filtro L de parámetros L_1 y R_1. Desde el punto de vista de control V_{pri} se interpretará como una red infinita, mientras que V_{sec} será la tensión controlable, luego, para ser coherente con la nomenclatura de los capitulos anteriores se van a renombrar como V_{red} y E, respectivamente. El sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias para cualquiera de las fases donde $i = A, B, C$:

$$\frac{dI_{1_i}}{dt} = \frac{1}{L_{1_i}}(E_i - V_{red_i} - I_{1_i}R_i) \tag{49}$$

Pasando a valores p.u., como se presentó en la Sección 2.2, se tiene:

$$\frac{di_{1_i}}{dt} = \frac{\Omega_b}{l_{1_i}}(e_i - v_{red_i} - i_{1_i}r_i) \tag{50}$$

Si los parámetros del sistema de ecuaciones (50) de las fases A, B y C son idénticos y se aplica la transformada de Park, se obtiene el sistema en p.u. y en ejes dq:

$$\begin{cases} \frac{di_{1_d}}{dt} &= \Omega_b \left(\frac{1}{l_1} \left(e_d - v_{red_d} - i_{1_d} r \right) + \omega i_{1_q} \right) \\ \frac{di_{1_q}}{dt} &= \Omega_b \left(\frac{1}{l_1} \left(e_q - v_{red_q} - i_{1_q} r \right) - \omega i_{1_d} \right) \end{cases} \tag{51}$$

El sistema de ecuaciones (51) es el que se va a emplear en las siguientes secciones para el diseño del control y las simulaciones. El filtro L en ejes dq se puede describir con dos variables de estado. La única entrada controlable en este sistema es la tensión del inversor, e_d y e_q. Así,

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{-r_1}{l_1} & \omega \\ -\omega & \frac{-r_1}{l_1} \end{bmatrix}}_{\tilde{A}_L} \tilde{x}(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{1}{l_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_1} \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{contr_{LC}}} \tilde{u}_{contr}(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{-1}{l_1} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{l_1} \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{pert_{LC}}} \tilde{u}_{pert}(t) \tag{52}$$

El vector de variables de estado es $\tilde{x}^T = [i_{1_d}\ i_{1_q}]$, el vector de entradas controlables es $\tilde{u}_{contr}^T = [e_d\ e_q]$ y el vector de entradas no controlables es $\tilde{u}_{pert}^T = [v_{red_d}\ v_{red_q}]$.

La potencia activa y reactiva en p.u. que absorbe la red en función de las tensión y corriente en ejes dq se define como:

$$p_{red} = v_{red_d} i_{1_d} + v_{red_q} i_{1_q}, \qquad q_{red} = v_{red_q} i_{1_d} - v_{red_d} i_{1_q} \tag{53}$$

La transformada de Park elegida produce $v_{red_d} = 1$ y $v_{red_q} = 0$ cuando es aplicada a una tensión equilibrada. De tal forma que la potencia activa y reactiva en p.u. que absorbe la red es:

$$p_{red} = i_{1_d}, \qquad q_{red} = -i_{1_q} \tag{54}$$

De tal forma que se puede controlar de manera independiente la potencia activa y reactiva absorbida por la red con i_{1_d} e i_{1_q}, respectivamente. En el caso estudiado se utilizará la potencia activa para controlar la tensión de la etapa de CC del secundario.

Según la Figura 74 hay otro elemento conectado en paralelo al condensador del bus de CC del secundario y este absorbe una potencia P_{load}. Si se desprecian las pérdidas de la conmutación de los VSC y transformador, el balance de potencia en unidades reales queda:

$$P_{C_{dc}} = -(P_{red} + P_{load}) \tag{55}$$

De tal forma que con (36) se puede deducir la potencia que absorbe el condensador de CC. A partir de la ecuación (7) y teniendo en cuenta que $P_{C_{dc}} = \frac{dW_{C_{dc}}}{dt}$, se obtiene la función de transferencia:

$$\frac{V_{dc}^2}{i_{1_d}} = \frac{-2S_b}{C_{dc}} \frac{1}{s} \tag{56}$$

La función (56) relaciona la corriente i_{1_d} con la tensión al cuadrado del condensador, V_{dc}^2. La tensión de la etapa de CC se puede controlar de forma indirecta con i_{1_d}.

4.3. Control del DAB

El control del DAB se ha concebido como uno en casada. El lazo interno se basa en una realimentación de estados del sistema con efecto integral y controla la corriente por por el transformador medida en el primario. El lazo externo se basa en un control PI y controla la tensión del condensador de la etapa de CC del secundario. El control interno del DAB se hace totalmente en variables en ejes dq y en p.u., mientras que el control externo se hace en valores reales.

4.3.1. Diseño y simulación del control de corriente interno en ejes dq

El control de las corrientes i_{1_d} e i_{1_q} se puede interpretar como un problema MIMO 2×2 gracias a las entradas controlables e_d y e_q. Esto se consigue añadiendo un efecto integral en (52):

$$\eta_d = \int \left(i_{1_d}^{ref} - i_{1_d} \right) \, dt \tag{57}$$

$$\eta_q = \int \left(i_{1_q}^{ref} - i_{1_q} \right) \, dt \tag{58}$$

De tal forma que (52) pasa a ser:

$$\dot{x}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-\Omega_b r_1}{l_1} & \Omega & 0 & 0 \\ -\Omega & \frac{-\Omega_b r_1}{l_1} & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_L} x(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\Omega_b}{l_1} & 0 \\ 0 & \frac{\Omega_b}{l_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{contr_L}} u_{contr}(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-\Omega_b}{l_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\Omega_b}{l_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{pert_L}} u_{pert}(t) \tag{59}$$

El vector de variables de estado es $x^T = [i_{1_d} \;\; i_{1_q} \;\; \eta_d \;\; \eta_q]$, el vector de entradas controlables es $u_{contr}^T = [e_d \;\; e_q]$ y el vector de entradas no controlables es $u_{pert}^T = [v_{red_d} \; v_{red_q} \; i_{1_d}^{ref} \; i_{1_q}^{ref}]$.

Del vector de variables de estado los dos primeros elementos son las variables de estado de (18) que son medibles en trifásica y se pueden posteriormente transformar a ejes dq como se muestra en la Sección 2.7.2.4. Las últimas dos variables de estado son internas del control por lo que también se pueden medir. Por lo tanto, para el control interno de corriente se va a utilizar un control por realimentación de las variables de estado ya que se tiene acceso a todas las variables de estado.

La controlabilidad del sistema se evalúa con el test PBH [Boy08b, Tej18]. Utilizando el sistema definido por (21) se obtiene que el sistema es controlable.

La ganancia del control se obtendrá con un LQR con horizonte de predicción infinito. Las variables de estado del circuito, propiamente dichas, deben ser medidas y filtradas. Para el cálculo del LQR no se han tenido en cuenta los filtros. Aunque se ha comprobado que al añadir los filtros el amortiguamiento de los polos en lazo cerrado no se reducía drásticamente.

La Figura 78[13] muestra el diagrama de bloques se utiliza para diseñar y simular en ejes dq el control interno del filtro L. Con el lazo cerrado se tiene 4 entradas, de las cuales v_{red_d} y v_{red_q} se consideran perturbaciones puesto que son la tensión del VSC del primario que no se controla, aunque se podrían medir para prealimentarlas. La salida del sistema que está representada por (59) es el vector de estados luego es necesario filtrar los estados excepto η_d y η_q ya que son estados generados por el propio control.

Los filtros de medida utilizados son Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 10 kHz. Las matrices de coste del control LQR interno son:

$$Q_{DAB} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5000 \end{bmatrix} \qquad R_{DAB} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{60}$$

El regulador obtenido es,

$$K_{DAB} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -70,373 & 6,907 \\ 0 & 1 & -6,907 & -70,373 \end{bmatrix} \tag{61}$$

La Figura 27 muestra la respuesta a escalones unitarios en la referencia de las corrientes i_{1_d} e i_{1_q}. Las perturbaciones tenían valores constantes $v_{red_d} = 1$ e $v_{red_q} = 0$. Se puede observar que al añadir los estados η_d y η_q se consigue un efecto integral que permite que las corrientes i_{1_d} e i_{1_q} sigan con error de referencia nulo en régimen permanente escalones en sus referencias.

4.3.2. Diseño y simulación del control de tensión externo en ejes dq

El diseño del control externo, PI, se ha hecho basándose en el lazo mostrado en la Figura 29. El filtro utilizado para medir la tensión del condensador es Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 5 kHz.

Un estudio de la planta a controlar muestra que para el cálculo del control hay que cambiar de signo la función de transferencia de la planta ya que sino es imposible diseñar un control que lo estabilice:

[13] Este diagrama de bloques es el fichero llamado 'sim_DAB_dq_lazo_interno_cerrado' que se utiliza para la linealización en el código de MATLAB.

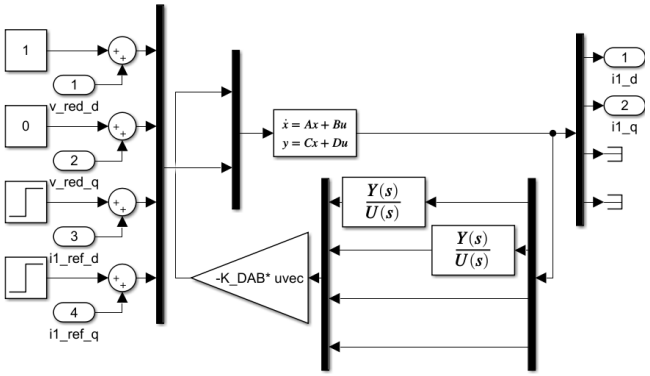


Figura 78. Diagrama de bloques del lazo interno cerrado para el control del L.

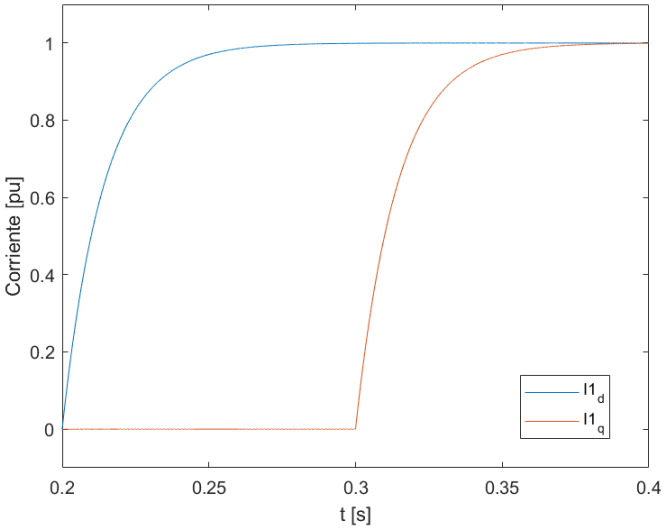


Figura 79. Respuesta a escalones unitarios en i_{1_d} e i_{1_q} en el control interno del DAB.

$$P_{dis_{V_{dc}^2}} = -\frac{V_{dc}^2}{i_{1_d}} \frac{i_{1_d}}{i_{1_d}^{ref}} F_{C_{filtro}}, \tag{62}$$

como se puede ver en la Figura 80. Una vez diseñado el control con el lazo abierto cambiado de signo para poder simular lo que se hace es cambiar el signo del control.

Los datos de diseño del control son,

- $\omega_o = 100$ rad/s
- $\phi_{C_o} = -10\,^\circ$

Obteniéndose de esta forma un control,

$$C_{V_{dc}} = 5,14 \times 10^{-5} \frac{1 + 0,057s}{0,057s} \tag{63}$$

El diagrama de Black del lazo externo abierto incluyendo el control se puede ver en la Figura 81. El margen de fase es de 25° a 100 rad/s y el margen de ganancia es $47,2$ dB a 1660 rad/s.

La Figura 82[14] muestra el diagrama de bloques que se va a utilizar para diseñar y simular en ejes dq el control externo del filtro L.

[14]Este diagrama de bloques es el fichero llamado 'sim_DAB_dq_lazo_externo_cerrado' que se utiliza para la linealización en el código de MATLAB.

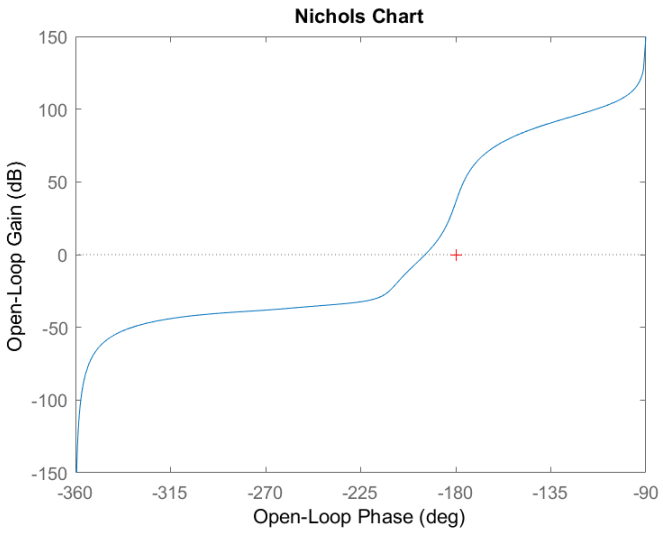


Figura 80. Diagrama de Black de la planta $P_{dis_{V_{dc}^2}}$ utilizada para diseñar el control externo del DAB.

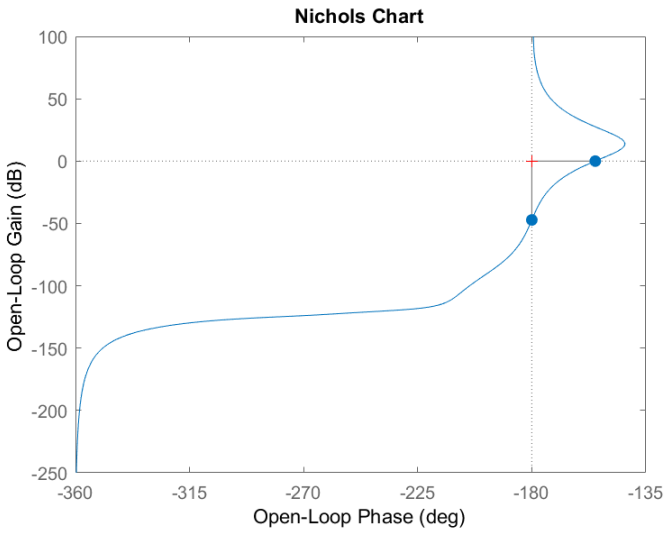


Figura 81. Diagrama de Black del lazo externo abierto.

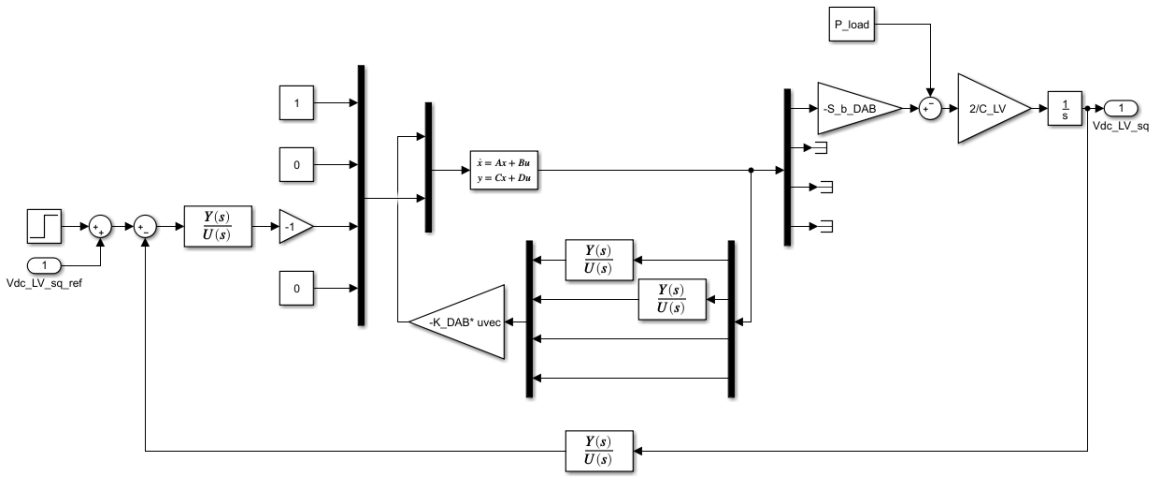


Figura 82. Diagrama de bloques del lazo externo cerrado para el control del DAB.

Al igual que en el diseño del control externo LCL se va a utilizar el modelo de la Figura 59 como una primera aproximación de la respuesta de la tensión del bus de CC del secundario.

De esta forma la corriente que absorbe el VSC del LC se puede poner como perturbación para el condensador y ver a sí como le afecta. Este efecto se puede ver en la Figura 83. La perturbación es la corriente que absorbe el condensador cuando en el $t = 0{,}15$ s hay un escalón unitario en la tensión de eje d del condensador del filtro LC.

Como se puede observar al ser la perturbación una corriente no continua el control es capaz de mantener en valor medio la tensión del condensador en torno a la referencia.

La Figura 85 muestra que la máxima sensibilidad es $7{,}9$ dB y se da a 111 rad/s.

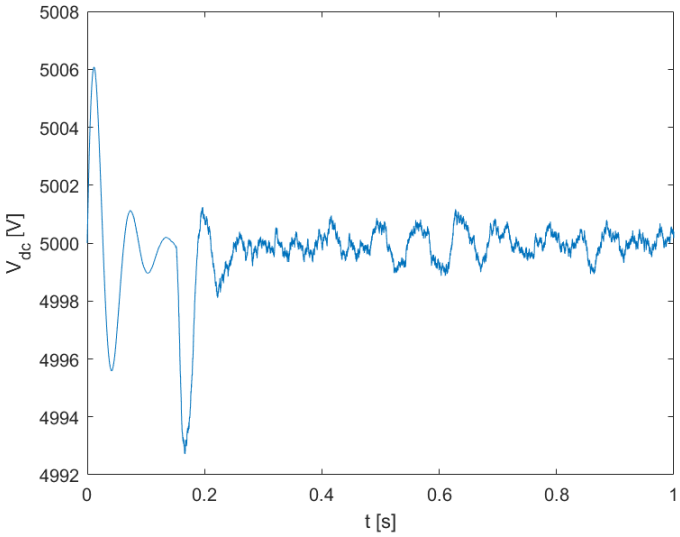


Figura 83. Respuesta de la tensión del condensador ante una perturbación en forma de corriente.

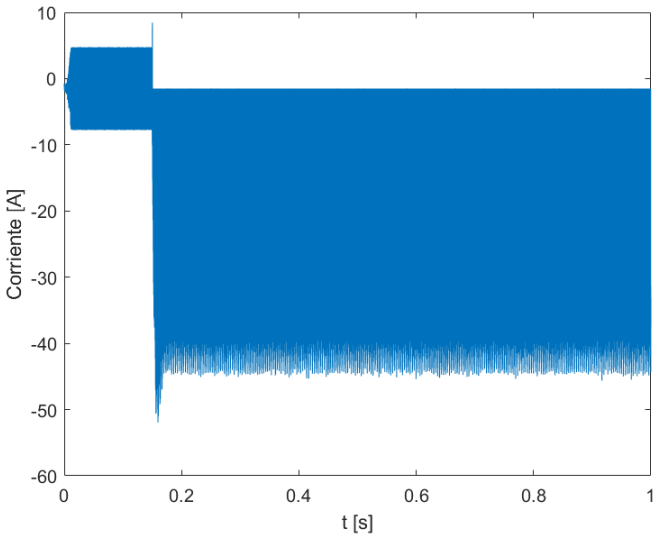


Figura 84. Corriente de perturbación del condensador.

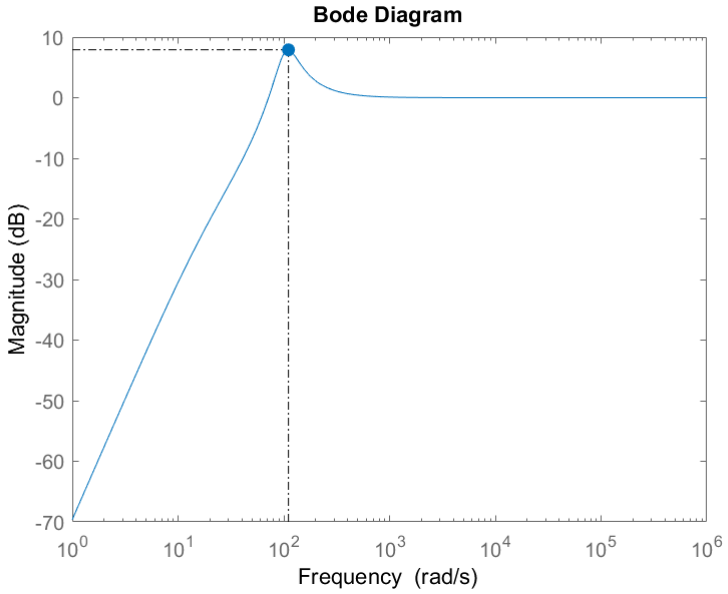


Figura 85. Módulo de la sensibilidad del lazo externo del filtro L.

4.4. Simulador

La Figura 86 muestra el simulador que se ha preparado y cómo se han medido las señales del circuito, tanto de CA como de CC, que se utilizan en el control de las Figuras 87 y 88. La tensión de CC del primario se supondrá constante para el análisis del submódulo por separado.

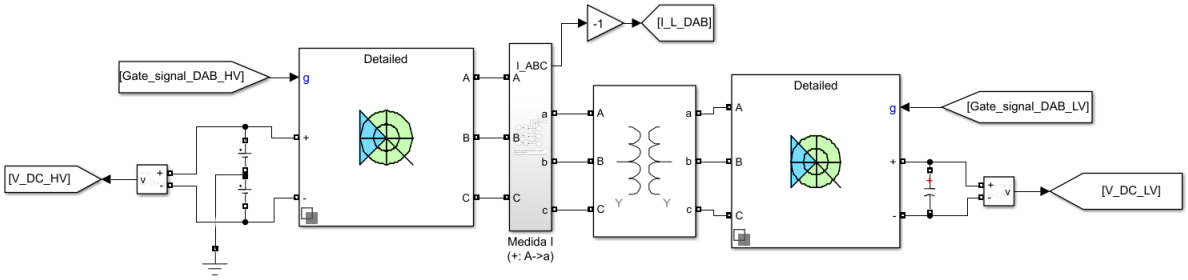


Figura 86. Circuito con DAB y transformador trifásico.

4.4.1. Implementación del control en el simulador

El control del DAB se divide en dos partes. La Figura 87 muestra la parte que controla el VSC del primario, que opera en lazo abierto. Al suponerse la tensión de CC del primario constante y como las moduladoras del PWM del primario son también constantes, este VSC se puede modelar como una red trifásica infinita. Al igual que en el caso del filtro LCL, el control de corriente tiene que sincronizarse con la red. En este caso el PLL usará las moduladoras del primario que no tendrán ruido, a diferencia de la tensión de salida del convertidor. Para que en acoplamiento no haya ruido que impida la obtención correcta del ángulo de la red lo que se hace es darle al PLL las moduladoras del VSC del primario, en vez de medir la tensión a la salida del VSC porque en este caso habría que filtrarla y el control se vería afectado por esto. El bloque de "Sincronización con las moduladoras" es idéntico al expuesto en la Sección 3.4.1.4.

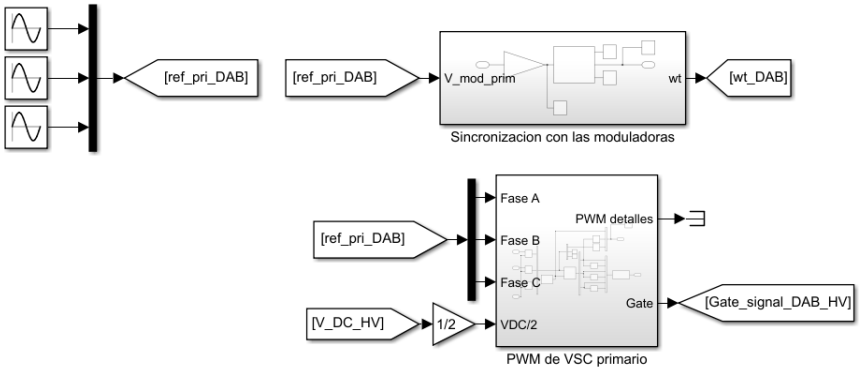


Figura 87. Estructura del control del VSC del primario.

El control del VSC del secundario se muestra en la Figura 88. El objetivo principal del lazo externo es mantener la tensión del condensador del bus de CC del secundario en su valor de referencia, esto lo consigue calculando $i_{1_d}^{ref}$ (que es equivalente a calcular la potencia activa que se necesita absorber del VSC del primario para mantener la tensión de CC del secundario). La $i_{1_q}^{ref}$ se puede o bien dejar a 0 o se puede crear a su vez un lazo de control de potencia reactiva y controlar la potencia reactiva que atraviesa el transformador. Con estas referencias y las medidas de los estados del circuito, el control interno calcula la

tensión en ejes dq, e_d y e_q, del VSC del secundario. Por lo que, primero se debe aplicar a estas tensiones la transformada inversa de Park y luego hay que pasarlas a valores reales. Obteniéndose así las tensiones senoidales trifásicas (E_A, E_B y E_C) que se utilizarán como las moduladoras del PWM del VSC del secundario previo escalado.

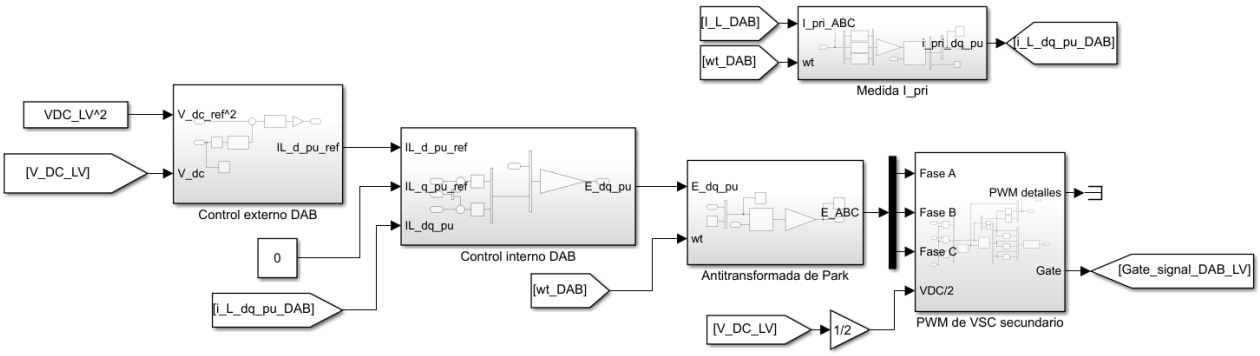


Figura 88. Estructura del control del VSC del secundario.

4.4.1.1. Lazo de control de tensión externo

El bloque de control de tensión externo de la Figura 88 se muestra en la Figura 89.

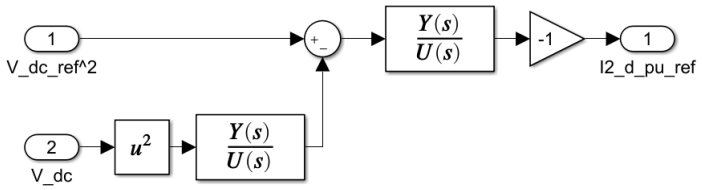


Figura 89. Bloque de control externo de tensión del simulador.

Como se puede observar, al hacer el diseño se cambió de signo la planta, luego para la simulación es necesario cambiar el signo del mando generado por el control.

4.4.1.2. Lazo de control de corriente interno

El bloque de control de corriente interno de la Figura 88 se muestra en la Figura 90.

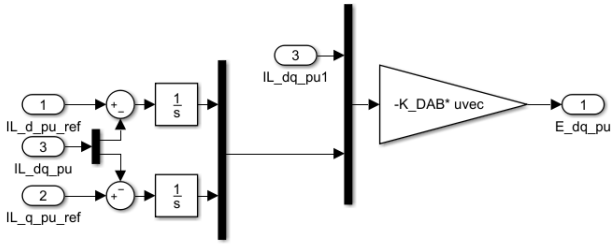


Figura 90. Bloque de control interno de corriente del simulador.

Como se comentó en la sección anterior, la ganancia del control, K_{DAB}, tiene como entradas las variables medidas del circuito y los estados integrales adicionales añadidos por el control para garantizar error de seguimiento cero para referencias constantes en las corrientes.

4.5. Resultados

Durante el desarrollo del control y las simulaciones se comenzó con la aproximación más simple del sistema estudiado que son los diagramas de bloques con las ecuaciones en ejes dq de las Figuras 78 y 82. Posteriormente se simuló el circuito de la Figura 86 con un equivalente ideal de los VSC con PWM que consiste en tres generadores de tensión senoidales iguales a las moduladoras E_A, E_B y E_C. Para finalizar, se simuló el circuito con el VSC de la Figura 86.

4.5.1. Resultados del control interno

La Figura 91 muestra la respuesta temporal de la corriente que fluye por el transformador ante escalones unitarios en las referencias. Se puede observar que existe cierto acoplamiento en las dinámicas de las corrientes en el modelo con fuentes ideales y con los VSC. El uso de un LQR con efecto integrador consigue que no haya error de seguimiento de la referencia en régimen permanente. Al igual que los otros submódulos esta corriente tiene bastantes armónicos.

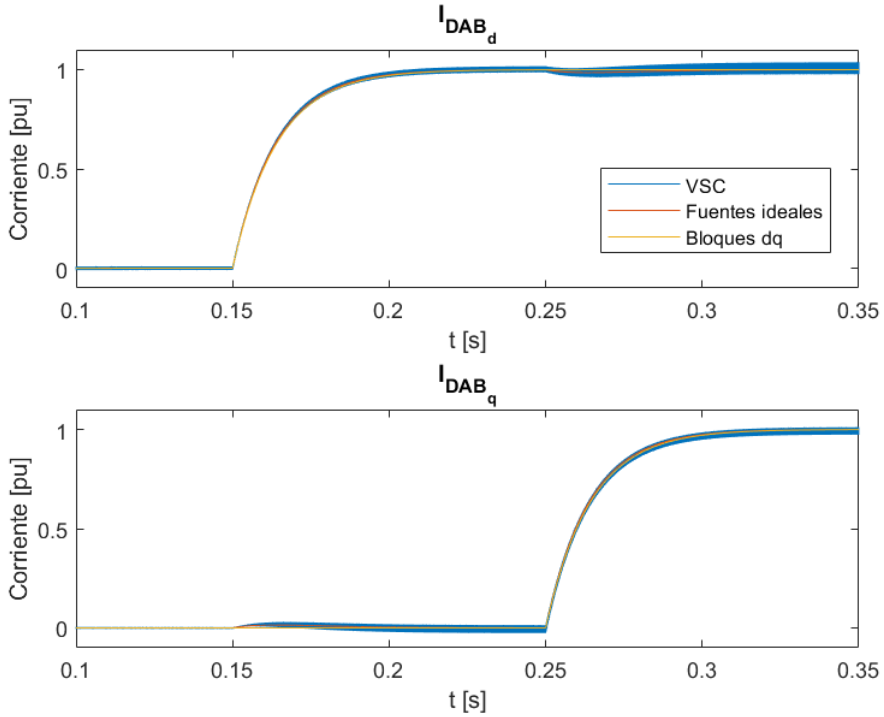


Figura 91. Comparación de la corriente que fluye por el transformador trifásico con escalones en las referencias.

4.5.2. Resultados del control externo

Las Figura 92 comparan la respuesta temporal de tensión del condensador de CC ante la perturbación en forma de corriente como la explicada en la Figura 61. En este caso la simulación en bloques dq y con fuentes ideales son prácticamente idénticas ya que el modelado del circuito de CC equivalente se hace igual, con la Figura 61. Luego la potencia se transfiere al condensador como una corriente continua, proporcional a i_{2_d}. Mientras que en la simulación con el VSC ya la CC no es continua. Otras causas de la diferencia entre las simulaciones es que en el VSC también hay pérdidas en la conmutación del convertidor que en los otros dos modelos no existen y la propia conmutación que hace que el circuito sea no sea lineal.

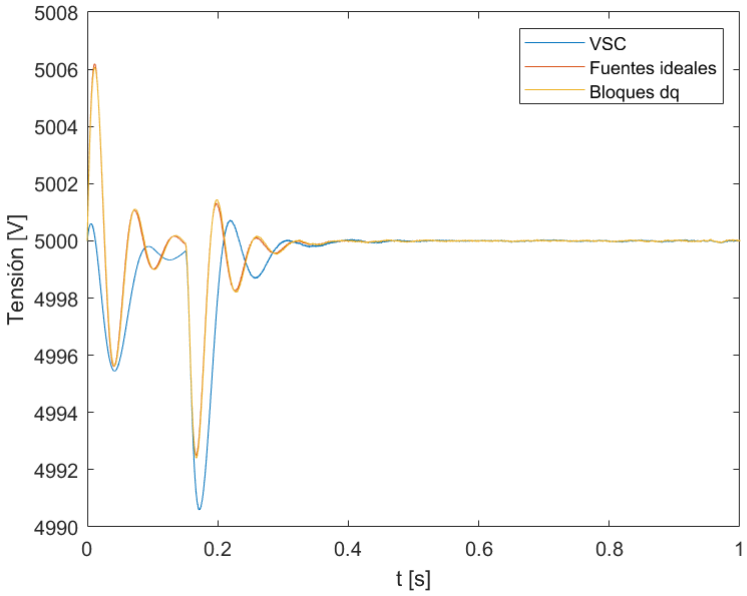


Figura 92. Comparación de V_{dc} con distintos modelos simulados, en $t = 0,15$ s se da un escalón en la referencia de la tensión del condensador del filtro LC.

4.6. Limitación de la corriente y potencia en el DAB

El DAB al componerse de un transformador de alta frecuencia y un filtro L se puede modelar, como ya se ha visto anteriormente, como una inductancia con pérdidas. Por lo que hay dos límites de operación de este submódulo que se deben tener en cuenta que son la corriente y la potencia activa que atraviesan el transformador trifásico.

4.6.1. Límite de la corriente en el DAB

Uno de los límites de funcionamiento del DAB es la corriente que atraviesa el transformador trifásico que está determinada por el límite térmico de este.

Una forma sencilla que se propone en este trabajo para poder reducir la corriente que atraviesa el transformador, sin afectar a la potencia que fluye por este, es modificar las

referencias del VSC del primario del DAB. Al subir la tensión y con la misma corriente por el transformador la potencia que fluye por este aumenta también, haciendo que la tensión del bus de CC del secundario aumente. Este cambio en el bus de CC obliga al control del DAB a reaccionar y esto lo hace reduciendo la corriente que fluye por el transformador que es el objetivo del cambio de las moduladoras.

Esta es una forma sencilla de hacer que el transformador no opere en alguno de sus límites o que el control sature alguna referencia de este, como sí ocurre en el control del filtro LC y LCL.

4.6.2. Límite de la potencia en el DAB

Aunque la potencia activa que fluye por el DAB queda definida por (54) y por lo tanto está directamente ligada con la corriente que fluye por el DAB, este límite tiene un origen totalmente distinto al anterior que se explica a continuación.

Si se tiene un circuito como el de la Figura 77 pero en este caso no se van a tener en cuenta ni las pérdidas, R, ni el transformador, ya que al final al pasarlo a unitarias este desaparece. El circuito se compone de una inductancia que es alimentada por una tensión que es $\bar{V}_{red} = V_{red}\angle\delta$. En el otro lado de la inductancia se tiene una tensión $\bar{V} = V\angle 0$ y se está absorbiendo una potencia compleja $S_L = P_L + jQ_L$ que fluye de V_{red} a V. Si se resuelven las ecuaciones de dicho circuito se obtiene:

$$\begin{cases} P_L(V) = \dfrac{V_{red}V}{X}\text{sin}(\delta) \\ Q_L(V) = \dfrac{V_{red}V}{X}\text{cos}(\delta) - \dfrac{V^2}{X} \end{cases} \tag{64}$$

Si en vez de utilizar el ángulo de separación entre las dos tensiones, δ, se utiliza el ángulo del factor de potencia, ϕ, y reformulando (64) se obtiene:

$$\left(\frac{V_{red}V}{X}\right)^2 = P_L(V)^2 + \left(Q_L(V) + \frac{V^2}{X}\right)^2 \tag{65}$$

Es una ecuación que relaciona todas las soluciones posibles del circuito cuando el efecto de V se ha tenido en cuenta en (64).

Si se normaliza (65):

$$p = -v^2\text{sin}(\phi)\text{cos}(\phi) + v\,\text{cos}(\phi)\sqrt{1 - v^2\text{cos}^2(\phi)} \tag{66}$$

donde $p = \frac{P_L}{V_{red}^2 X}$ y $v = \frac{V}{V_{red}}$.

La ecuación (66) describe una familia de curvas con ϕ como parámetro. Se conocen estas curvas como curvas de nariz [LBV17, Nar12] debido a su forma y representan la tensión V en función de la potencia activa que fluye por la inductancia. La Figura 93 muestra estas curvas de nariz para una serie de valores de ϕ. Se puede ver para un valor

de p existen dos soluciones, la solución que da lugar a un sistema estable es la que se encuentra en la parte superior de la curva.

Existe una solución de potencia máxima que se da en la punta de la nariz:

$$P_{L_{max}} = \frac{V_{red}}{X}\sqrt{\frac{V_{red}^2}{4} - Q_L X} \tag{67}$$

Este valor máximo para ϕ constante es muy importante ya que si se intenta superar al no haber solución de la función (66) implica que no existe tensión V que pueda mantener tal potencia y por lo tanto ocurre un colapso de tensiones. Si se puede modificar el factor de potencia durante la operación entonces lo que habría que hacer, para alejarse del límite de potencia, es reducir ϕ, ya que entonces $Q_L < 0$.

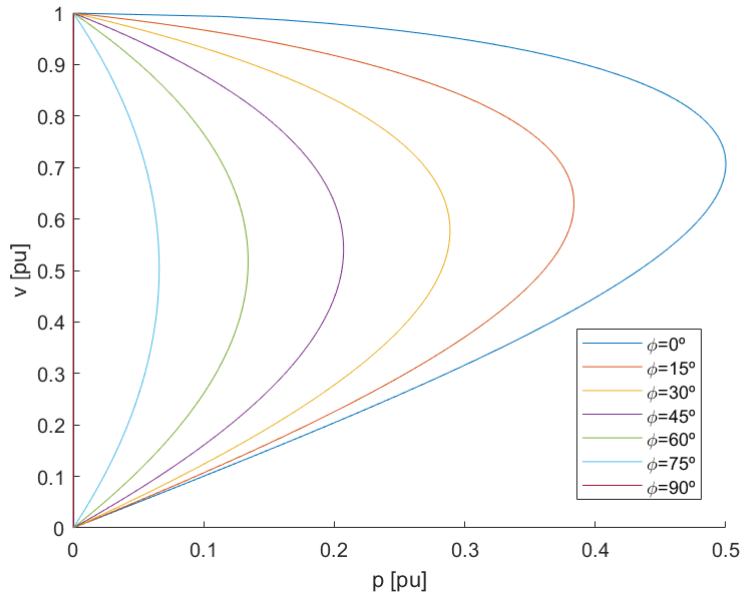


Figura 93. Diferentes curvas de nariz en función del valor ϕ.

Para el buen funcionamiento del DAB también es importante tener en cuenta este límite de potencia que fluye del primario al secundario para que no haya colapso de tensiones. El DAB en el funcionamiento explicado hasta ahora no genera potencia reactiva extra ya que $i_{1_q}^{ref} = 0$, por lo que estaríamos en el caso de $\phi = 0°$ de la Figura 66 y por lo tanto $p_{l_{max,pu}} = \frac{v_{red}^2}{2x}$.

En caso de que fuera necesario aumentar el valor de la potencia máxima del DAB se podría o bien cambiar el módulo de las moduladoras del VSC del primario como se propuso en la sección anterior o bien se podría cambiar la referencia del la corriente i_{1_q} para que hubiera un flujo de potencia reactiva en el DAB.

4.6.3. Resultados de las limitaciones del DAB

En este ensayo se ha pasado de unas moduladoras del VSC del primario de 1 a 3 p.u. El objetivo del ensayo es comprobar que el cambio de las moduladoras del VSC del primario

del DAB reduce el valor de la corriente que atraviesa el transformador trifásico de tal forma que el punto de operación se aleja del límite de corriente y potencia máximas.

Como se puede observar al subir la tensión sube la potencia activa y por lo tanto también la tensión del bus de CC, Figura 94. Finalmente, el control reduce la corriente del transformador para mantener la tensión del bus de CC en su referencia como se puede ver en la Figura 95.

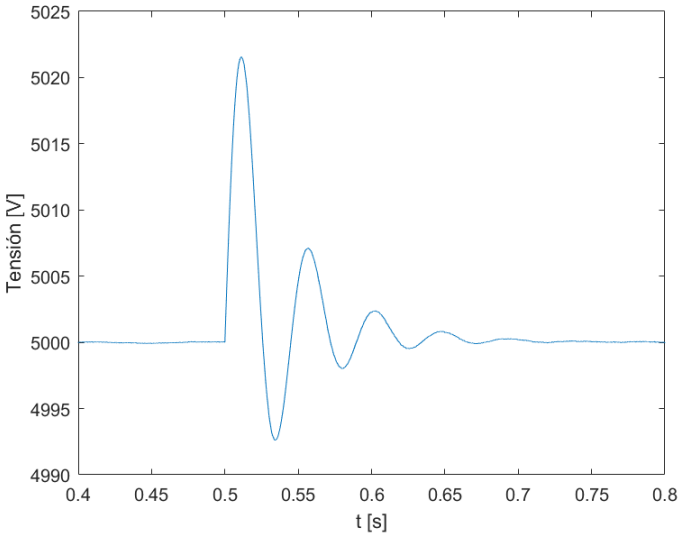


Figura 94. Tensión de la etapa CC del secundario del DAB ante un cambio de moduladoras del primario.

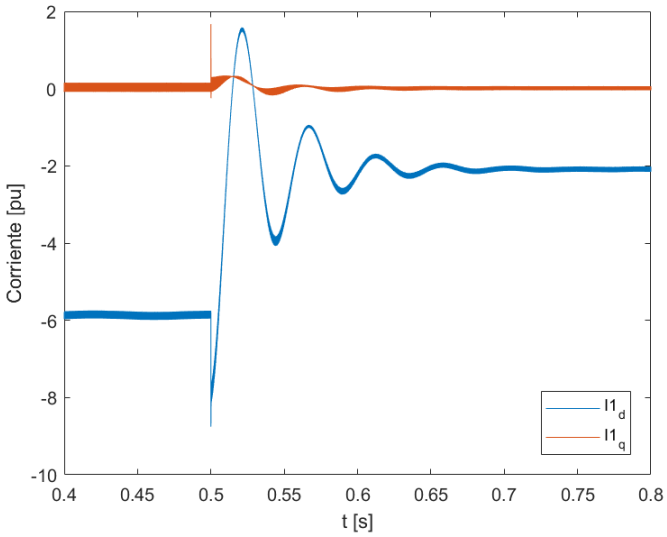


Figura 95. Corriente del DAB ante un cambio de moduladoras del primario.

Luego un cambio de las moduladoras del VSC del primario, siempre y cuando su valor lo mantenga en la región de modulación lineal, puede utilizarse como técnica para que el DAB se aleje de su límite de corriente y potencia máximos, y opere de forma segura.

Capítulo 5

Análisis de un MMC y sus aplicaciones en el transformador electrónico

5.1. Introducción

El MMC es una topología de convertidor prometedora dentro de la familia de los convertidores multicelda que elimina la necesidad de una fuente de CC y de un transformador operando a un nivel alto de tensión [DDWZ17]. Estos convertidores se pueden convertir en una solución para aplicaciones industriales que requieran de alta tensión y potencia. El MMC se basa en la conexión en serie de submódulos para generar la tensión necesaria a la vez que se consigue una tensión de salida multinivel de alta calidad.

Los submódulos son bloques que se pueden configurar de múltiples formas utilizando IGBT y condensadores de CC. Su número depende tanto de la aplicación como de las especificaciones técnicas de los IGBT [Aka11]. Las principales características del MMC según [PBR+14] son las siguientes:

- Su construcción modular le permite ser escalable en tensión y potencia.
- Puede producir corrientes y tensión de salida con un reducido $\frac{dV}{dt}$ y rizado. Suele ser también habitual que se consiga un valor pequeño de THD.
- Si se utilizan un número elevado de submódulos estos operarán a una frecuencia de conmutación reducida, reduciendo de esta forma las pérdidas.
- Se pueden incluir submódulos redundantes en los brazos para obtener de esta forma un MMC capaz de operar en situaciones de falta del sistema eléctrico.

Los submódulos utilizados en el MMC son circuitos CC-CA basados en IGBT y condensadores de baja tensión. En [DDWZ17, NLDD14] presenta una clasificación de los diferentes submódulos que se pueden utilizar en este circuito que se resume en la Tabla 10.

Existen múltiples formas de modelar el MMC que tienen en cuenta ciertas dinámicas o suposiciones en el modelo. Destacan los modelos de [DWF+17] que tiene en cuenta

Parámetro	HB	FB	FC	CH	CD
Niveles de tensión	2	3	3	3	4
Máxima tensión bloqueada por submódulo	V_c	V_c	$2V_c$	$2V_c$	$2V_c$
Número máximo de dispositivos en conducción	1	2	2	2	3
Pérdida de potencia	Baja	Moderada	Moderada	Moderada	Alta
Complejidad del control de los submódulos	Baja	Baja	Alta	Baja	Baja
Capacidad de bloqueo de corriente de falta CC	No	Sí	No	No	Sí

HB = Medio puente, FB = Puente entero, FC = Condensador volante, CH = Medio puente en cascada, CD = Doble pinza

Tabla 10. Resumen de las características de los diferentes submódulos que se pueden utilizar en un MMC. [DDWZ17]

dinámicas del bus de CC para aplicaciones de HVDC. Otros modelos más sencillos son los presentados por [SHN+16] o [LYX+14] donde se supone que existe una inducción mutua de las inductancias de brazo del MMC. El modelo utilizado en este TFM para simular el MMC es similar al de [LYX+14] o [Had15].

Se han presentado en diversos estudios diferentes estructuras de control del MMC en función del modelo empleado, su aplicación y el PWM utilizado. En [DDWZ17] se presenta dos tipos de control, uno de ellos llamado clásico basado en los controles PR y PI y otro basado completamente en control predictivo por modelo (MPC, del inglés *model predictive control*). Otros controles desarrollados para el MMC están en [SHN+16], se propone un control para cada fase del MMC de forma independiente utilizando controles PR y PI para las diferentes dinámicas. Además para el caso específico del MMC trifásico [SHN+16, DDWZ17] presentan un control basado en PI utilizando la transformada de Park.

Las aplicaciones potenciales de los MMC son diversas y en función de estas se utilizará un tipo de control y técnica de PWM diferentes. En el sistema eléctrico con alta tensión MMC puede utilizarse para mejorar la calidad de la potencia de la red como en un compensador estático de energía reactiva (STATCOM, del inglés *static VAR compensator*) o un controlador unificado de potencia (UPQC, del inglés *unified power quality conditioner*), también puede utilizarse como base de un sistema HVDC de dos terminales o multi-terminal [SHN+16, DDWZ17]. Además, los MMC también pueden utilizarse para el control de motores eléctricos en media tensión.

5.2. Circuito y modelo del MMC estudiado [SHN+16]

El circuito de un MMC se puede ver en la Figura 96. En este caso se van a estudiar los MMC trifásicos. Como se puede observar el circuito se compone de varias partes. Cada fase se compone de dos brazos uno superior y otro inferior, y además cada brazo se compone de N submódulos, también llamados celdas. El conjunto de submódulos que compone un brazo se puede interpretar como una fuente de tensión variable de valor $v_{u,l}$.

Para reducir los armónicos en las corrientes por los brazos debidos a las conmutaciones de los submódulos se añade una inductancia de valor L, llamada inductancia de brazo. También aparece en el modelo una resistencia parásita que puede modelar las pérdidas de L y de los submódulos.

Los submódulos pueden tener diversas topologías como recoge [DDWZ17] y como ya se ha mencionado anteriormente. En este trabajo se ha estudiado la topología de medio puente por lo que se va a mostrar su funcionamiento un poco más en detalle.

Un medio puente, también conocido como celda chopper, tiene dos interruptores S_1 y S_2 que son dos IGBT con diodos antiparalelos y un condensador de CC. Este submódulo tiene tres estados posibles que se explican en la Tabla 11. Si está en modo insertado el condensador puede cargarse o descargarse en función de la corriente del brazo, mientras que si está eliminado la tensión del condensador es constante independientemente de la corriente del brazo. En el estado bloqueado el condensador se puede cargar a través del diodo del interruptor S_2 pero no se puede descargar, este modo se utiliza normalmente en los transitorios de inicialización del MMC.

Aunque la tensión de los condensadores de cada submódulo varía con el tiempo siempre se van a encontrar cerca de su valor de referencia, $\frac{E}{2}$, en un punto de operación normal. Por lo que se puede suponer como una primera aproximación constante que el valor de la tensión del condensador. Si se elije en cada momento cuantos submódulos de cada brazo se necesitan insertados se puede obtener una tensión $v_{u,l} \in [0;\, E]$.

Uno de los objetivos del control del MMC es regular la tensión de los condensadores de los submódulos a un valor $V_c^{ref} = \frac{E}{2}$ que cumple:

$$V_c(t) = \int_{0^+}^{t} I_c(\tau) d\tau \tag{68}$$

S_1	S_2	V_{AB}	Estado
1	0	V_c	Insertado
0	1	0	Eliminado
0	0	Indeterminado	Bloqueado

Tabla 11. Estados posibles de un medio puente.

Como se puede observar en la Tabla 11 los estados habituales durante la operación del MMC son el insertado y eliminado. En dichos estado los valores de los interruptores del submódulo son complementarios, por lo tanto la corriente por el condensador y la tensión del submódulo en función del estado de S_1 son:

$$I_c(t) = S_1(t) I_{u,l}(t), \qquad V_{AB}(t) = S_1(t) V_c, \qquad \text{con } S_1 \in \{0,\, 1\} \tag{69}$$

En una caso práctico el bus de CA del MMC está conectado a través de un transformador trifásico a la red eléctrica. Una ventaja de este transformador es que genera aislamiento galvánico y el neutro de la Y del transformador se debe dejar al aire.

El bus de CC se puede modelar al igual que en el caso de los VSC de dos niveles con una característica únicamente capacitiva de valor $2C_d$ entre el polo positivo o negativo y el neutro. De esta forma se tiene una capacitancia de valor C_d entre el polo positivo y negativo. Si se asume que el bus de CC está equilibrado entonces,

$$v_{du} = v_{dl} = \frac{v_d}{2} \tag{70}$$

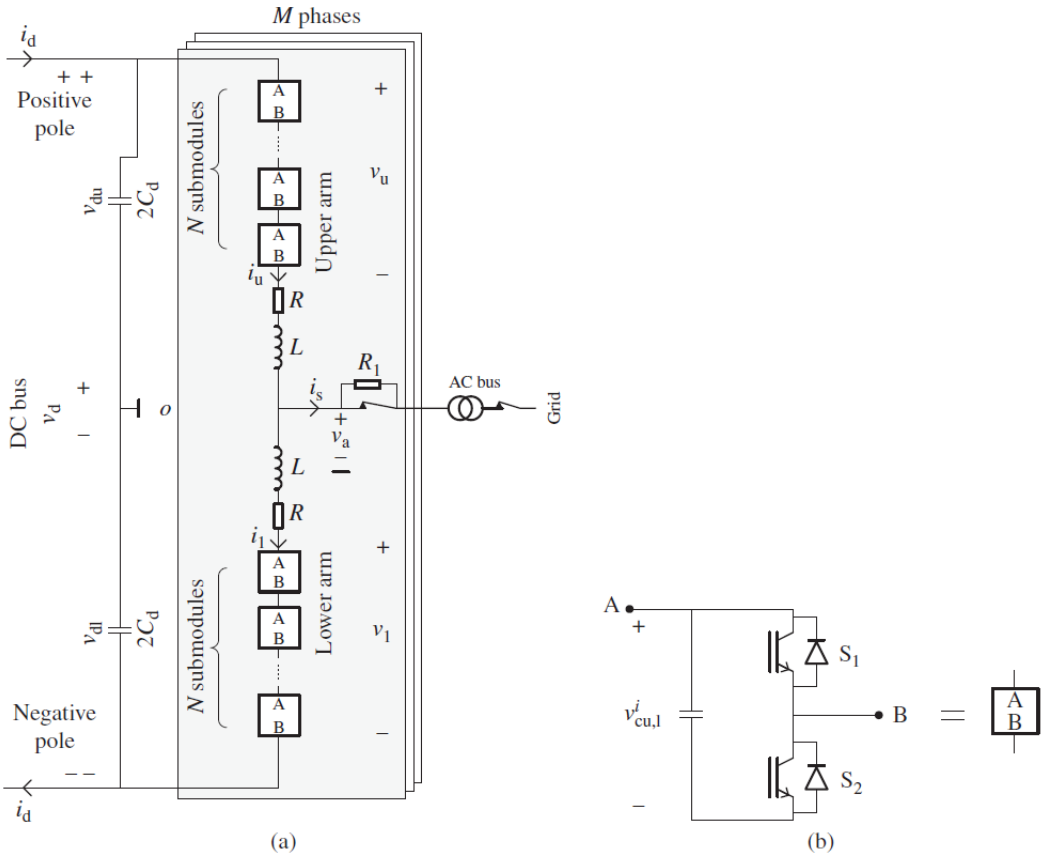


Figura 96. Estructura de un MMC [SHN+16] (a) Circuito del MMC (b) Circuito de un submódulo.

A partir de la Figura 96 se obtiene el sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias del MMC, para cualquiera de las fases donde $i = A, B, C$:

$$\begin{cases} V_{u_i} = \dfrac{E}{2} - V_{a_i} - R_i I_{u_i} - L_i \dfrac{dI_{u_i}}{dt} \\ V_{l_i} = \dfrac{E}{2} + V_{a_i} - R_i I_{l_i} - L_i \dfrac{dI_{l_i}}{dt} \end{cases} \tag{71}$$

Una forma de modelar este circuito es desarrollar dos conjuntos de ecuaciones uno en modo común y otro en modo diferencial. A partir de los sentidos de las corrientes de la Figura 96 se puede obtener las corrientes que definen estos dos nuevos modos:

$$\begin{cases} I_{s_i} = I_{u_i} - I_{l_i} \\ I_{c_i} = \dfrac{I_{u_i} + I_{l_i}}{2} \end{cases} \tag{72}$$

La primera de las dos es la corriente de salida por el bus de CA del MMC y es medible. La segunda es la que se conoce como corriente circulante y se debe a los armónicos de las conmutaciones de los submódulos entre otros factores y no es medible ya que no es una corriente real, sino una transformación matemática de circuito original que permite de esta forma desarrollar una estrategia de control sencilla.

Si se hace una transformación similar en las tensiones se obtiene:

$$\begin{cases} V_{s_i} = \dfrac{V_{l_i} - V_{u_i}}{2} \\ V_{c_i} = \dfrac{1}{2}\left(E - (V_{l_i} + V_{u_i})\right) \end{cases} \tag{73}$$

Estas tensiones se pueden interpretar, como se mostrará mas tarde con las ecuaciones, como tensiones controlables que generan las corrientes de (72). A partir de las transformaciones hechas en (72) y (73) se puede obtener la transformación inversa de las corrientes y tensiones:

$$\begin{cases} I_{u_i} = I_{c_i} + \dfrac{I_{s_i}}{2} \\ I_{l_i} = I_{c_i} - \dfrac{I_{s_i}}{2} \end{cases} \tag{74}$$

$$\begin{cases} V_{u_i} = \dfrac{E}{2} - (V_{s_i} + V_{c_i}) \\ V_{l_i} = \dfrac{E}{2} + V_{s_i} - V_{c_i} \end{cases} \tag{75}$$

La Figura 97 es una aproximación del circuito de una sola fase del MMC y se va a utilizar para desarrollar el control. Como se puede ver se han aproximado los submódulos por unas fuentes de tensión controlables. De la misma forma que se hizo con el DAB, un transformador o un filtro L se pueden conectar a la salida del convertidor y se ven representados por los parámetros L_g y R_g.

A partir de (71) se pueden aplicar las transformaciones anteriores, con la ayuda de (72) y (73), obteniéndose la reformulación del problema incluyendo las variables en modo diferencial y común:

$$\begin{cases} V_{a_i} = V_{s_i} - \dfrac{R_i}{2} I_{s_i} - \dfrac{L_i}{2} \dfrac{dI_{s_i}}{dt} \\ V_{c_i} = R_i I_{c_i} + L_i \dfrac{dI_{c_i}}{dt} \end{cases} \tag{76}$$

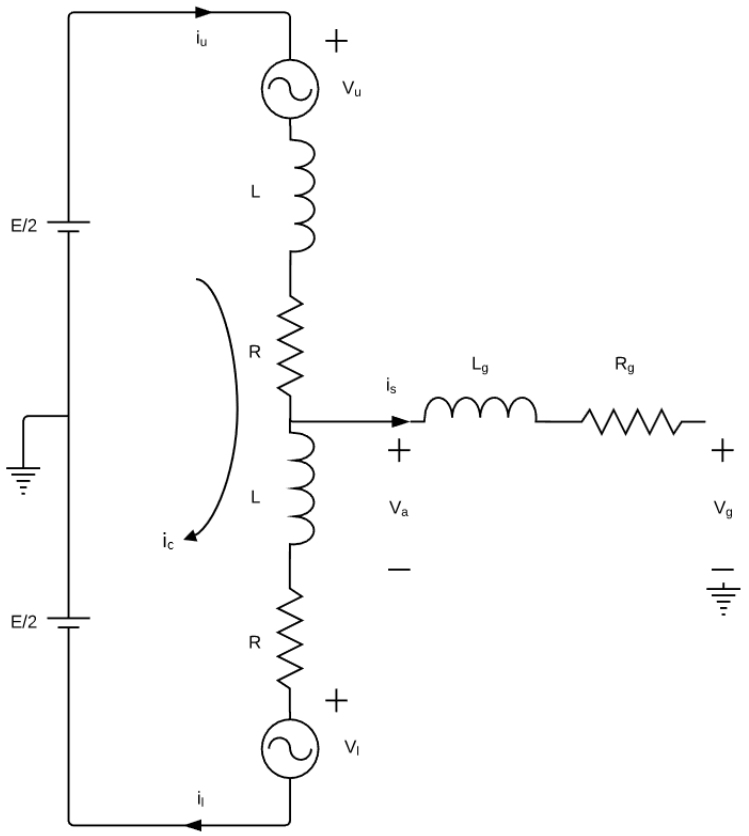


Figura 97. Aproximación de una fase del MMC.

Si a (76) se le incluyen las dinámicas debidas a L_g y R_g se obtiene:

$$\begin{cases} V_{g_i} = V_{s_i} - \underbrace{\left(\frac{R_i}{2} + R_g\right)}_{R_{eqs}} I_{s_i} - \underbrace{\left(\frac{L_i}{2} + L_g\right)}_{L_{eqs}} \frac{dI_{s_i}}{dt} \\ V_{c_i} = R_i I_{c_i} + L_i \frac{dI_{c_i}}{dt} \end{cases} \tag{77}$$

Observando (76) se puede deducir algo interesante. La tensión a la salida del MMC, V_{a_i} se ve afectada por la mitad del valor de R_i e L_i. Esto se debe a que desde el punto de vista de V_{s_i} e I_{s_i}, que son funciones en alterna, la inductancia de brazo superior se encuentra en paralelo con la inductancia de brazo inferior. Mientras que la tensión y corriente circulantes, V_{c_i} e I_{c_i} respectivamente se ven afectadas por las dinámicas de la inductancia de brazo.

Al aplicar la transformaciones a unidades en p.u. presentadas en la Sección 2.2 sobre (77) se obtiene el sistema en p.u. para cualquiera de las fases:

$$\begin{cases} \frac{di_{s_i}}{dt} = \frac{1}{l_{eq_s}}(v_{s_i} - v_{g_i} - r_{eq_i} i_{s_i}) \\ \frac{di_{c_i}}{dt} = \frac{1}{l}\left(v_{c_i} - r i_{c_i}\right) \end{cases} \tag{78}$$

Si los parámetros de los sistemas de ecuaciones (78) de las fases A, B y C son idénticos y se aplica la transformada de Park, se obtienen los sistemas del MMC en p.u. y en ejes dq:

$$\begin{cases} \dfrac{di_{s_d}}{dt} = \Omega_b \left(\dfrac{1}{l_{eq_s}} (v_{s_d} - v_{g_d} - r_{eq_d} i_{s_d}) + \omega i_{s_q} \right) \\ \dfrac{di_{s_q}}{dt} = \Omega_b \left(\dfrac{1}{l_{eq_s}} (v_{s_q} - v_{g_q} - r_{eq_q} i_{s_q}) - \omega i_{s_d} \right) \end{cases} \tag{79}$$

$$\begin{cases} \dfrac{di_{c_d}}{dt} = \Omega_b \left(\dfrac{1}{l} (v_{c_d} - r i_{c_d}) + \omega i_{c_q} \right) \\ \dfrac{di_{c_q}}{dt} = \Omega_b \left(\dfrac{1}{l} (v_{c_q} - r i_{c_q}) - \omega i_{c_d} \right) \end{cases} \tag{80}$$

Al obtener dos sistemas de ecuaciones diferenciales completamente independientes (79) y (80) se podrán controlar las dos corrientes, de salida y circulante, por separado.

Como se verá más adelante, la corriente i_{s_d} es la que se debe controlar para mantener la tensión del condensador de la etapa de CC que alimenta al MMC. Mientras que i_{s_q} se puede utilizar para controlar de manera independiente la potencia reactiva que absorbe el convertidor. Durante la operación normal del MMC, las referencias de i_{c_d} e i_{c_q} deben ser nulas para eliminar la corriente circulante.

El sistema de ecuaciones (79) es el que se va a emplear en las siguientes secciones para el diseño del control y las simulaciones del control de la corriente de salida. Como se puede observar la corriente de salida del MMC en ejes dq se puede describir con 2 variables de estado. Con las transformaciones de las variables del circuito explicadas anteriormente, la única entrada controlable en este sistema es la tensión v_{s_d} y v_{s_q}, de tal forma que la representación de estado de la corriente de salida en p.u. y ejes dq es:

$$\dot{\tilde{x}}_s(t) = \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{-r_{eq_s}}{l_{eq_s}} & \omega \\ -\omega & \frac{-r_{eq_s}}{l_{eq_s}} \end{bmatrix}}_{\tilde{A}_s} \tilde{x}_s(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{1}{l_{eq_s}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_{eq_s}} \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{contr_s}} \tilde{u}_{contr_s}(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{-1}{l_{eq_s}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{l_{eq_s}} \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{pert_s}} \tilde{u}_{pert_s}(t) \tag{81}$$

El vector de variables de estado es $\tilde{x}_s^T = [i_{s_d}\ i_{s_q}]$, el vector de entradas controlables es $\tilde{u}_{contr_s}^T = [v_{s_d}\ v_{s_q}]$ y el vector de entradas no controlables es $\tilde{u}_{pert_s}^T = [v_{g_d}\ v_{g_d}]$.

El sistema de ecuaciones (80) es el que se va a emplear en las siguientes secciones para el diseño del control y las simulaciones del control de la corriente circulante. Como se puede observar la corriente circulante del MMC en ejes dq se puede describir con 2 variables de estado. Con las transformaciones de las variables del circuito explicadas anteriormente, la única entrada controlable en este sistema es la tensión v_{c_d} y v_{c_q}, de tal forma que la representación de estado de la corriente de salida en p.u. y ejes dq es:

$$\dot{\tilde{x}}_c(t) = \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{-r}{l} & \omega \\ -\omega & \frac{-r}{l} \end{bmatrix}}_{\tilde{A}_c} \tilde{x}_c(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{1}{l} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l} \end{bmatrix}}_{\tilde{B}_{contr_c}} \tilde{u}_{contr_c}(t) \tag{82}$$

El vector de variables de estado es $\tilde{x}_c^T = [i_{c_d}\ i_{c_q}]$, el vector de entradas controlables es $\tilde{u}_{contr_c}^T = [v_{c_d}\ v_{c_q}]$.

5.2.1. Bloque MMC diseñado para la simulación

Debido a las limitaciones de la biblioteca de Simulink-MATLAB utilizada se decidió crear un bloque para simular los diferentes modelos y aproximaciones del MMC basado en submódulos con medios puentes.

5.2.1.1. Bloque MMC con fuentes de tensión controlables

Esta primera aproximación del MMC es una implantación del circuito de la Figura 98. Incluye la salida de las tres fases pero no aparecen los elementos L_g o R_g. En este circuito las fuentes de tensión son controlables y tienen como entradas las moduladoras del PWM que se van a comentar en la siguiente sección.

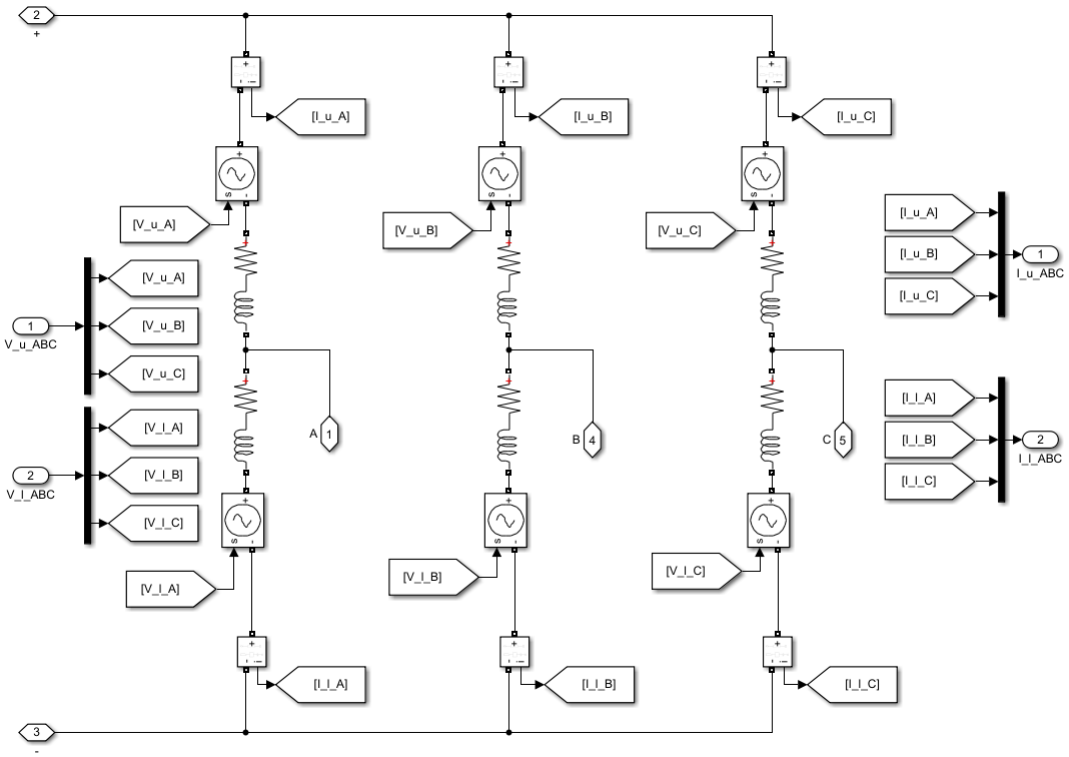


Figura 98. Bloque del MMC con fuentes ideales utilizado para las simulaciones.

5.2.1.2. Bloque MMC con medios puentes

Esta segunda aproximación del MMC incluye los submódulos con la topología de medio puente como en la Figura 96. Los submódulos en vez de incorporar un condensador que tiene tensión variable se ha conectado un generador de tensión CC de valor $\frac{E}{N}$ así se puede estudiar el MMC sin tener en cuenta el efecto del control del balanceo de las tensiones de los submódulos.

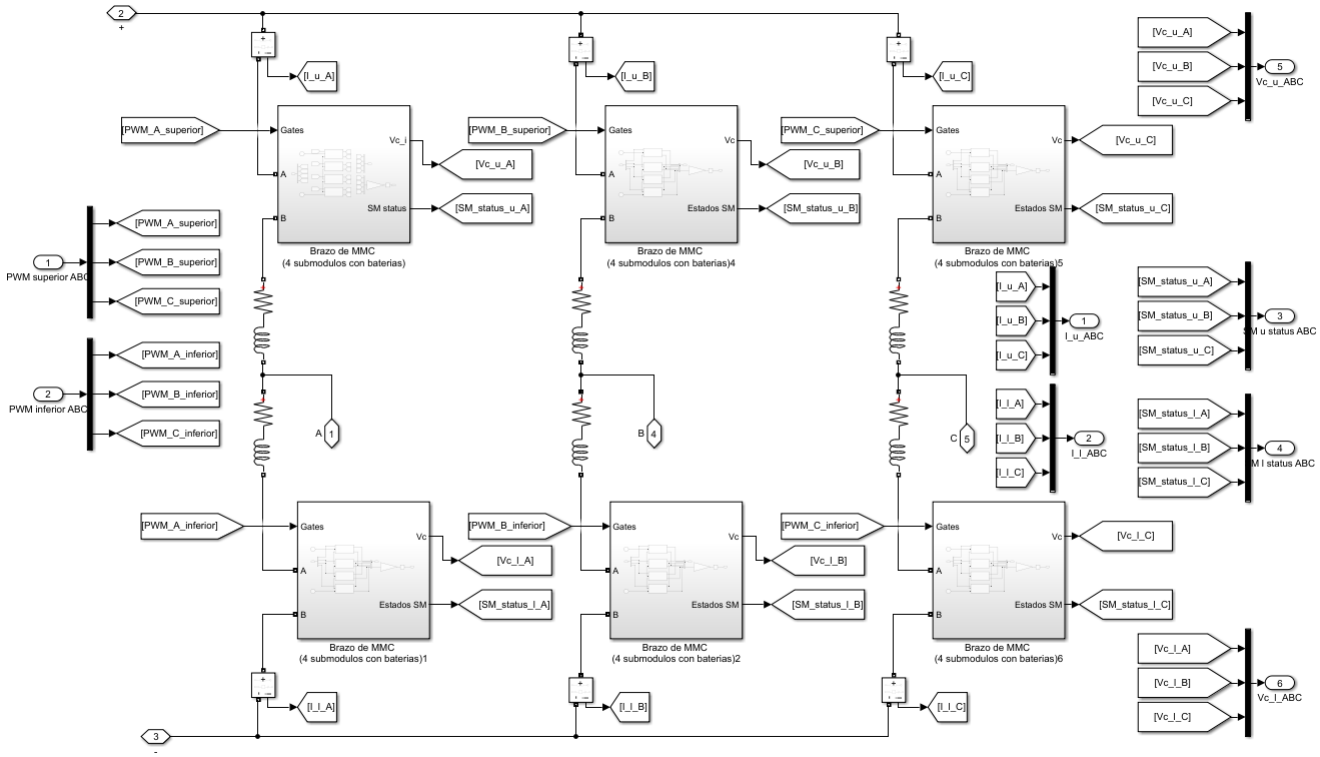


Figura 99. Bloque del MMC con medios puentes.

La Figura 100 muestra como se van a simular los brazos del MMC, en este caso para $N = 4$. La Figura 101 muestra como se va a simular un submódulo, en este caso el submódulo tiene conectado una fuente de tensión constate. Si se quisiera estudiar un MMC real sólo se necesitaría cambiar la fuente por un condensador.

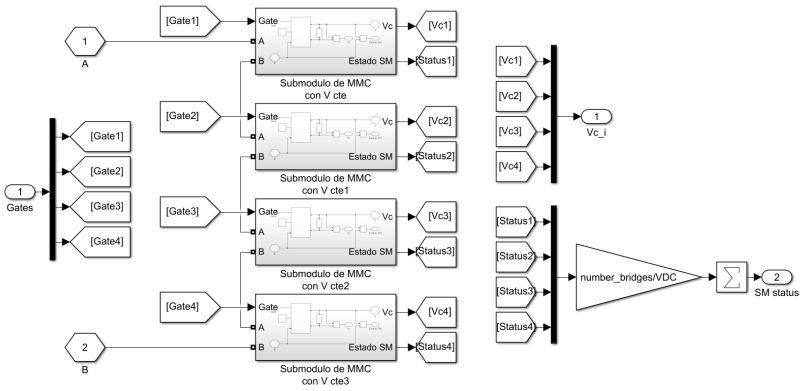


Figura 100. Bloque del brazo del MMC

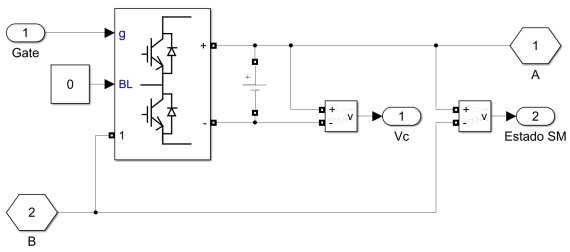


Figura 101. Bloque del submódulo del MMC.

5.3. PWM de un MMC [DDWZ17]

Los esquemas de PWM son ampliamente usados para controlar la tensión de CA de los convertidores, la referencia de tensión se consigue a la salida del convertidor variando el ciclo de trabajo de los interruptores. El objetivo final del PWM es reducir la THD de la

tensión a una frecuencia de conmutación dada. Existen tres familias de PWM para MMC en función de su frecuencia de conmutación como muestra la Figura 102.

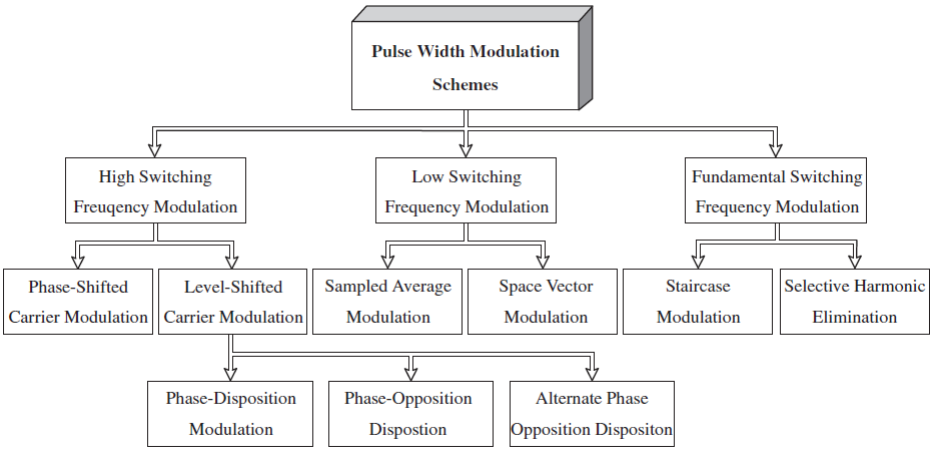


Figura 102. Diferentes tipos de PWM que pueden utilizarse para controlar un MMC en función de la frecuencia de conmutación. [DDWZ17]

Dentro de la familia de conmutación a alta frecuencia existe dos tipos: la modulación por portadoras desplazadas en fase (PSC-PWM) y la modulación por portadoras desplazadas en nivel (LSC-PWM). La PSC-PWM es la técnica empleada en este trabajo por lo que se comentará más adelante. En la LSC-PWM se compara la moduladora con una serie de portadoras con idéntico valor pico a pico y frecuencia pero estas portadoras se encuentran dispuestas por toda la región de modulación lineal. Es decir, cada portadora tiene un valor medio y así de esta forma entre todas las portadoras la región de modulación lineal del MMC queda cubierta. No es muy recomendable la utilización de esta técnica para los MMC ya que genera una distribución desigual del estrés que sufren los distintos submódulos y un valor elevado de las corrientes circulantes del MMC.

Dentro de la familia de conmutación a baja frecuencia destaca la SVM ya que se puede utilizar en convertidores multinivel de alta potencia. Esta técnica permite seleccionar la mejor conmutación desde el punto de vista de los armónicos y la utilización del bus de CC. A pesar de eso, es bastante complejo de implementar para convertidores con más de tres niveles. Si N es el número de niveles de convertidor el número de vectores de conmutación es N^3 y número de triángulos en el espacio vectorial es $6(N-1)^2$.

Dentro de la familia cuya frecuencia de conmutación es la fundamental está la modulación por escalera y por eliminación selectiva de armónicos. La modulación por escalera, también llamada NLM, no requiere de la generación de portadoras por lo que suele ser una de las técnicas más utilizadas en el control digital de sistemas MMC-HVDC. Además su desempeño mejora drásticamente para convertidores con muchos niveles. Estás técnicas también suelen conocerse como de clasificación ya que lo que el control digital hace es medir las tensiones de los condensadores y en función de su nivel de tensión conectará un submódulo u otro para equilibrarlos.

La selección del tipo de modulación utilizada y sus diversas implicaciones en el control dependen de la aplicación del convertidor multinivel [SHN+16, DDWZ17, JA15]. Normalmente el PSC-PWM, LSC-PWM y SVM suelen utilizarse en el control de motores eléctricos, mientras que el NLM es una buena elección para aplicaciones de HVDC ya que en estos casos los MMC suelen tener por lo menos 200 submódulos. En [Had15] se puede encontrar un estudio comparativo de diversas técnicas de PWM, algunas citadas en esta sección, para la aplicación de HVDC.

5.3.1. PSC-PWM para MMC trifásicos

En este tipo de modulación todas las portadoras tienen la misma frecuencia y la misma amplitud pico a pico, solamente están desfasadas entre ellas. Esta técnica se utiliza para diferentes topologías multinivel y es atractiva para los MMC por las siguientes características [LYX+14]:

- Balancea de forma natural las tensiones de los condensadores de los submódulos cuando la frecuencia de las portadoras es elevada.
- Distribuye el estrés de los semiconductores equitativamente.
- Minimiza el rizado de la corriente del bus de CC.
- Es escalable para múltiples submódulos

Al igual que en los VSC de dos niveles, el control no genera unas moduladoras como (14) directamente por lo que hay que normalizadas por un factor. A partir de un análisis teórico, y sabiendo que el valor máximo posible de tensión en la región de modulación lineal es $\frac{E}{2}$, se propone que este factor sea $\frac{E}{2}$.

Si el MMC tiene N submódulos por brazo entonces se necesitan $2N$ portadoras por fase ya que cada submódulo tiene una portadora asociada. Las portadoras de un mismo brazo van a estar desfasadas entre sí $\frac{2\pi}{N}$ rad. Las portadoras del brazo superior e inferior van a estar también desplazadas entre sí un ángulo:

$$\phi_{\Delta}(N) = \begin{cases} 0 & \text{si } N \text{ es par} \\ \frac{\pi}{N} & \text{si } N \text{ es impar} \end{cases} \tag{83}$$

De tal forma que la fase inicial de la moduladora i del brazo inferior es:

$$\theta_{l_i} = \frac{2\pi}{N}(i-1) + \theta_1 \qquad \text{con } i = 1, 2, ..., N \tag{84}$$

donde θ_1 es la fase inicial que tiene la primera moduladora.

La fase inicial de la moduladora i del brazo superior es:

$$\theta_{u_i} = \theta_{l_i} + \phi_{\Delta}(N) \qquad \text{con } i = 1, 2, ..., N \tag{85}$$

La selección de ϕ_Δ es muy importante ya que en función de su valor la modulación puede generar a la salida del MMC una tensión de $N+1$ o $2N+1$ niveles y eso afecta a los armónicos presentes en las señales. Si se utiliza (83) se consiguen los $2N+1$ niveles que es lo óptimo ya que reduce el THD. En este caso la tensión compuesta pasa a tener $4N+1$ niveles.

Asumiendo que la tensión de los condensadores está equilibrada, éstos tendrán una tensión E/N. Al igual que el PWM para los VSC de dos niveles las portadoras tendrán un valor de pico de ± 1.

Un MMC trifásico requiere de seis moduladoras, tres superiores y tres inferiores. El control generará unas moduladoras de la forma $V_{u,l}^{mod} = \frac{E}{2}\left(1 + v_{norm}^{mod}\right)$ por lo que previo a la comparación con las portadoras se deben normalizar para que tengan la estructura de (14). La única diferencia que hay es que la fase inicial es $\phi_0 \in \{0;\ -\frac{2\pi}{3};\ -\frac{4\pi}{3}\}$ si es para el brazo inferior o $\phi_0 \in \{\pi;\ \pi - \frac{2\pi}{3};\ \pi - \frac{4\pi}{3}\}$ si es para el brazo superior. Como se puede ver estos desfases hacen que las moduladoras tengan siempre valor opuesto. Así se consigue que en una fase siempre haya conectados, $N-1$, N o $N+1$ submódulos.

La ventaja de este tipo de modulación para los convertidores multinivel también radica en que se puede utilizar una frecuencia de las portadoras mucho más reducida que en los VSC de dos niveles ya que al haber múltiples niveles de tensión en la salida del MMC los armónicos se distribuyen en torno a bandas que son múltiplos de $2Nm_f \pm 1$, por lo que si el número de submódulos es elevado prácticamente el efecto de los armónicos es despreciable. Esto se debe a que con el PSC-PWM la frecuencia de conmutación equivalente de los submódulos del MMC es $2Nf_s$.

5.3.2. Bloque del PSC-PWM utilizado en las simulaciones

Las portadoras se generan a partir de una función específica de Matlab, llamada `PortadorasMMC.m`, que se muestra en el Código 1. Esta función genera todas las portadoras para los brazos superiores o inferiores por lo que hay que instanciarla con su bloque dos veces como muestra la Figura 103. Aquí se puede ver como se crea también el desfase entre las portadoras de los brazos superior e inferior. Las portadoras se comparan con las distintas moduladoras de cada fase y brazo, la Figura 104 muestra como se manejan las distintas señales. El bloque de cada brazo de la Figura 104 está representado en la Figura 105 y la lógica utilizada para cada submódulo es la de la Figura 106.

Las moduladoras generadas por el lazo abierto en el caso de la calibración del PSC-PWM o por el lazo cerrado en el caso del control del MMC son:

$$V_{u,l}^{mod} = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} v_{norm}^{mod} \tag{86}$$

Como se ha mencionado anteriormente deben tener la forma de (14) por lo que hay que transformarlas y normalizarlas. En la Figura 105 se puede ver como primero se elimina

el valor medio de la moduladora, $E/2$, y posteriormente se normaliza para que sea como (14).

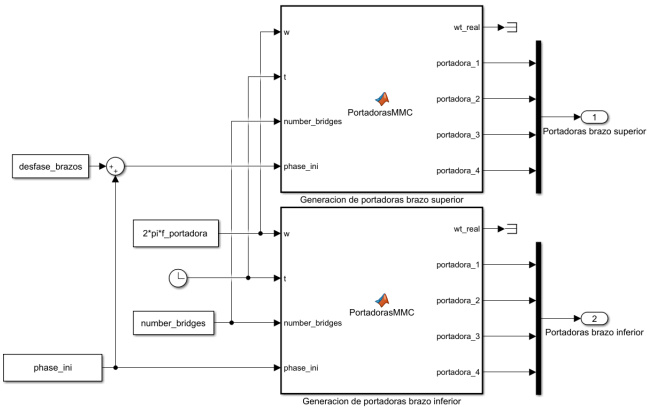


Figura 103. Configuración de la función del Código 1 para la generación de todas las portadoras en el caso de $N = 4$.

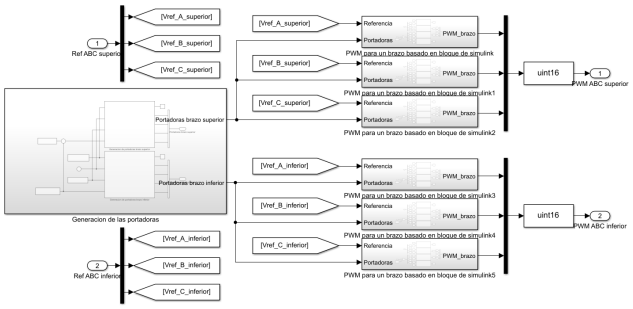


Figura 104. Gestión de las señales por brazos y fases para el PSC-PWM.

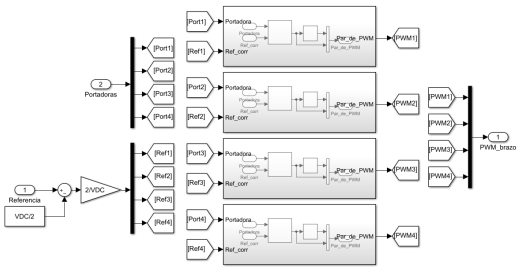


Figura 105. Gestión de las señales y normalización de las moduladoras para el PSC-PWM, en el caso de $N = 4$.

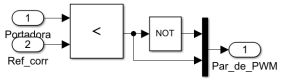


Figura 106. Lógica de comparación de una portadora y una moduladora cualquiera para el PSC-PWM.

5.3.3. Calibrado del PSC-PWM del MMC

El calibrado del PSC-PWM hace comparando, con el circuito de la Figura 107, el modelo del MMC de la Figura 98 con las tensiones ideales controlables y el modelo de la Figura 99 con los medios puentes y tensiones constantes. Las bases y parámetros utilizados son los de las Tablas 12 y 13, respectivamente.

Como se puede ver en las Figuras 108 y 109 las tensiones ya no tienen dos niveles sino que tienen $2N + 1$ o $4N + 1$ niveles para la tensión simple o compuesta, respectivamente. En este caso, al ser $N = 4$, el número de niveles era 5 o 17. Una simple comparación entre las Figuras 23 y 109 muestra como el MMC con PSC-PWM es capaz de reproducir mucho

```
function [wt_real,portadora_1,portadora_2,portadora_3,...
    portadora_4] = PortadorasMMC(w,t,number_bridges,phase_ini)

% Funcion: PortadorasMMC
% Autor: Jorge Lopez Rodriguez-Rosello
% Fecha: 18/06/2019
% Descripcion: Funcion que genera las portadoras de los brazos, ya sean
%              superiores o inferiores del PSC-PWM del MMC
% Entradas:    - w: Pulsacion angular de la salida del MMC (e.g. 50*2*pi)
%              - t: Tiempo de simulacion
%              - number_bridges: Numero de semi-puentes que tiene cada brazo
%              del MMC
%              de un brazo (es un vector 1 x number_bridges)
%              - phase_ini: Fase inicial que tiene que tener cada moduladora
% Salidas:     - wt_real: angulo que se obtiene a partir del tiempo y la
%              pulsacion angular su valor esta entre 0 y 2*pi
%              - portadora_i: portadora i del MMC (aqui hay que annadir
%              tantas portadoras como submodulos haya)

%% Correcion del angulo de las portadoras a partir del tiempo

% Angulo real sin limitar a partir del tiempo
wt_aux = w*t;

% Correcion del angulo real para que este limitado
wt_real = wt_aux-2*pi*floor(wt_aux/(2*pi));

% Correcion del angulo real con las fases iniciales  para que este limitado
% para cada portadora
wt_aux2 = wt_real*ones(1,number_bridges)+phase_ini;
wt = wt_aux2-2*pi*floor(wt_aux2/(2*pi));

%% Calculo de las portadoras en funcion de la fase corregida

portadora_aux = zeros(1,number_bridges);
for j = 1 : 1 : number_bridges
    if (wt(j) >= 0) && (wt(j) < pi)
        % Zona de bajada de la funcion triangular
        portadora_aux(j) = 1-2/pi*wt(j);
    elseif (wt(j) >= pi)  && (wt(j) < 2*pi)
        % Zona de subida de la funcion triangular
        portadora_aux(j) = -3+2/pi*wt(j);
    else
        % Condicion en caso de error
        portadora_aux(j) = 0;
    end
end

%% Salidas de la funcion

portadora_1 = portadora_aux(1);
portadora_2 = portadora_aux(2);
portadora_3 = portadora_aux(3);
portadora_4 = portadora_aux(4);

end
```

Code 1. Ejemplo de la función de Matlab `PortadorasMMC.m` que genera las portadoras del MMC para el caso de $N = 4$.

mejor la tensión compuesta al tener $4N + 1$ niveles que el VSC con PWM de tres niveles. De ahí que los armónicos de los MMC se encuentren a frecuencias elevadas e incluso se puedan despreciar en algunos casos.

En la Figura 110 se comparan las corrientes que fluyen por los dos circuitos equivalentes de la Figura 107 que como se puede observar son prácticamente idénticas y tienen el mismo

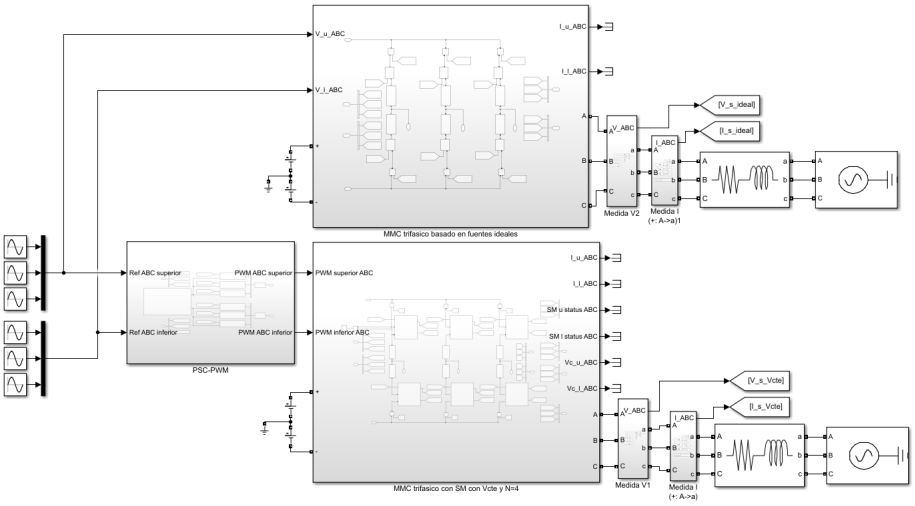


Figura 107. Circuito utilizado para el calibrado del MMC.

Bases	
f_b	50 Hz
$V_b\,(V_{LN}^{RMS})$	220 V
S_b^{III}	100 kVA
$I_b = S_b/3/V_b$	$151,52$ A
Z_b	$1,45\ \Omega$
L_b	$4,6$ mH

Tabla 12. Bases del calibrado del MMC.

Parámetros	
m_f	100
m_a	1
f_{pu}	1
N	4
$l,\ l_g$	$0,15$
$r,\ r_g$	$0,005$
V_{dc}	1 kV

Tabla 13. Parámetros del calibrado del MMC.

valor eficaz. Luego el factor de normalización y las transformaciones hechas para obtener las moduladoras del PSC-PWM son correctos. Por lo tanto el PSC-PWM explicado en esta sección funciona correctamente y se puede utilizar para controlar el MMC.

5.4. Control del MMC

Como se ha mencionado anteriormente se han propuesto diversas topologías de control para el MMC. Los diversos controles [DWF+17, DDWZ17] tienen como objetivo principal controlar la corriente de salida y controlar la tensión de los submódulos, mientras uno de los objetivos secundarios es controlar la corriente circulante.

El modelo matemático del MMC desarrollado se compone de dos sistemas de ecuaciones independientes (79) y (80), po lo que se utilizan controles PI independientes para las corrientes en p.u. y ejes dq. Al igual que en el filtro LCL y en el DAB, la intención era diseñar un control en cascada donde internamente se controlaran las corrientes y externamente se pudiera controlar la tensión del condensador de CC. De esta forma se podría sustituir el VSC y el filtro LCL del primario del transformador electrónico por un MMC con un filtro L, simplificando así la estructura del control y creando un sistema escalable y multinivel.

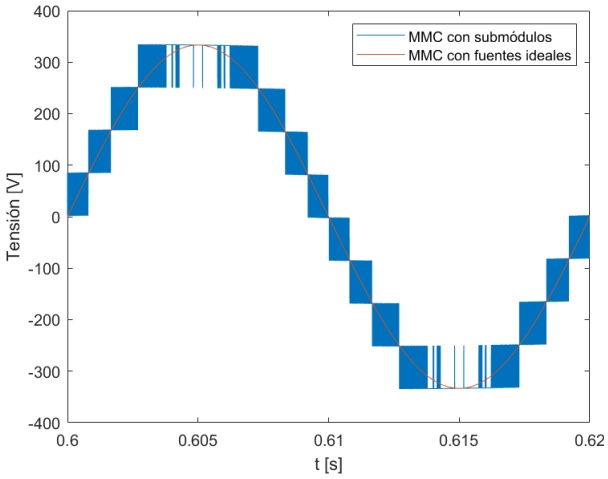


Figura 108. Tensión de fase V_A del calibrado del MMC.

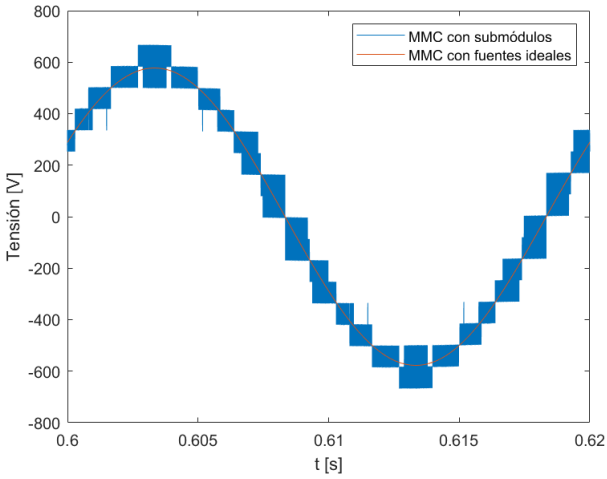


Figura 109. Tensión compuesta V_{AB} del calibrado del MMC.

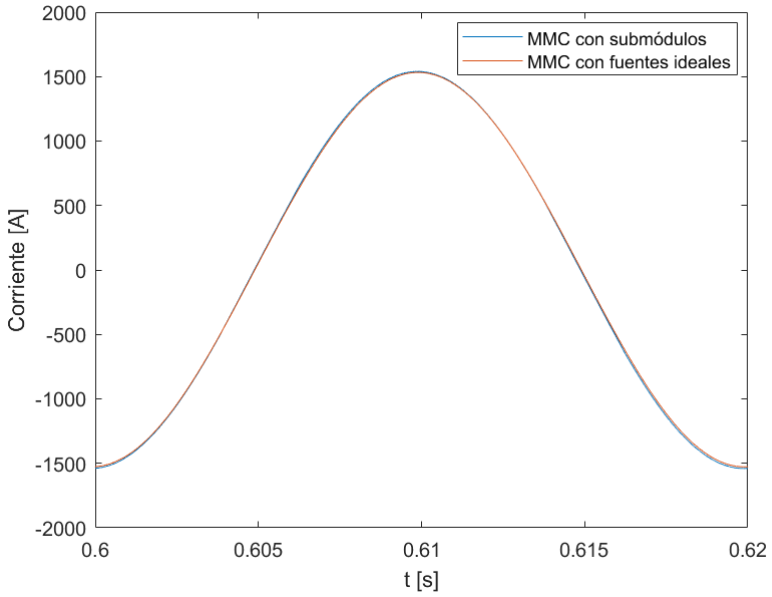


Figura 110. Comparación de las corrientes por la carga RL para el calibrado del PSC-PWM del MMC.

5.4.1. Diseño y simulación del control de corriente de salida en ejes dq

El control de las corrientes i_{s_d} e i_{s_q} se puede interpretar como un problema MIMO 2×2 gracias a las entradas controlables v_{s_d} y v_{s_q}. Esto se consigue añadiendo un efecto integral:

$$\eta s_d = \int \left(i_{s_d}^{ref} - i_{s_d}\right)\, dt \tag{87}$$

$$\eta_{s_q} = \int \left(i_{s_q}^{ref} - i_{s_q}\right)\, dt \tag{88}$$

De tal forma que (81) pasa a ser:

$$\dot{x}_s(t) = \Omega_b \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-r_{eq_s}}{l_{eq_s}} & \omega & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{-r_{eq_s}}{l_{eq_s}} & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_s} x_s(t) + \Omega_b \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{l_{eq_s}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_{eq_s}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{contr_s}} u_{contr_s}(t) + \Omega_b \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-1}{l_{eq_s}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{l_{eq_s}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{pert_s}} u_{pert_s}(t) \tag{89}$$

El vector de variables de estado es $x_s^T = [i_{s_d}\ i_{s_q}\ \eta_{s_d}\ \eta_{s_q}]$, el vector de entradas controlables es $u_{contr_s}^T = [v_{s_d}\ v_{s_q}]$ y el vector de entradas no controlables es $u_{pert_s}^T = [v_{g_d}\ v_{g_d}\ i_{s_d}^{ref}\ i_{s_q}^{ref}]$.

Del vector de variables de estado los dos primeros elementos son las variables de estado de (81) que se pueden obtener tanto a la salida como con las corrientes de brazo aplicando la transformación (72) por lo que posteriormente se pueden transformar a ejes dq como se muestra en la Sección 2.7.2.4. Las últimas dos variables de estado son internas del control por lo que sus valores son conocidos. Por lo tanto, para el control interno de corriente se va a utilizar un control por realimentación de las variables de estado ya que se tiene acceso a todas las variables de estado.

La ganancia del control se obtendrá con un LQR con horizonte de predicción infinito. Las variables de estado del circuito, propiamente dichas, deben ser medidas y filtradas. Para el cálculo del LQR no se han tenido en cuenta los filtros. Aunque se ha comprobado que al añadir los filtros el amortiguamiento de los polos en lazo cerrado no se reducía drásticamente.

La Figura 111[15] muestra el diagrama de bloques se utiliza para diseñar y simular en ejes dq el control interno de la corriente de salida del MMC. Con el lazo cerrado se tiene 4 entradas, de las cuales v_{g_d} y v_{g_q} se consideran perturbaciones puesto que es la tensión de la red. La salida del sistema que está representada por (89) es el vector de estados luego es necesario filtrar los estados excepto η_{s_d} y η_{s_q} ya que son estados generados por el propio control.

Los filtros de medida utilizados son Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 5 kHz. Las matrices de coste del control LQR interno se han elegido como:

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10000 \end{bmatrix} \qquad R = \begin{bmatrix} 0,9 & 0 \\ 0 & 0,9 \end{bmatrix} \tag{90}$$

El regulador obtenido es,

[15]Este diagrama de bloques es el fichero llamado 'sim_MMC_is_dq_lazo_interno_cerrado' que se utiliza para la linealización en el código de MATLAB.

$$K_{MMC_s} = \begin{bmatrix} 1,095 & 0 & -104,477 & 13,992 \\ 0 & 1,095 & -13,992 & -104,477 \end{bmatrix} \tag{91}$$

La Figura 112 muestra la respuesta a escalones unitarios en la referencia de las corrientes i_{s_d} e i_{s_q}. Las perturbaciones tienen valores constantes $v_{g_d} = 1$ y $v_{g_q} = 0$. Se puede observar que al añadir los estados η_{s_d} y η_{s_q} se consigue un efecto integral que permite que las corrientes i_{s_d} e i_{s_q} sigan con error de referencia nulo en régimen permanente a escalones en sus referencias. Existe un pequeño acoplamiento entre los dos ejes ya que al darse un escalón en uno de ellos en el otro aparece una pequeña perturbación.

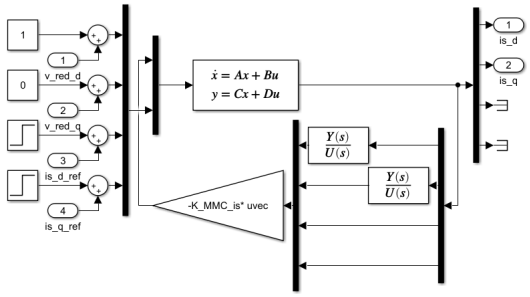


Figura 111. Diagrama de bloques del lazo interno cerrado para el control de la corriente de salida del MMC.

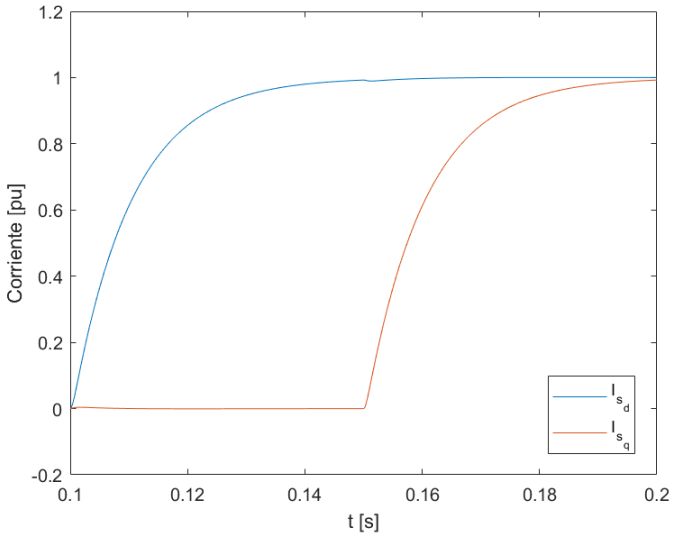


Figura 112. Respuesta a escalones unitarios en i_{s_d} e i_{s_q} en el control interno del MMC.

5.4.2. Diseño y simulación del control de corriente circulante en ejes dq

El control de las corrientes i_{c_d} e i_{c_q} se puede interpretar como un problema MIMO 2×2 gracias a las entradas controlables v_{c_d} y v_{c_q}. Esto se consigue añadiendo un efecto integral:

$$\eta_{c_d} = \int \left(i_{c_d}^{ref} - i_{c_d}\right)\, dt \tag{92}$$

$$\eta_{c_q} = \int \left(i_{c_q}^{ref} - i_{c_q}\right)\, dt \tag{93}$$

De tal forma que (82) pasa a ser:

$$\dot{x}_c(t) = \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{-r}{l} & \omega & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{-r}{l} & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_c} x_c(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} \frac{1}{l} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{contr_c}} u_{contr_c}(t) + \underbrace{\Omega_b \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{pert_c}} u_{pert_c}(t) \quad (94)$$

El vector de variables de estado es $x_c^T = [i_{c_d} \ i_{c_q} \ \eta_{c_d} \ \eta_{c_q}]$, el vector de entradas controlables es $u_{contr_c}^T = [v_{c_d} \ v_{c_q}]$ y el vector de entradas no controlables es $u_{pert_c}^T = [i_{c_d}^{ref} \ i_{c_q}^{ref}]$.

Del vector de variables de estado los dos primeros elementos son las variables de estado de (82) que se pueden obtener tanto a la salida como con las corrientes de brazo aplicando la transformación (72) por lo que posteriormente se pueden transformar a ejes dq como se muestra en la Sección 2.7.2.4. Las últimas dos variables de estado son internas del control por lo que sus valores son conocidos. Por lo tanto, para el control interno de corriente se va a utilizar un control por realimentación de las variables de estado ya que se tiene acceso a todas las variables de estado.

La ganancia del control se obtendrá con un LQR con horizonte de predicción infinito. Las variables de estado del circuito, propiamente dichas, deben ser medidas y filtradas. Para el cálculo del LQR no se han tenido en cuenta los filtros. Aunque se ha comprobado que al añadir los filtros el amortiguamiento de los polos en lazo cerrado no se reducía drásticamente.

La Figura 113[16] muestra el diagrama de bloques se utiliza para diseñar y simular en ejes dq el control interno de la corriente de salida del MMC. Con el lazo cerrado se tiene 4 entradas, de las cuales $i_{c_d}^{ref}$ e $i_{c_q}^{ref}$ se consideran perturbaciones puesto que son corrientes de referencia que serán generadas por un control superior a este control interno. La salida del sistema que está representada por (94) es el vector de estados luego es necesario filtrar los estados excepto η_{c_d} y η_{c_q} ya que son estados generados por el propio control.

Los filtros de medida utilizados son Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 5 kHz. Las matrices de coste del control LQR interno se han elegido como:

$$Q_{MMC_c} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10000 \end{bmatrix} \qquad R_{MMC_c} = \begin{bmatrix} 0,9 & 0 \\ 0 & 0,9 \end{bmatrix} \quad (95)$$

El regulador obtenido es,

[16]Este diagrama de bloques es el fichero llamado 'sim_MMC_ic_dq_lazo_interno_cerrado' que se utiliza para la linealización en el código de MATLAB.

$$K_{MMC_c} = \begin{bmatrix} 1,082 & 0 & -104,980 & 9,501 \\ 0 & 1,082 & -9,501 & -104,980 \end{bmatrix} \tag{96}$$

La Figura 114 muestra la respuesta a escalones unitarios en la referencia de las corrientes i_{c_d} e i_{c_q}. Se puede observar que al añadir los estados η_{s_d} y η_{s_q} se consigue un efecto integral que permite que las corrientes i_{c_d} e i_{c_q} sigan con error de referencia nulo en régimen permanente a escalones en sus referencias. Existe un pequeño acoplamiento entre los dos ejes ya que al darse un escalón en uno de ellos en el otro aparece una pequeña perturbación.

Para el correcto funcionamiento del MMC, la corriente circulantes debe ser nula, por lo que el sus referencia debe ser 0.

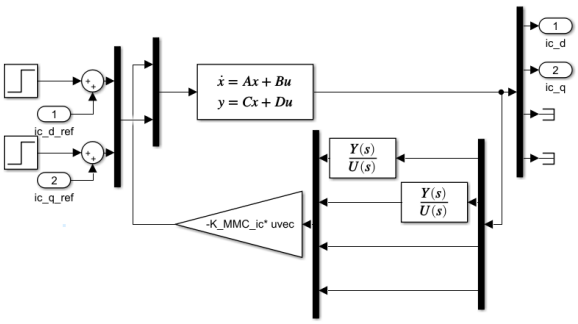


Figura 113. Diagrama de bloques del lazo interno cerrado para el control de la corriente circulante del MMC.

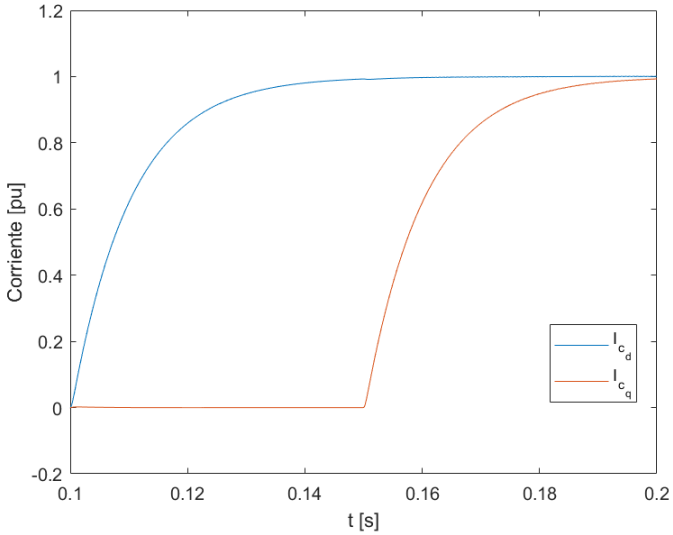


Figura 114. Respuesta a escalones unitarios en i_{c_d} e i_{c_q} en el control interno del MMC.

5.5. Simulador

5.5.1. Circuito del simulador

La Figura 115 muestra el simulador que se ha preparado, así como las medidas trifásicas necesarias para el control de la Figura 116. En este circuito el bloque utilizado para simular el MMC es el que se expone en la Sección 5.2.1.2 y Figura 99. La tensión del bus de CC se supondrá constante.

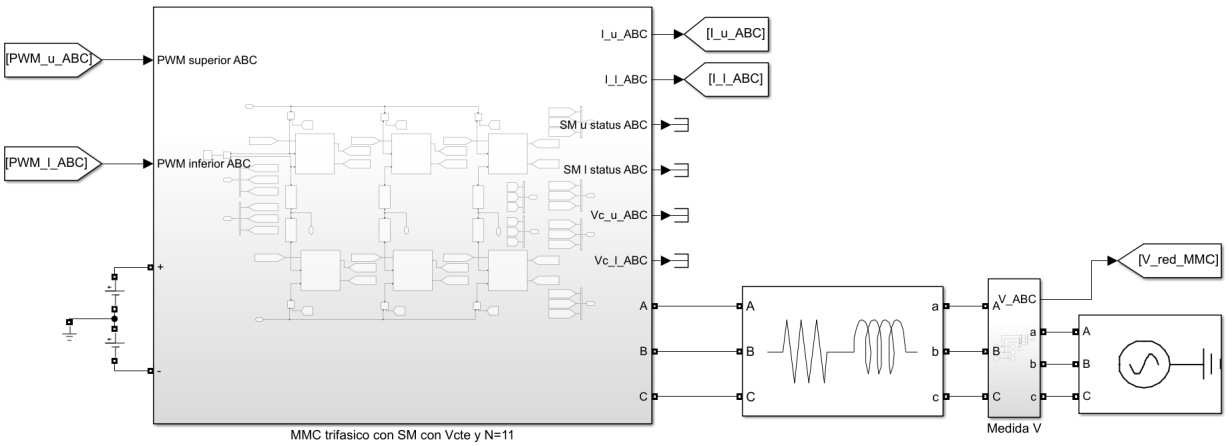


Figura 115. Circuito con MMC, filtro L y red.

5.5.2. Implementación del control en el simulador

La Figura 116 muestra la estructura del control utilizado, así como las señales y referencias internas que se calculan. El objetivo de este control es controlar la corriente de salida y mantener las corrientes circulantes a cero para el correcto funcionamiento del MMC.

A partir de las corrientes de brazo trifásicas se aplica la transformación (72) y se obtiene las corrientes de salida y circulante trifásicas que se pasan a ejes dq. Cada corriente es controlada de forma independiente en p.u. y ejes dq. Así se genera $v_{s_{d,q}}$ y $v_{c_{d,q}}$ que se transforman a trifásica y se aplica la transformación (73) para obtener así las moduladoras que se entregan al PSC-PWM que ya se ha presentado en la Sección 5.3.2.

El PLL utilizado es el mismo que el explicado en la Sección 3.4.1.4. La transformada y antitransformada de Park son las mismas que las explicadas en las Sección 2.7.2.4.

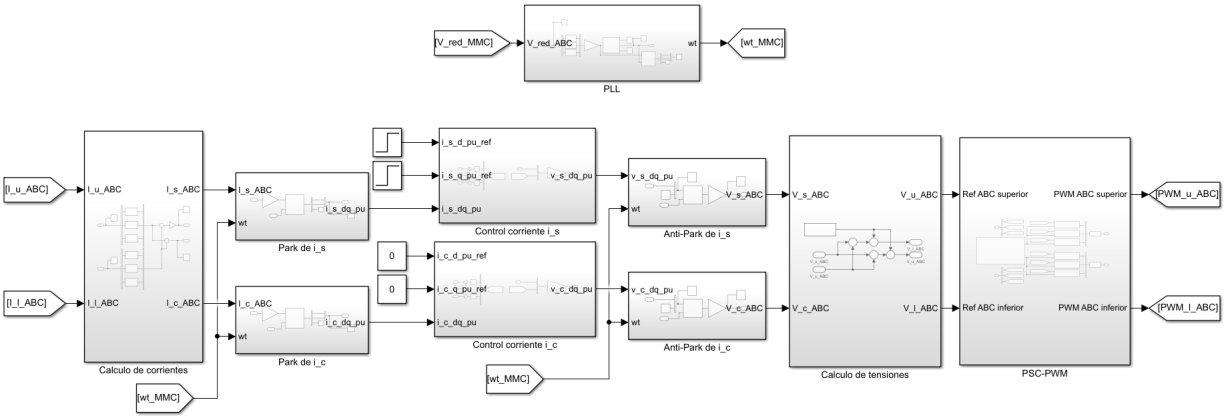


Figura 116. Estructura del control del MMC con filtro L.

5.5.2.1. Lazos de control de corrientes

Los bloques de control de las corrientes de salida y circulante de la Figura 116 se pueden ver en las Figuras 117 y 118 respectivamente.

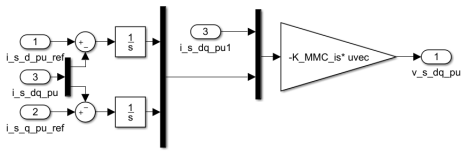


Figura 117. Bloque de control de la corriente de salida del simulador.

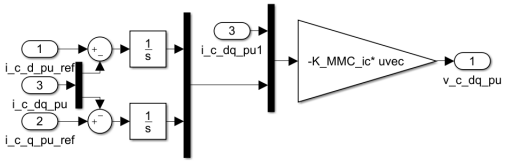


Figura 118. Bloque de control de la corriente circulante del simulador.

Como se comentó en la sección anterior, las ganancias de los controles, K_{LC} y K_{LCL}, tienen como entradas las variables medidas transformadas del circuito y los estados integrales adicionales añadidos por el control para garantizar error de seguimiento cero para referencias constantes en las corrientes.

5.5.2.2. Transformaciones de corrientes y tensiones

Como se ha comentado durante el desarrollo del modelo matemático del MMC. Aunque las corrientes medibles son las corrientes de brazo, el control del MMC no se hace utilizando estas sino que se hace una transformación lineal de las corrientes para trabajar con la corriente de salida del MMC y la corriente circulante. Esta corriente circulante es una corriente que en realidad no existe, es una corriente de malla que circula entre el lado de CC al lazo de CA y que es necesario eliminar. Por eso es importante medir las corrientes de brazo y posteriormente filtrarlas. La Figura 119 muestra el bloque donde se filtran las corrientes de brazo y posteriormente se aplica la transformación definida por (72). Una vez generadas las tensiones que se necesitan para obtener las corrientes de salida y circulante hay que transformar otra vez estas tensiones de "salida" y "circulante" con (73) a las tensiones de brazo que son las moduladoras que se entregan al PSC-PWM y esto se hace con el bloque de la Figura 120.

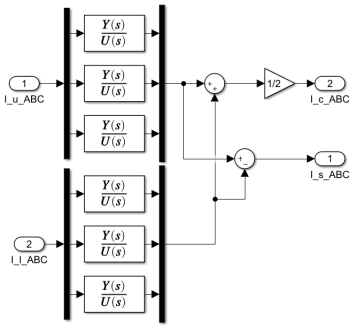


Figura 119. Bloque de control de la corriente de salida del simulador.

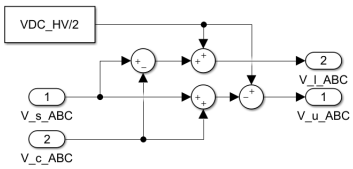


Figura 120. Bloque de control de la corriente circulante del simulador.

5.6. Resultados

Las Tablas 14 y 15 muestran las bases y valores de los parámetros utilizados, respectivamente, para el diseño de los controles y las simulaciones. Los valores base ya se definieron en la Sección 2.2.

Bases	
f_b	50 Hz
V_b	400 V
S_b	10 kVA
I_b	$14,43$ A
Z_b	16 Ω
L_b	51 mH
C_b	199 μF

Tabla 14. Bases del filtro L con MMC.

Parámetros	
m_f	100 Hz
N	11
f_{pu}	1
l, l_g	$0,098$
r, r_g	$0,003$
V_{dc}	5 kV
v_{red}	1

Tabla 15. Parámetros del filtro L con MMC.

En esta sección se van a mostrar y comparar las simulaciones con los mismos controles pero con las distintas aproximaciones del circuito del simulador.

Durante el desarrollo del control y las simulaciones se comenzó con la aproximación más simple del sistema estudiado que son los diagramas de bloques con las ecuaciones en ejes dq de las Figuras 111 y 113. Posteriormente se simuló el circuito de la Figura 115 con el equivalente del MMC de la Figura 98 donde las moduladoras que genera el control se entregan directamente al MMC con tensiones ideales controlables. Para finalizar, se simuló el circuito con el MMC con el modelo con tensiones constantes en los submódulos, como el de la Figura 99.

En cuanto al MMC con condensadores en los submódulos no se ha ha hecho ninguna simulación ya que no se ha conseguido que el balanceo de la tensión de los submódulos funcionara correctamente aunque el m_f del PSC-PWM era elevado. Se probaron diversas técnicas de control propuestas en [LYX+14, HA09, SYX14] pero no se obtuvieron resultados satisfactorios. Estas técnicas de balanceo de la tensión de los condensadores de los submódulos se basan en que una vez obtenida la moduladora se corrige según el signo de la corriente de brazo. Teniendo en cuenta (68) y si $I_{u,l}$ es positiva y el condensador está por debajo de su referencia se tratará de ampliar el tiempo en el que se conecta este submódulo ya que de esta forma el condensador se cargará y por lo tanto se encontrará más cerca de la referencia o viceversa.

Otros trabajos como [SHN+16, DDWZ17, Had15] también proponen técnicas de conmutación que ya incluyen de por si el balanceo de las tensiones de los condensadores de los submódulos pero esos controles son inherentemente digitales. Como para esta primera aproximación del modelo del transformador electrónico y del MMC se ha implantado un control el tiempo continuo, asumiendo que el tiempo de muestreo es lo suficientemente

pequeño como para no afectar drásticamente al control, no se pudieron estudiar técnicas basadas explícitamente en control digital.

5.6.1. Resultados del control de corriente

Las Figuras 121 y 122 comparan la respuesta temporal de la corriente de salida y circulante del MMC en p.u. y ejes dq. A la corriente de salida se le aplicará un escalón unitario, primero en eje d y luego en eje q, mientras que las corrientes circulantes se tratarán de mantener a cero.

Como se puede observar en la Figura 121 la respuesta de la corriente de salida es prácticamente idéntica para los tres modelos simulados. Esto se debe a que al ser $N = 11$ las tensiones y corrientes tienen unos armónicos a frecuencias muy altas que se pueden filtrar fácilmente sin afectar a la amortiguación de los polos en lazo cerrado del sistema. Aunque no se aprecia en la gráfica hay un pequeño acoplamiento entre las corrientes de salida en ejes dq. La corriente circulante también se consigue mantener a cero como se puede ver en la Figura 122.

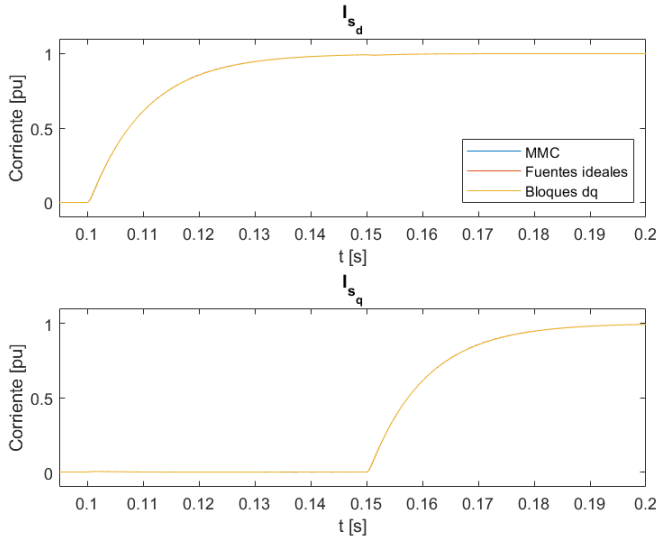


Figura 121. Comparación de i_{s_d} e i_{s_q} para los diferentes modelos simulados.

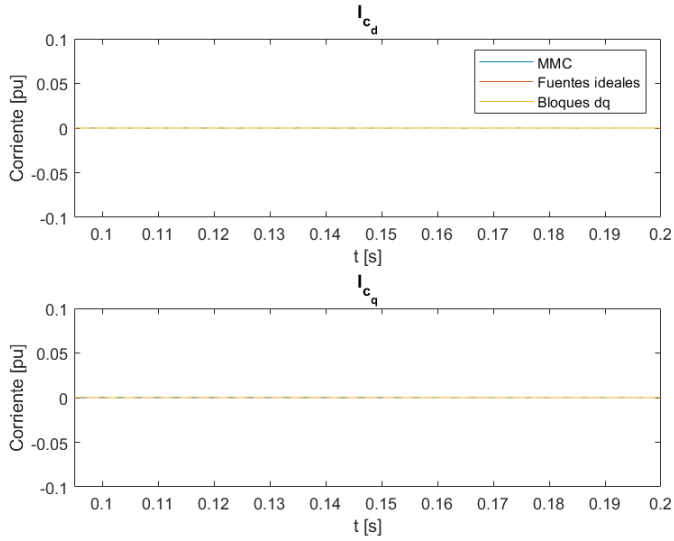


Figura 122. Comparación de i_{c_d} e i_{c_q} para los diferentes modelos simulados.

Se puede concluir que al incluir un número elevado de submódulos en el MMC se mejora la respuesta del sistema ya que los armónicos son mucho más fáciles de filtrar y las tensiones y corrientes son mucho más parecidas a las senoidales ideales.

5.7. Aplicaciones del MMC en el transformador electrónico

En el Capítulo 6 se muestra los resultados de un modelo de transformador electrónico basado en VSC de dos niveles. Una de las aplicaciones más interesantes del transformador

electrónico es como transformador reductor de media a baja tensión para la red de distribución. Pero en media tensión los VSC de dos niveles no pueden operar debido al nivel de tensiones, de ahí que los MMC sean muy atractivos ya que, al ser escalables, se pueden perfectamente utilizar con un número elevado de submódulos para trabajar en media tensión y además mejora el comportamiento de los armónicos en la red.

Con los MMC se podría implementar un transformador electrónico con una estructura similar a la de la Figura 12. Habría que cambiar los dos VSC del primario del transformador electrónico por MMC y el filtro LCL de la entrada se podría sustituir por un filtro L mucho más sencillo de controlar.

5.7.1. Control del MMC con filtro L a la entrada del transformador electrónico

El control del MMC con el filtro L en la entrada (media tensión) se controlaría como se ha explicado en la sección anterior con un control interno por realimentación de estado con efecto integrador en ejes dq para las corrientes de salida y circulantes. El control de la tensión de CC del primario se haría como se hizo con el DAB de la Sección 4.3, con un lazo de control externo para la corriente de eje d que circula por el filtro L que es la corriente de salida.

Debido a limitaciones de tiempo no se ha conseguido que el control de equlibrado de las tensiones de los condensadores funcionase. Por ende no se pudo desarrollar un control externo de tensión del bus de CC que junto con el control interno de las corrientes de salida y circulante podrían haber sustituido al VSC y al filtro LCL utilizados en la Sección 2.6.

5.7.2. Control de un DAB con un MMC en el primario

La implementación del control de un DAB con un MMC en el primario es similar a la del DAB explicada en la Sección 4.3. Al igual que en esa sección este convertidor podría trabajar en lazo abierto desde el punto de vista de la corriente de salida. Mientras que el VSC del secundario es el que controlaría la corriente que se necesita absorber a través del transformador trifásico de alta frecuencia para mantener la tensión del condensador de CC del secundario con los mismos lazos de la Sección 4.3.

El único control que debe tener el MMC es el del equilibrado de las tensiones de los condensadores de los submódulos pero que, en este caso, no se ha tenido en cuenta y se han simulado los submódulos con generadores de tensión constante en la pare de CC. Aparte, para un correcto funcionamiento del convertidor se debe implementar el control de la corriente circulante.

La única diferencia en cuanto al diseño del control del DAB se encuentra en el lazo interno. Desde el punto de vista de la corriente de salida, que fluye por el transformador trifásico, el MMC más el transformador son equivalentes al circuito de la Figura 123. De tal forma que para el control de la corriente hay que usar $l_{eq_s} = l_{trafo} + \frac{l_{brazo}}{2}$ y

$r_{eq_s} = r_{trafo} + \frac{r_{brazo}}{2}$ ya que la inductancia del brazo del MMC afecta como se puede ver en (79). La tensión $v_{s_{ABC}} = 1$ p.u. tendrá valor constante y se utilizará ese valor para el PLL del sistema. Estas tensiones posteriormente se corregirán con las que genere el control de corriente circulante y se enviarán la tensión superior e inferior trifásica al PSC-PWM previo escalado.

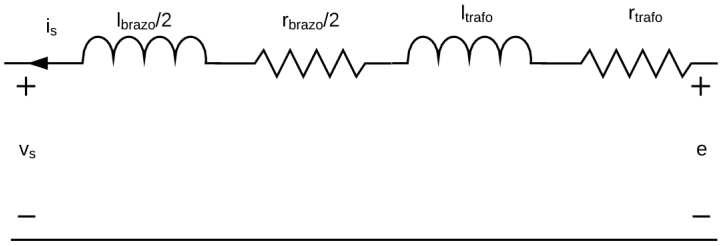


Figura 123. Circuito equivalente en p.u. de un DAB con un MMC en el primario del transformador.

Las Tablas 16 y 17 muestran las bases y valores de los parámetros utilizados, respectivamente, para el diseño de los controles y las simulaciones. Los valores base ya se definieron en la Sección 2.2.

Bases	
f_b	500 Hz
S_b	10 kVA
V_{pri_b}, V_{sec_b}	400 V
I_{pri_b}, I_{sec_b}	$14,43$ A
Z_{pri_b}, Z_{sec_b}	16 Ω
L_{pri_b}, L_{sec_b}	$5,1$ mH
C_{pri_b}, C_{pri_b}	$19,9$ μF

Tabla 16. Bases del DAB con MMC.

Parámetros	
$m_{f_{pri}}$	10
$m_{f_{sec}}$	100
f_{pu}	1
C_{dc}	6 mF
l_{trafo}	$0,0098$
r_{trafo}	$2,5 \times 10^{-4}$
l_{brazo}	$1,374$
r_{brazo}	$0,0031$
$V_{dc_{pri}}$, $V_{dc_{sec}}$	5 kV
N	11

Tabla 17. Parámetros del DAB con MMC.

Se pudo observar que la simulación del sistema era mucho mejor si la inductancia de los brazos del MMC tenía un valor elevado, superior a 1 p.u. Además, para poder desarrollar la simulación se tuvo que reducir la frecuencia fundamental de operación del transformador a 500 Hz. Estos dos aspectos deben investigarse con más detalle en el futuro.

Los filtros de medida utilizados para las corrientes de brazo del MMC (74) son Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 3 kHz. Las matrices de coste del control LQR de la corriente circulante son las mismas que (95). El regulador obtenido es:

$$K_{MMC_{DAB_c}} = \begin{bmatrix} 1,078 & 0 & -65,157 & 82,86 \\ 0 & 1,078 & -82,86 & -65,157 \end{bmatrix} \tag{97}$$

Los filtros de medida utilizados para las corrientes de brazo del MMC son Bessel LP de primer orden cuya frecuencia de corte es 5 kHz. Las matrices de coste del control LQR de la corriente del transformador trifásico son las mismas que (60). El regulador obtenido es:

$$K_{MMC_{DAB}} = \begin{bmatrix} 1,011 & 0 & -58,25 & 40,087 \\ 0 & 1,011 & -40,087 & -58,25 \end{bmatrix} \tag{98}$$

Los datos de diseño del control externo son:

- $\omega_o = 100$ rad/s
- $\phi_{C_o} = -10\,^\circ$

Obteniéndose de esta forma un control:

$$C_{V_{dc}} = 5,89 \times 10^{-5} \frac{1 + 0,057s}{0,057s} \tag{99}$$

El margen de fase es de $19,2\,^\circ$ a 100 rad/s.

5.7.2.1. Resultados del control interno del DAB con un MMC en el primario

Si las tensiones de CC son constantes y solamente el control interno está implementado, entonces se obtiene la Figura 124. Como se puede ver existe un acoplamiento entre las dos corrientes, cuando hay un escalón unitario en la corriente de eje d, pero las corrientes siguen con error de referencia nulo en régimen permanente a escalones en sus referencias. El control de la corriente circulante del MMC funciona correctamente al mantenerla a cero, Figura 125

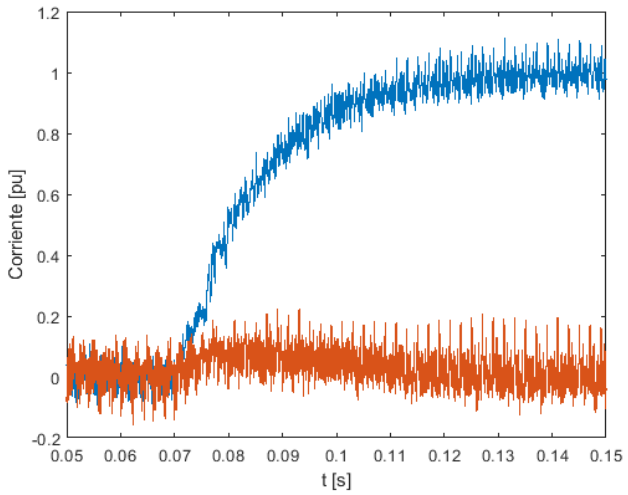


Figura 124. Respuesta de la corriente en el DAB con MMC ante un escalón en i_{d_s} en $t = 0,07$ s.

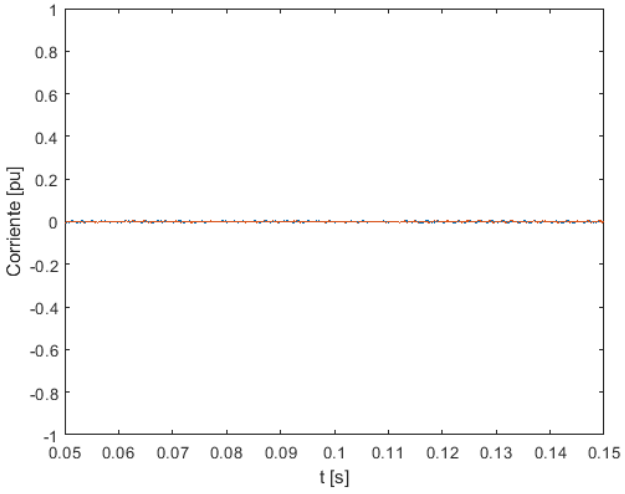


Figura 125. Corriente circulante en el MMC ante una perturbación en forma de corriente en el DAB con MMC con el lazo interno.

5.7.2.2. Resultados del control externo del DAB con un MMC en el primario

Si la tensión de CC del secundario es variable y se implementa el control interno y externo, cuando hay una perturbación como la de la Figura 84 se obtiene la Figura 126. Como se puede ver el control es capaz de regular la tensión del condensador de CC del secundario. El control de la corriente circulante del MMC funciona correctamente al mantenerla a cero, Figura 127.

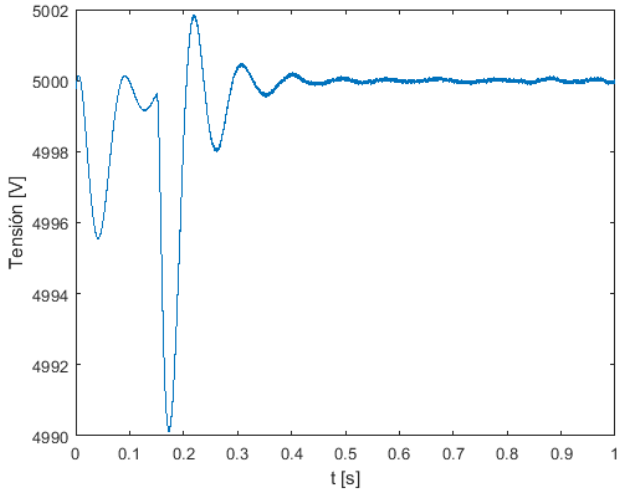


Figura 126. Respuesta de la tensión del condensador ante una perturbación en forma de corriente en el DAB con MMC.

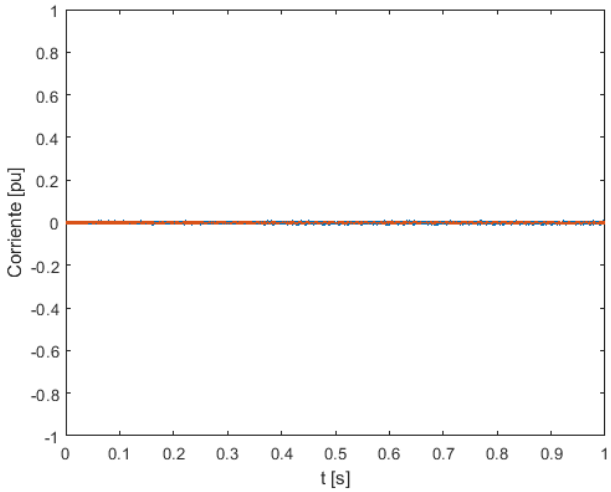


Figura 127. Corriente circulante en el MMC ante una perturbación en forma de corriente en el DAB con MMC con el lazo externo.

Capítulo 6

Simulación del Transformador Electrónico completo

6.1. Introducción

En este capítulo se va a presentar el simulador del transformador electrónico que se basa en los simuladores de los capítulos anteriores. En primer lugar se hará un ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. En segundo lugar se presenta el ensayo de desacoplo de potencia reactiva. En tercer lugar se muestra el ensayo de carga y generación en las etapas de CC. En cuarto lugar se hace el ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico. En quinto lugar se muestra el ensayo de regulación de los límites de operación del DAB en el transformador electrónico. En sexto y séptimo lugar se analiza como afecta la saturación de las referencias de las corrientes que atraviesan los VSC de salida y de entrada en el transformador electrónico respectivamente.

Una vez presentados los resultados de los diversos ensayos hechos en el transformador electrónico. Se mostrarán los posibles futuros desarrollos.

6.2. Simulador del transformador electrónico

Como se ha ido comentando en este trabajo, primero se han estudiado los distintos submódulos que componen el transformador electrónico. Para hacer un análisis sencillo se supuso que los diversos submódulos eran independientes y no se afectaban entre ellos. Posteriormente se estudió el efecto que tenían la carga de uno de los submódulos en el contiguo ya que la suposición de tensiones de CC constante es una primera aproximación de los modelos estudiados.

El transformador electrónico simulado, Figura 12, es un dispositivo cuyas bases eléctricas son $S_b = 10$ kVA, $V_b = 400$ V y $f_b = 50$ Hz tanto de primario como secundario. El núcleo del transformador electrónico es un convertidor CC/CC conocido como DAB que regula el flujo de la potencia dentro del dispositivo con el uso de un transformador de alta frecuencia que opera a 5 kHz y sus bases son $S_b = 10$ kVA, $V_b = 400$ V tanto de

primario como secundario. Internamente el transformador electrónico consta de dos etapas de CC a 5 kV, una en el lado del primario y otra en el lado del secundario. En la entrada del primario del transformador electrónico se utiliza un filtro LCL para controlar la potencia que se tiene que absorber de la red eléctrica para alimentar a la carga del secundario. A la salida del secundario se utiliza un filtro LC para controlar la tensión a la que se alimenta lo que esté conectado al transformador electrónico. Tanto a la entrada como a la salida con el uso de una estrategia de control en cascada se puede limitar las referencias de corriente que atraviesan los VSC para protegerlos frente a sobre-corrientes. El DAB también se puede proteger frente a sobre-corrientes pero al ser este convertidor el núcleo del transformador electrónico se puede modificar las portadoras del primario del transformador trifásico para que de esta forma el control no sature y así el flujo de potencia sea el requerido por el control.

Las bases y parámetros utilizados en estas simulaciones son los expuestos en las Tablas 4, 5, 6, 7, 8 y 9.

Las Figuras 128, 129 y 130 muestran la estructura de control del transformador electrónico que está basada en el control de los submódulos, por separado, que ya se han estudiado en los capítulos anteriores.

La Figura 131 muestra el circuito utilizado para la simulación del transformador electrónico.

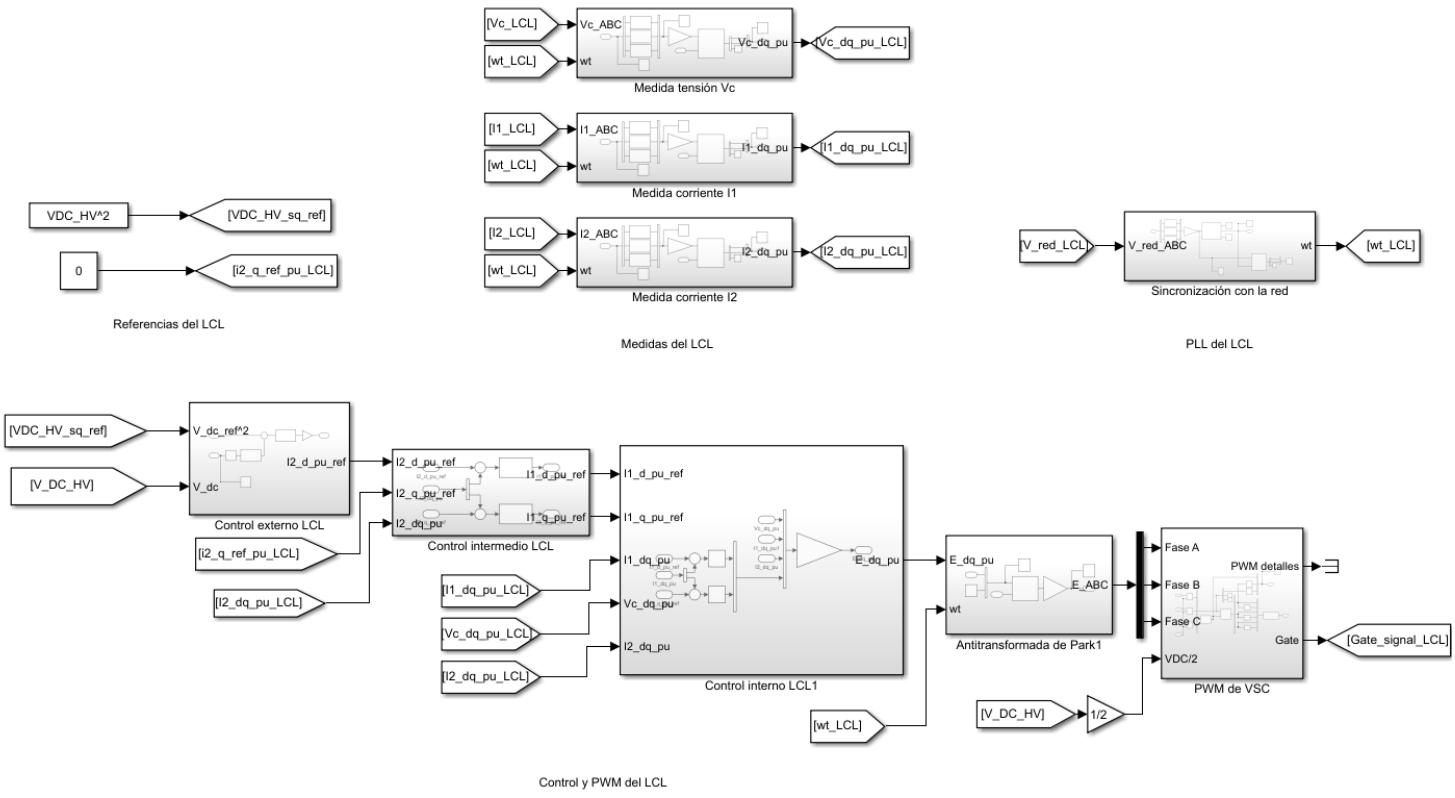


Figura 128. Control del filtro LCL del transformador electrónico.

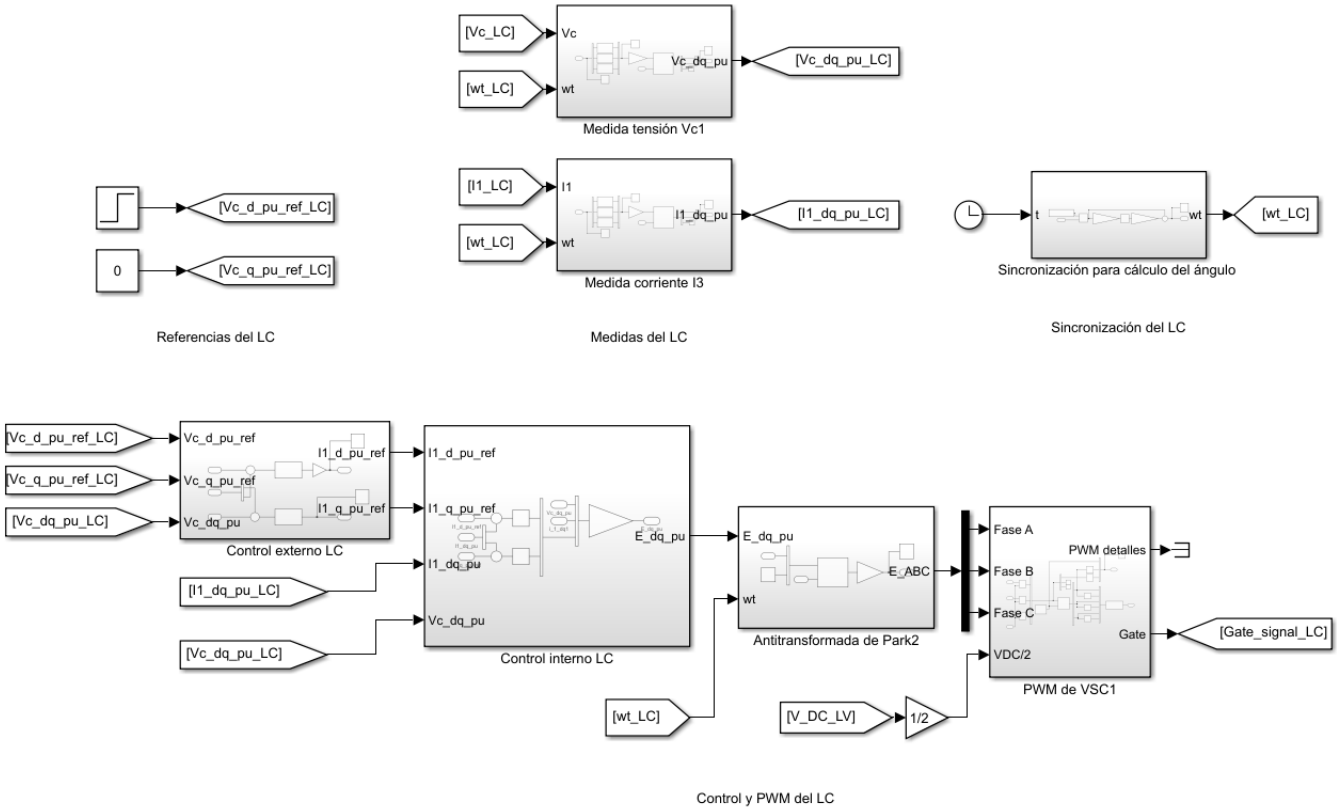


Figura 129. Control del filtro LC del transformador electrónico.

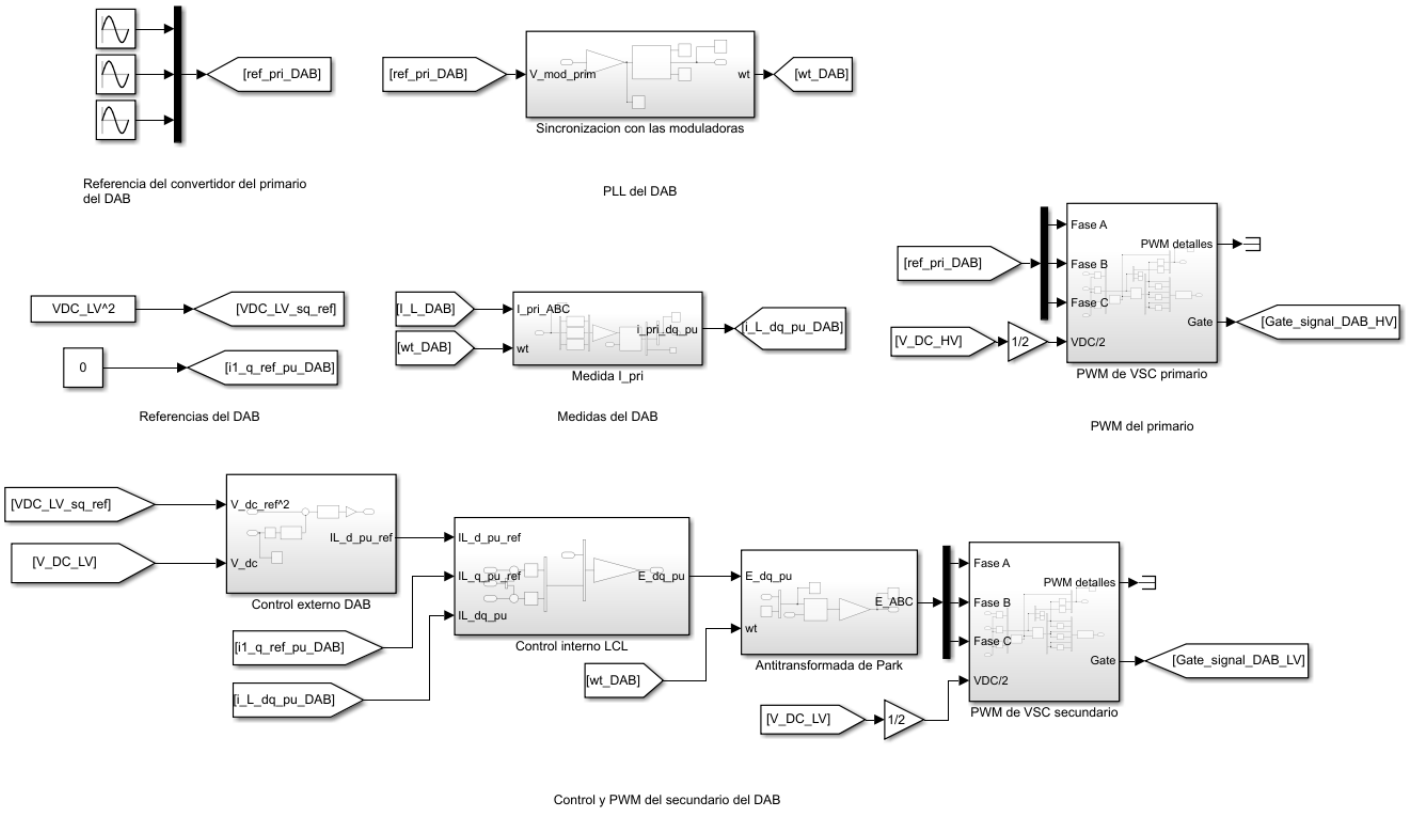


Figura 130. Control del DAB del transformador electrónico.

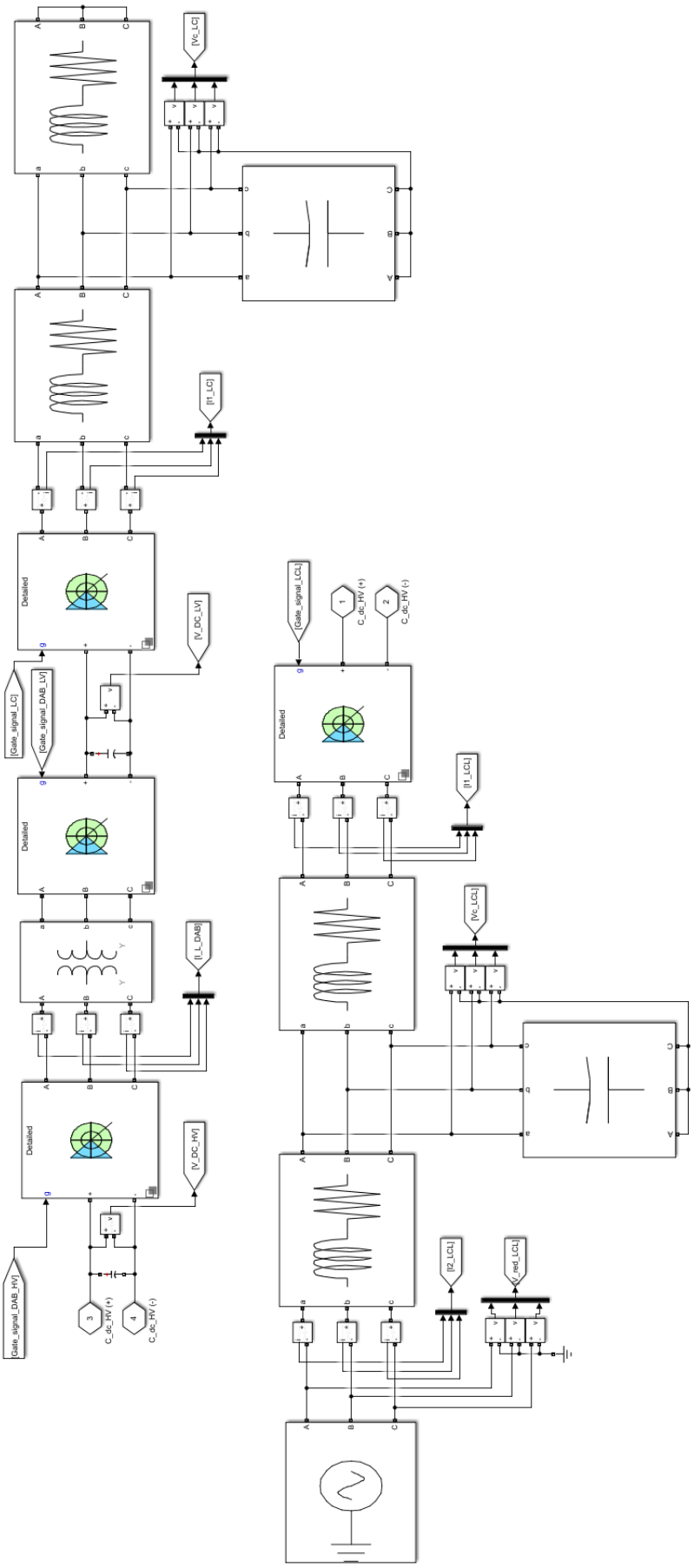


Figura 131. Circuito utilizado para la simulación del transformador electrónico.

6.3. Ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico

En este ensayo se va a mostrar como reacciona el transformador trifásico frente a un cambio de referencia en la tensión del condensador del filtro LC. Una vez alcanzado el estado estacionario se cambiará el valor de la carga que se está alimentando en el filtro LC.

6.3.1. Respuesta del control del filtro LC

Las modificaciones hechas en el circuito de la Figura 131 se pueden ver en la Figura 132. En $t = 0,4$ s hay un escalón unitario en la referencia de la tensión del eje d del condensador del filtro LC. La impedancia que se está alimentado es en bases del filtro LC, $z_{load} = 0,5 + j0,2$. En $t = 0,6$ s se conecta en paralelo otra impedancia de igual valor y por lo tanto el valor total pasa a ser $z_{load} = 0,25 + j0,1$. En $t = 0,9$ s la impedancia que se había conectado se vuelve a desconectar.

La Figura 133 muestra la respuesta temporal de la tensión del condensador del filtro LC. Se puede observar primero que el control es capaz de seguir escalones en la referencia. También se puede ver claramente los dos momentos en los que cambia el valor de la carga. Los picos de estos transitorios tienen valores que no son despreciables, pero esto se debe a que se está modificando en un 50 % el valor de la carga bruscamente. Una vez ocurrido el cambio de carga se puede observar como la tensión vuelve a seguir el valor de las referencias.

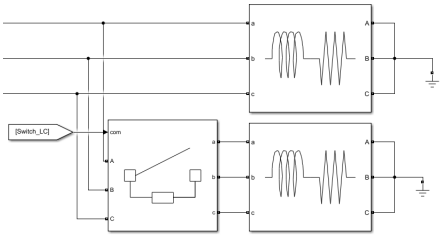


Figura 132. Cambio de carga en el secundario del transformador.

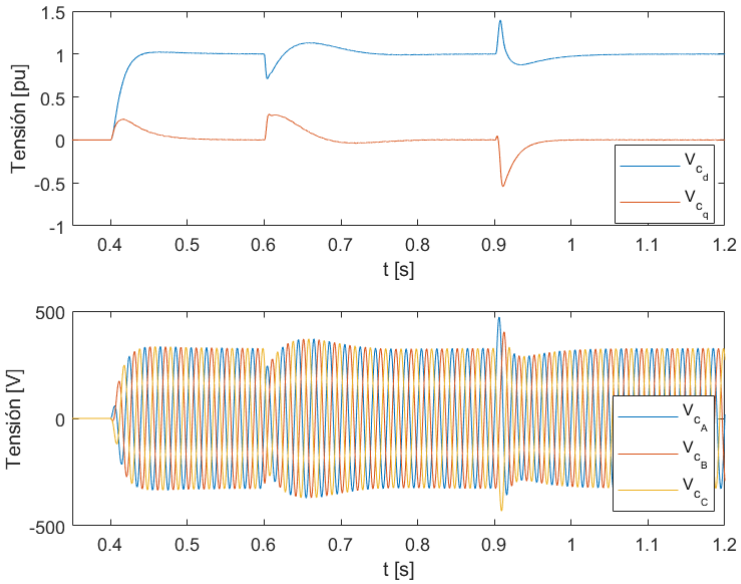


Figura 133. Tensión del condensador del filtro LC en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico.

En la Figura 134 se puede ver también como el control interno del filtro LC cambia sus referencias en función de la carga conectada al secundario del transformador electrónico.

La corriente por la bobina del filtro LC sigue también sin error en régimen permanente en valor medio la referencia generada por el control externo. Esto se consigue gracias al efecto integrador de las dos variables de estado (19) y (20) creadas por el control como se ha comentado en capítulos anteriores.

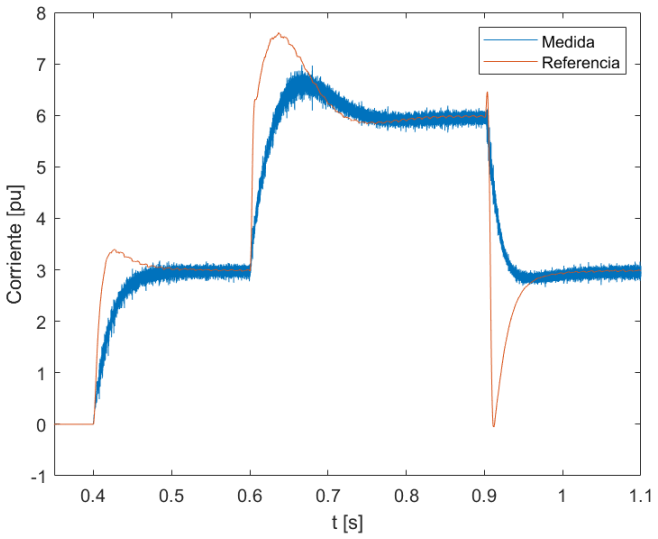


Figura 134. Corriente y referencia del eje d de la bobina del filtro LC en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico.

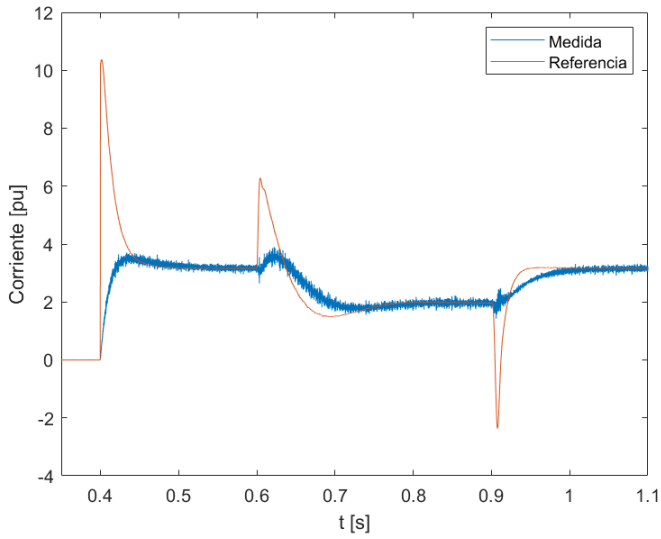


Figura 135. Corriente y referencia del eje q de la bobina del filtro LC en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico.

La energía que proveen estas corrientes generadas por el VSC del filtro LC proviene del condensador del bus de CC del secundario que almacena una cantidad de energía fija, exceptuando en los transitorios, para poder alimentar a la carga del transformador electrónico.

6.3.2. Respuesta del control del DAB

Como se acaba de mencionar este condensador utiliza su energía para alimentar la parte de alterna del secundario del transformador electrónico y por lo tanto durante los transitorios del filtro LC se requerirá de más o menos energía en función del caso para alimentar el secundario y por lo tanto eso generará una serie de oscilaciones en el valor de tensión del condensador. El objetivo principal del DAB es mantener la tensión del condensador de CC del secundario en su referencia y como se puede ver en la Figura 136, el control es capaz de alcanzar su objetivo. Tras los momentos en los que se cambia la referencia del filtro LC y en los cambios de carga el valor medio de la tensión vuelve a la referencia.

Este control de la tensión se hace a través del control de la corriente de eje d que circula por el transformador trifásico del DAB. De la misma forma que con el filtro LC, esta corriente también sigue la referencia que le indica el control externo, como se puede apreciar en la Figura 137.

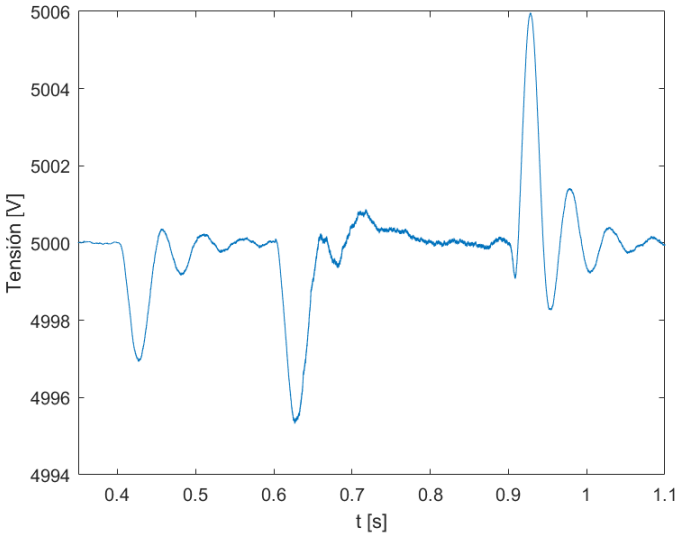


Figura 136. Tensión del condensador de CC del secundario en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico.

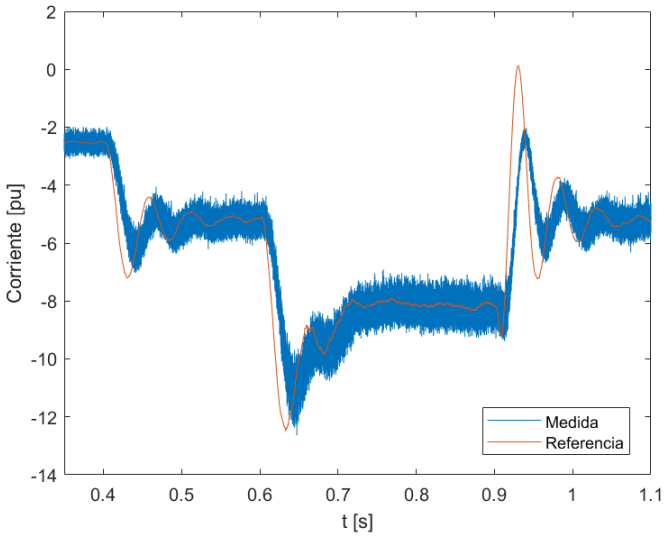


Figura 137. Corriente y referencia del eje d del transformador trifásico del DAB en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico.

De la misma forma que para el filtro LC, la corriente que atraviesa el transformador y que aporta energía para mantener la tensión del condesnador de CC del secundario absorbe esa energía del condensador del primario.

6.3.3. Respuesta del control del filtro LCL

La energía absorbida por el DAB genera perturbaciones en la tensión del condensador de CC del primario. El objetivo principal del filtro LCL es mantener la tensión del condensador de CC del primario en su referencia y como se puede ver en la Figura 138, el control es capaz de alcanzar su objetivo. Se puede observar un cierto retardo en cuanto a la respuesta de la tensión del condensador. Esto se debe a que las dinámicas no son instantáneas y por lo tanto al estar este condensador más alejado de la perturbación, en este caso en el secundario del transformador electrónico pues requiere de cierto tiempo para verse afectado por la perturbación.

La energía que se necesita para cargar el condensador se absorbe a través de la corriente de eje d de la red que alimenta el filtro LCL por lo que también es importante controlarla. Aunque la corriente que atraviesa la bobina interna del filtro LCL y que está controlada por el lazo interno tiene todavía más importancia ya que es representa el límite de corriente que puede atravesar el VSC del filtro LCL.

6.3.4. Comentarios del ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico

Cabe destacar que en este caso estudiado el flujo de potencia en esta simulación va de la red que alimenta el filtro LCL a la carga alimentada por el filtro LC.

Como se ha podido observar en las distintas figuras los objetivos de los tres lazo de los diferentes submódulos se consiguen, las tensiones de los condensadores de CC y del condensador del filtro LC siguen las referencias con error nulo en régimen permanente.

Los demás controles internos también siguen las referencias con error nulo en régimen permanente que reciben de los controles más superiores. Ahora bien en esta topología estudiada hay varias medidas a parte de las de los controles externo que son de vital importancia para el buen funcionamiento del transformador electrónico. Estas medidas son las corrientes que atraviesan los VSC, es decir, la de la bobina del filtro LC, la de la bobina interna del filtro LCL y la que atraviesa el transformador de alta frecuencia del DAB. Como los VSC no tienen ningún tipo de protección contra sobre-intensidades esta protección se debe hacer a través del control. Se debe saturar con el control la referencia que se entrega al control interno de los tres submódulos para asegurarnos que el funcionamiento del dispositivo es correcto. Aparte de esta limitación para la corriente que atraviesa el transformador de alta frecuencia hay que tener en cuenta otra restricción que es la potencia activa que fluye por el transformador ya que si se sobrepasa el límite máximo definido por la curva de nariz en el punto de operación en el que se encuentre se puede dar un colapso de tensiones. Esta segunda restricción también está ligada a la corriente controlada que atraviesa el transformador de alta frecuencia. Por lo que sería interesante un pequeño análisis y simulación con estas corrientes restringidas a un rango para estudiar la respuesta del transformador electrónico.

Otra limitación de este dispositivo es el efecto del PWM. En todo este trabajo se ha asumido que el PWM se encontraba en la región de modulación lineal y en esta simulación se daba el caso pero hay que tener cuidado a la hora de pedir ciertas referencias ya que el control implementado no tiene forma de mantenerse en esa región y puede salirse. Tras varios ensayos se ha comprobado que si el PWM comienza a sobre-modular y se da durante un transitorio y para un valor no muy grande, el control es capaz de reaccionar y vuelve a la región de modulación lineal. Pero en otros casos el control no es capaz de hacer el sistema estable si se sale de dicha región.

En la Figura 139 se pueden comparar la potencia activa que entra y sale del transformador electrónico. A partir de esta figura se puede deducir el rango en el que se podría encontrar el rendimiento del dispositivo. La diferencia que hay entre las dos gráficas que es aproximadamente constante excepto en los transitorios. Esta diferencia se a las pérdidas de conmutación, de los filtros y el transformador trifásico del DAB. Existe un pequeño retardo entre la potencia que sale del dispositivo y la que entra en este. Esto es debido a que el transformador electrónico es capaz de almacenar energía en los condensadores de CC y por lo tanto la potencia que entra no tiene por que ser igual a la potencia que sale si no se tienen en cuenta las pérdidas del dispositivo. A parte, como ya se ha comentado, las dinámicas afectan primero al condensador de CC del secundario con el lazo de control del filtro LC, más tarde el condensador de CC del primario con el lazo de control del DAB se verá afectado por el condensador de CC del secundario. Finalmente,

la potencia absorbida por el filtro LCL reaccionará para resolver las carencias de energía de los condensadores de CC

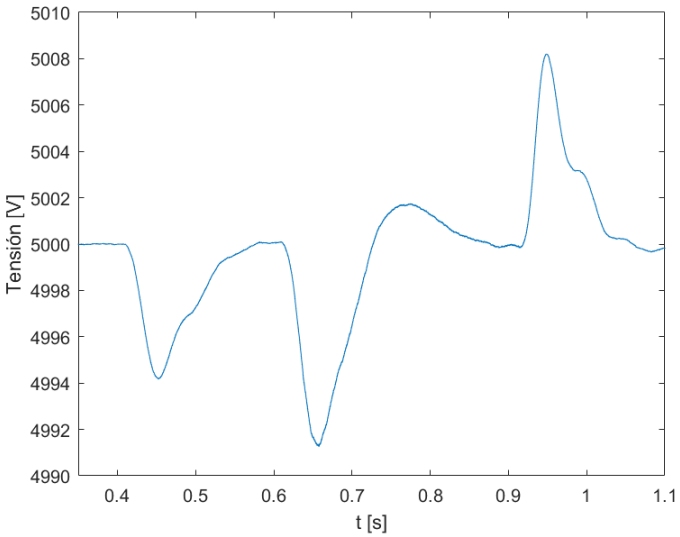


Figura 138. Tensión del condensador de CC del primario en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico.

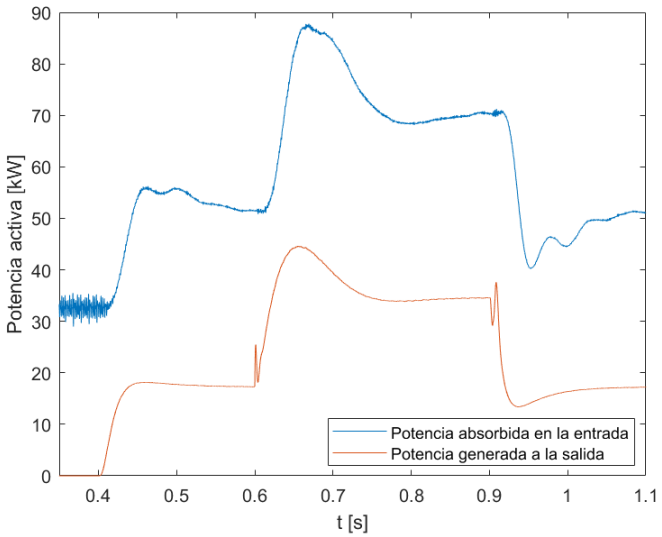


Figura 139. Potencia activa absorbida en el primario y generada en el secundario en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico.

6.4. Ensayo de desacoplo de potencia reactiva

En este ensayo se va a mostrar como las dinámicas de potencia reactiva del transformador electrónico están desacopladas entre el primario el secundario. Una vez alcanzado el estado estacionario, en $t = 0,4$ s hay un escalón unitario en la referencia de la tensión del eje d del condensador del filtro LC. La impedancia que se está alimentado, en bases del filtro LC, es $z_{load} = 0,5 + j0,2$. Esto es exactamente igual que en el ensayo anterior, salvo que ahora la impedancia de la carga se mantendrá constante. Se va a dar un pulso unitario entre $t = 0,6$ s y $t = 0,8$ s en la corriente de referencia de la bobina externa, $i_{2_q}^{ref}$, del filtro LCL. Como se mostró en los capítulos anteriores, la corriente i_{2_q} está estrechamente relacionada con la potencia reactiva que absorbe el filtro LCL.

Como se puede observar en las Figuras 140 y 141 existe una relación de proporcionalidad entre la corriente i_{2_q} del filtro LCL y la potencia reactiva entrante en el transformador electrónico. Además, se puede ver como la respuesta temporal de las potencias reactivas a la entrada y a la salida del dispositivo son completamente independientes ya que cambios de una no afectan a la otra.

La Figura 142 muestra la tensión del condensador del filtro LC. Esta tensión del secundario del transformador electrónico no se ve afectada por el pulso en la corriente y de la potencia reactiva en el primario.

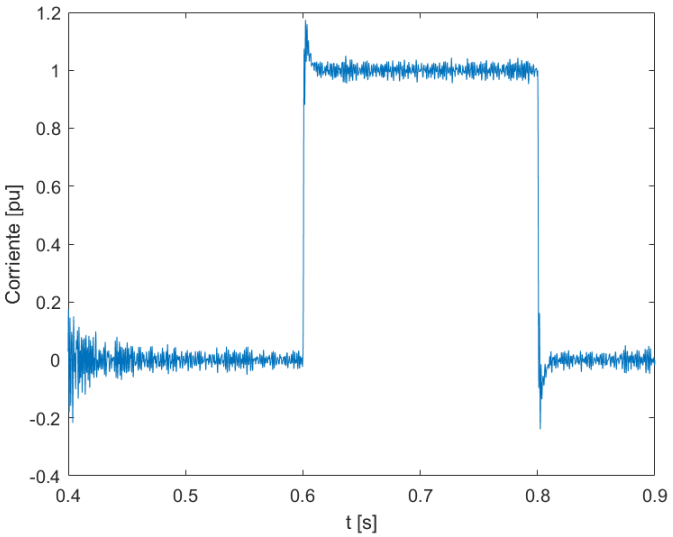


Figura 140. Corriente q de la bobina externa del filtro LCL en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva.

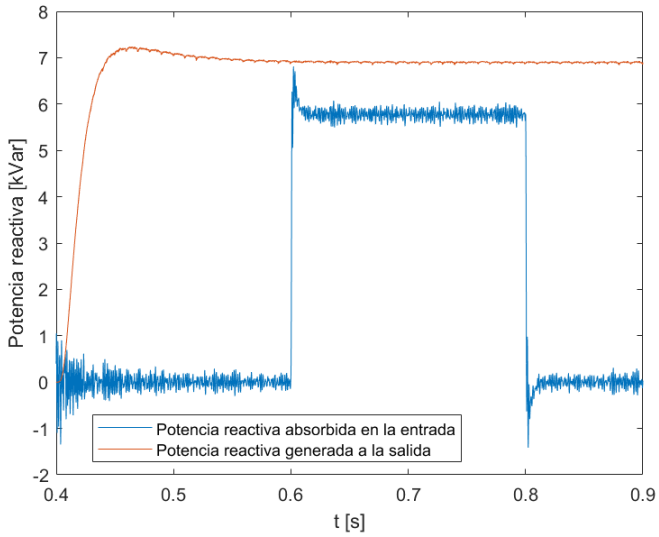


Figura 141. Potencias reactivas a la entrada y a la salida del transformador electrónico en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva.

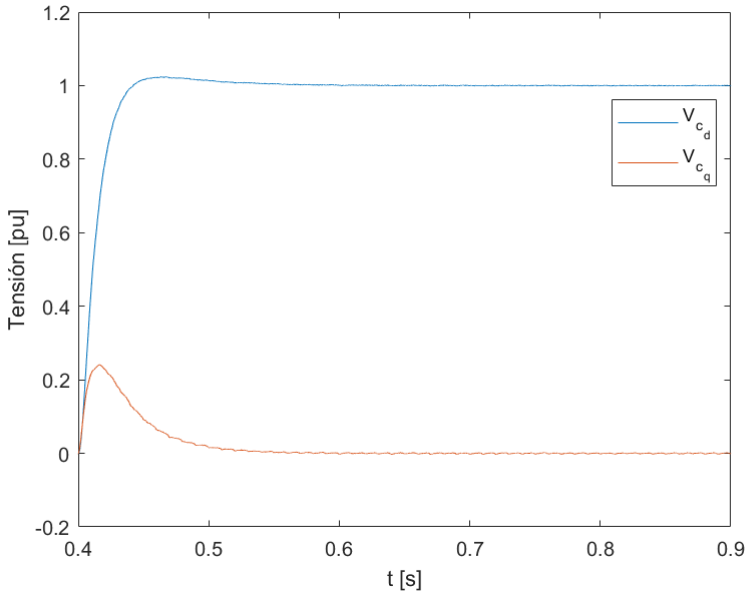


Figura 142. Tensión del condensador del filtro LC en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva.

De la misma forma como se ha comentado en anteriormente en este trabajo, la transmisión de potencia activa y por lo tanto de energía para cargar los condensadores de CC del transformador electrónico se hace controlando las corrientes de eje d. Luego es de esperar que modificaciones en corrientes de eje q en el primario, si se supone que las dinámicas de dichos ejes están desacopladas, no deben afectar a las variables internas del transformador o en el secundario de este. Un ejemplo de ello a parte de la Figura 142,

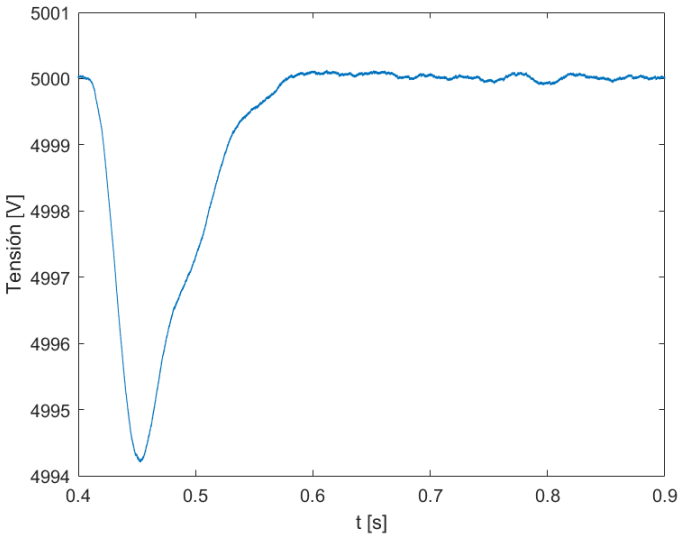


Figura 143. Tensión del condensador de CC del primario en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva.

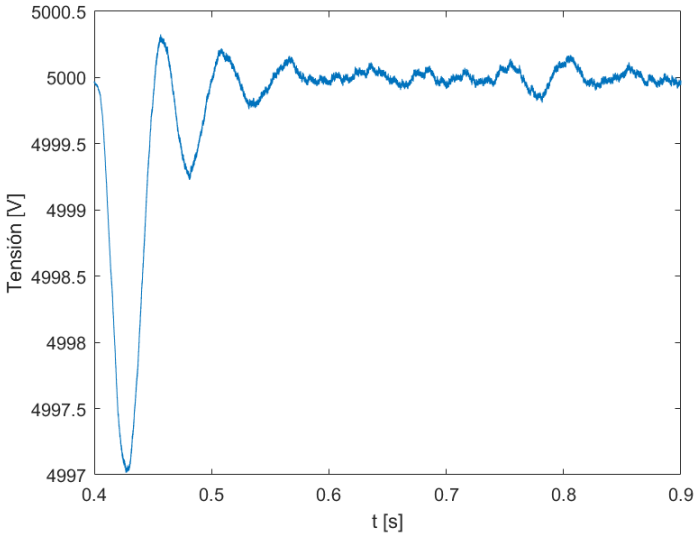


Figura 144. Tensión del condensador de CC del secundario en el ensayo de desacoplo de potencia reactiva.

son las Figuras 143 y 144 donde se puede ver que la tensión de los buses de CC no se ve afectada tampoco por el el pulso de corriente y de potencia reactiva.

Un último ejemplo del desacoplo de potencia reactiva es la Figura 145, que muestra la potencia reactiva absorbida por el primario y generada por el secundario del transformador electrónico en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico. En este caso en el primario la referencia de corriente se mantiene a 0, mientras que en el secundario se está generando la potencia reactiva que requiere la carga.

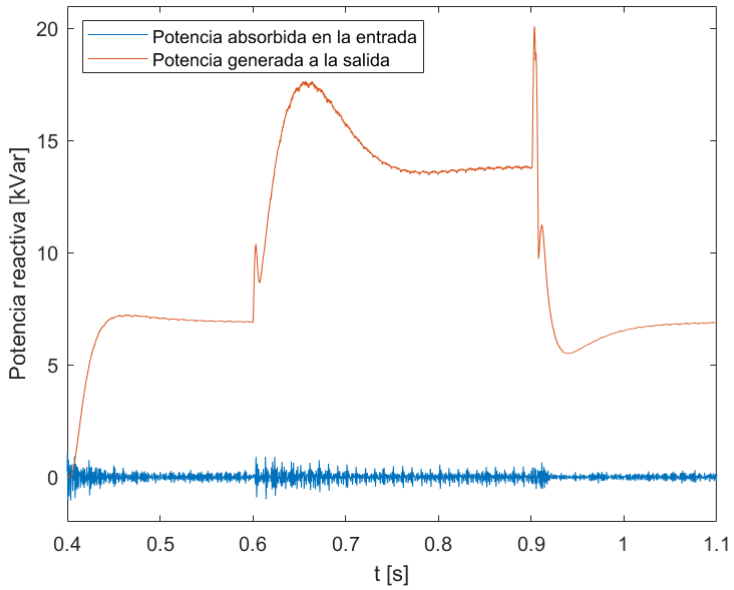


Figura 145. Potencias reactivas a la entrada y a la salida del transformador electrónico en el ensayo de carga en el secundario del transformador electrónico.

6.4.1. Comentarios del ensayo de desacoplo de potencia reactiva

A parte de los comentarios ya hechos en el ensayo anterior, se puede añadir que como era de esperar las dinámicas de las potencias reactivas a la entrada y a la salida del transformador trifásico son independientes y están desacopladas la una de la otra. Por lo que cambios en la potencia reactiva y por lo tanto en i_{2_d} del filtro LCL sólo afectan al VSC de la entrada del transformador electrónico ya que en el interior del dispositivo y en el transformador de alta frecuencia sólo fluye potencia activa y la reactiva se intenta mantener en 0kVar.

Al igual que en el ensayo anterior es importante recordar que un cambio en la referencia de la corriente de eje q de la bobina externa del filtro LCL, $i_{2_q}^{ref}$, puede aumentar considerablemente el módulo de las corrientes de referencia interna del filtro LCL y se podría llegar al valor máximo que permite una operación segura del VSC por lo que sería necesario saturar esas referencias. Otro posible problema vuelve a ser que no hay comprobación por parte del sistema de control de si se encuentra en la región de modulación lineal del PWM del filtro LCL y esto puede hacer que el sistema sea inestable si llegase a sobre-modular.

6.5. Ensayo de carga y generación del transformador electrónico en los buses de CC

Otra de las grandes ventajas del transformador electrónico es que al tener dos buses de CC en el primario y en el secundario se pueden conectar elementos de CC en dichos puntos, como puede ser una carga o un elemento de generación de energía.

En este ensayo se va a conectar una resistencia en paralelo al condensador de CC del primario de valor $R_{CC} = 500\,\Omega$. Esta resistencia puede modelar una micro red de CC que se alimenta a la tensión del condensador, unos 5 kV luego esta red absorberá unos 10 A y 50 kW. En el bus de CC del secundario se conectará un generador de corriente que inyectará 15 A y unos 75 kW al condensador. Este generador puede representar el acoplamiento de algún tipo de tecnología de generación eléctrica renovable distribuida, como por ejemplo un panel PV.

Una vez alcanzado el estado estacionario con las referencias del condensador del filtro LC $v_{c_d}^{ref} = 1$ y $v_{c_q}^{ref} = 0$, en $t = 0,4$ s va a conectar en el secundario el generador de energía, modelado como una fuente de corriente controlable. Posteriormente en $t = 0{,}8$ s se conectará la resistencia R_{CC} en el primario. La impedancia que se está alimentado en toda la simulación, en bases del filtro LC, es $z_{load} = 0,5 + j0,2$. La Figura 146 muestra el cambio realizado en el bus de CC del primario del transformador electrónico.

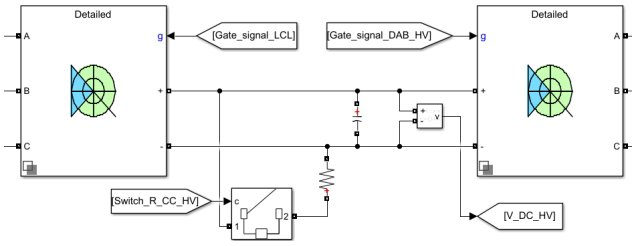


Figura 146. Cambio de carga en el bus de CC del primario en el ensayo de carga en los buses de CC.

En la Figura 147 se puede observar que el control del filtro LC no se ve afectado por los cambios de carga y generación en los buses de CC del transformador electrónico. Ya que la medida de la tensión del filtro LC se mantiene constante y con el valor de la referencia durante toda la simulación.

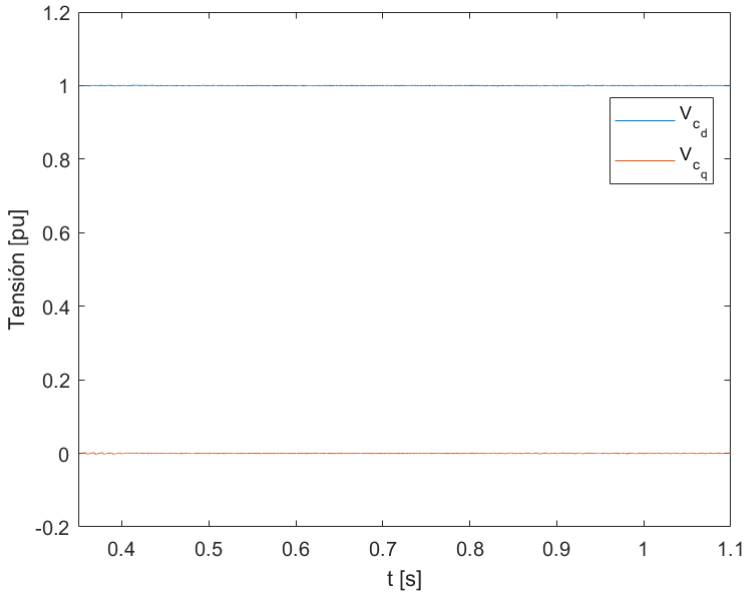


Figura 147. Tensión del condensador del filtro LC en el ensayo de carga en los buses de CC.

La Figura 148 muestra la respuesta temporal de la tensión del bus de CC del secundario. Como se puede ver, en $t = 0,4$ s se empieza a inyectar aproximadamente 75 kW de potencia y eso hace que la tensión aumente considerablemente pero el control del DAB es capaz de regular la corriente que atraviesa el DAB para devolver la tensión a su referencia.

La referencia de la corriente y por ende la corriente que atraviesa el transformador de alta frecuencia cambian de signo, como se observa en la Figura 149. Luego, debido a la gran inyección de potencia en el bus de CC del secundario se acaba revirtiendo el flujo de potencia en DAB, ahora va del secundario al primario. Es importante remarcar que este bus no se ve afectado en $t = 0,8$ s por la conexión de R_{CC}, algo que es normal puesto que la estructura del control utilizada hace que las necesidades de más o menos potencia en el

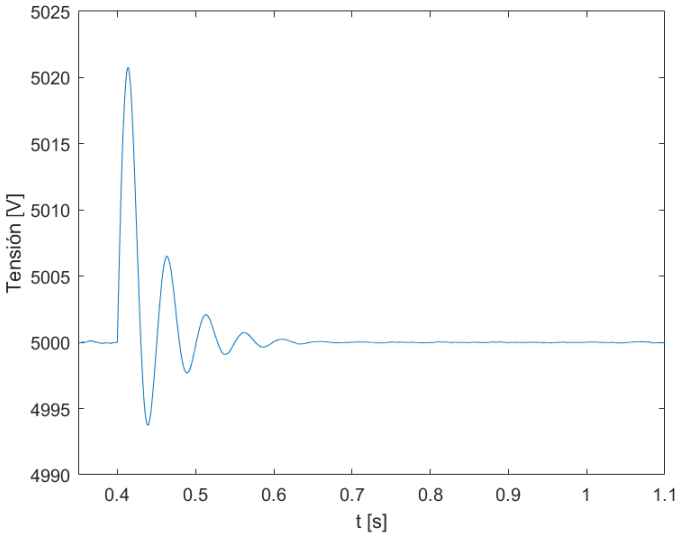


Figura 148. Tensión del bus de CC del secundario en el ensayo de carga en los buses de CC.

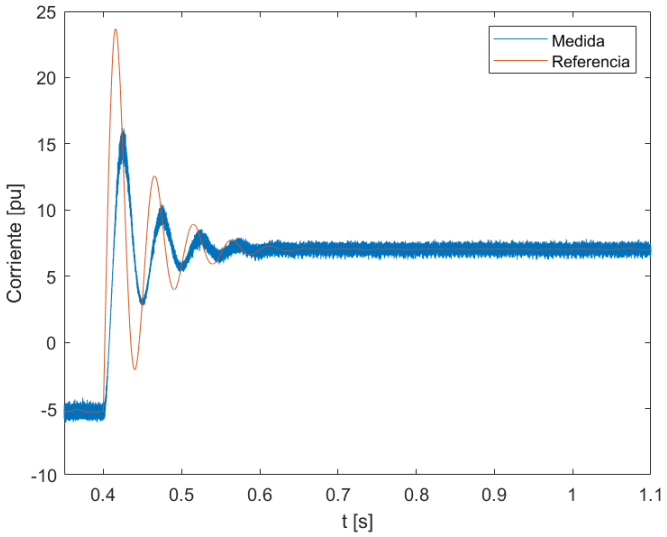


Figura 149. Corriente de eje d del DAB y su referencia en el ensayo de carga en los buses de CC.

bus de CC del primario se den a través de la red trifásica que está conectada a través del filtro LCL y no a través del bus de CC del secundario. De la misma forma que el bus de CC del secundario no se ve afectado por R_{CC} tampoco lo hace la corriente que fluye por el DAB.

Este cambio en el flujo de potencia afecta también a la tensión del bus de CC del primario que aumenta durante el transitorio su tensión hasta que vuelve a su referencia, como se muestra en la Figura 150. Además, este bus sí que se ve afectado por la conexión de R_{CC}. Estas perturbaciones en el bus de CC del primario acaban afectando a la corriente de eje d absorbida por el filtro LCL. Al igual que en el DAB, cuando $t \in [0,4;\ 0,8]$s hay un cambio de signo en la corriente y por lo tanto la red pasa a absorber potencia activa ya que el generador en el secundario es capaz de dar toda la potencia necesaria para alimentar la carga del secundario, los dos buses de CC y lás pérdidas del transformador electrónico, como se puede ver en la Figura . Una vez conectada la carga de CC en el primario se puede ver que la corriente del filtro LCL vuelve a cambiar de signo ya que ahora el generador de CC en el secundario no da la suficiente potencia para alimentar al transformador electrónico entero más la carga R_{CC}.

6.5.1. Comentarios del ensayo de carga y generación del transformador electrónico en los buses de CC

A parte de los comentarios hechos en los ensayos anteriores sobre las limitaciones del transformador electrónico, cabe destacar la importancia de este ensayo.

Independientemente de que en los buses de CC del transformador electrónico se genere o absorba potencia, la tensión a la salida del dispositivo no se ve afectada. Al fin y al cabo, el objetivo principal del transformador es alimentar a una carga o a un sistema. Por lo que

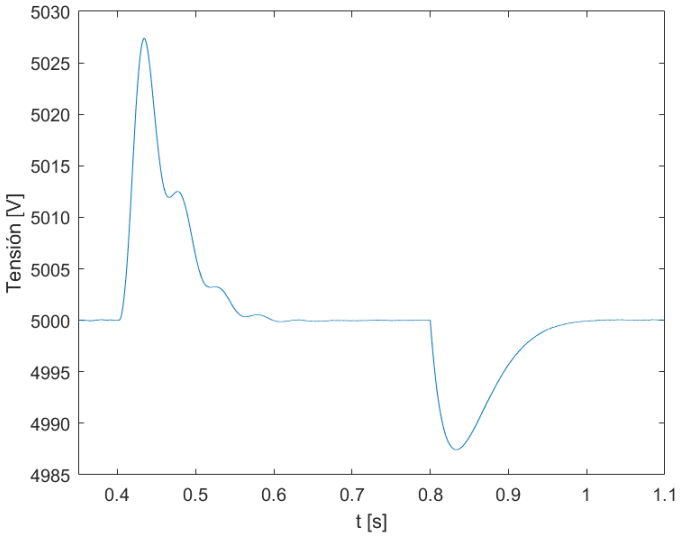


Figura 150. Tensión del bus de CC del primario en el ensayo de carga en los buses de CC.

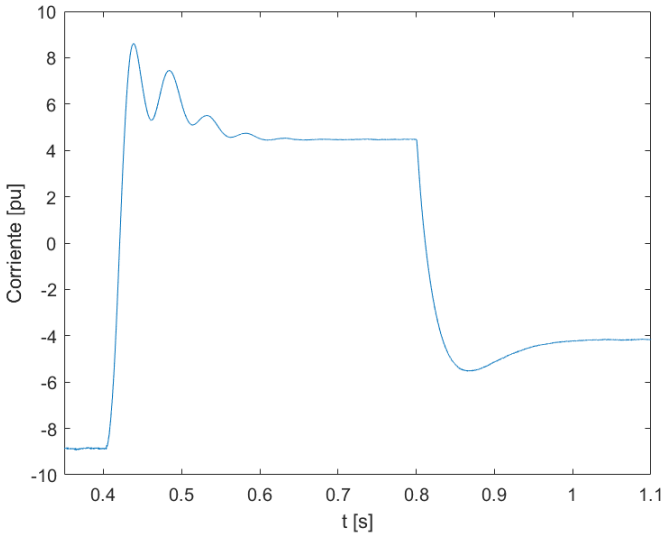


Figura 151. Corriente de eje d absorbida por el filtro LCL en el ensayo de carga en los buses de CC.

es totalmente factible que se conecte un micro red de CC o un generador de potencia de CC en el transformador electrónico.

Con la estructura de control utilizada todo lo que ocurre en la parte de CC del primario sólo lo soluciona el VSC del filtro LCL, como era de esperar. De ahí que se pueda tratar como un sistema independiente tanto para su modelado como diseño del control que se hizo en los capítulos anteriores. Lo que ocurre en el secundario, sí que afecta al primario, y el VSC del filtro LCL tiene que actuar. Este VSC tiene que hacerse cargo de los cambios en la carga en la parte de CC del secundario. Por eso la respuesta de la tensión en el secundario es más lenta ya que se debe esperar a la reacción del primario.

Como se ha comentando anteriormente el flujo de potencia a la entrada del transformador trifásico cambia, como se puede ver en la Figura 152, y ya no se debe a cambios en la potencia generada en la salida del filtro LC como ocurría en la Figura 139, sino a la carga y generación en CC. Un análisis más en detalle de estas figuras nos muestra que en estado estacionario las pérdidas del transformador electrónico son aproximadamente 34 kW. Aunque estas pérdidas son excesivas, no son realistas debido a los parámetros utilizados para la simulación. De la misma forma que la tensión de salida del filtro LC no se ve afectada por las perturbaciones, la potencia que absorbe la carga en el secundario tampoco y tiene un valor de $17,25$ kW. Como se conoce la potencia de la carga y del generador de CC se puede ver de manera muy sencilla el balance de potencias del transformador electrónico y de esta forma se puede deducir de forma la potencia activa que se necesita absorber de la red en estado estacionario.

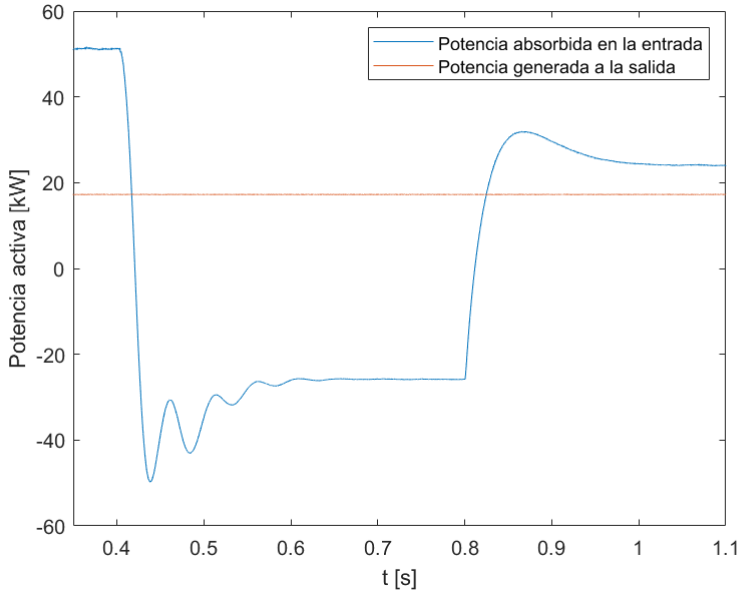


Figura 152. Potencia activa absorbida en el primario y generada en el secundario en el ensayo de carga en los buses de CC.

6.6. Ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico

Hasta el momento en todos los ensayos que se han hecho el LC tenía conectado una carga que absorbía potencia activa y reactiva. Ahora se va a modelar un generador en el secundario que genera potencia activa y de esta forma cambie el sentido del flujo de potencia. El diseño del control y todas las simulaciones se han hecho suponiendo que la potencia activa salía de la red infinita del primario e iba hacia la carga que se encontraba en el secundario.

Ahora lo que se va a hacer es suponer que el sistema que se encuentra en el secundario tiene generación y un exceso de potencia que se va a modelar como una corriente de 10 pu de eje d en las bases del filtro LC. Esta corriente se va a dar en $t = 0,4$ s y antes de este suceso el transformador estará operando sin carga.

La Figura 153 muestra la respuesta temporal de la tensión del condensador del filtro LC. Se puede ver como se ve perturbada por la inyección de corriente. El transitorio es importante ya que la corriente tiene un valor elevado, 10 pu, aún así el control es capaz de mantener en régimen permanente la tensión en su referencia.

Las Figuras 154 y 155 muestran la evolución temporal de las tensiones de los buses de CC. Se puede observar como al darse la inyección de potencia desde el secundario del transformador electrónico este inducirá un cambio en los signos de la corriente de eje de tanto del DAB como de la corriente externa del filtro LCL. Debido a las dinámicas del circuito esto no se hace de forma instantánea y por eso al principio la tensión de los

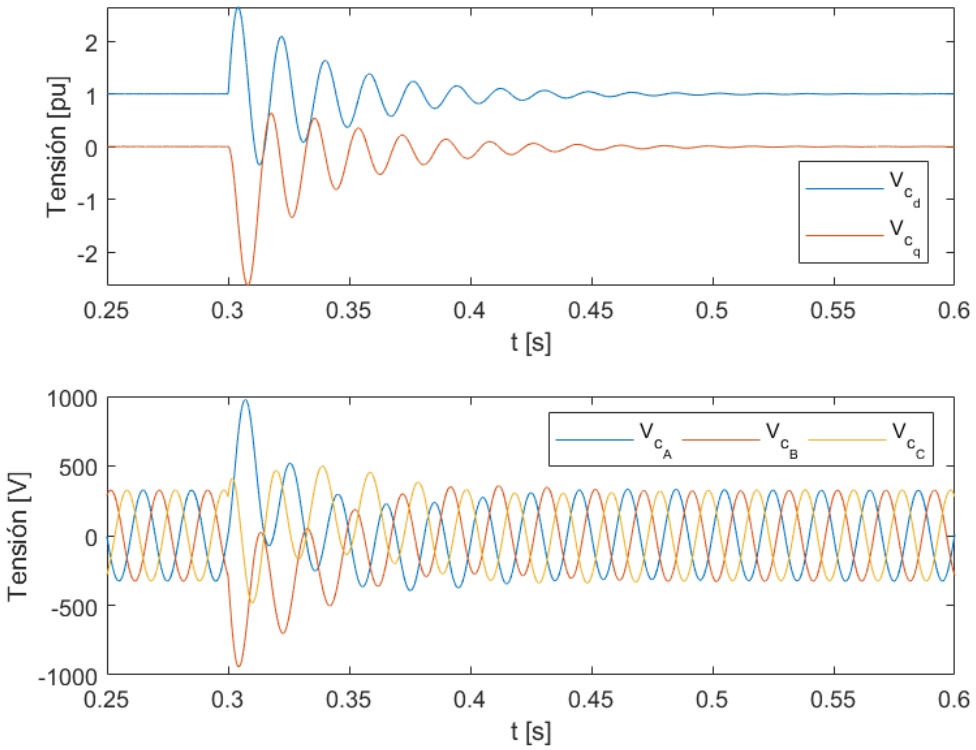


Figura 153. Tensión del condensador del filtro LC en el ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico.

buses de CC aumenta su valor hasta que el control es capaz de reaccionar y devolver las tensiones a sus referencias.

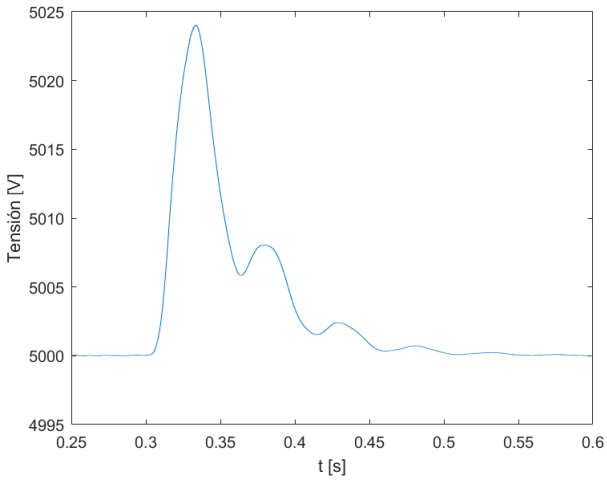


Figura 154. Tensión del bus de CC del primario en el ensayo de generación en el primario del transformador electrónico.

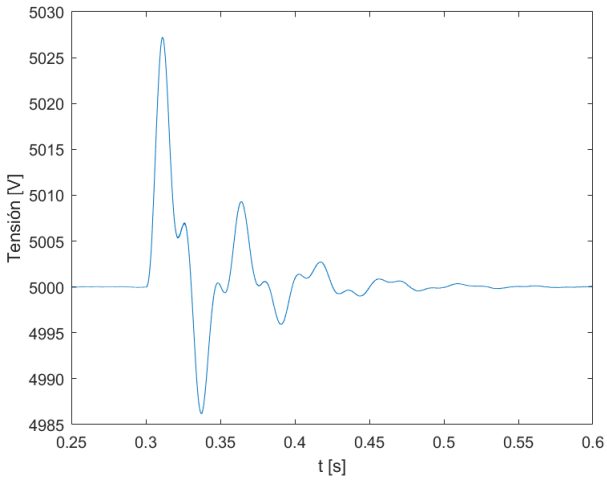


Figura 155. Tensión del bus de CC del secundario en el ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico.

La Figura 156 muestra las potencias activas a la entrada y a la salida del transformador electrónico. Antes de $t = 0,4$ s es posible ver como a la salida no hay ninguna carga conectada y por lo tanto el consumo de potencia activa es nulo. Toda la potencia que entra

por el primario se deben a las pérdidas del dispositivo. Pasado $t = 0,4$ s se puede ver como la generación de energía en el secundario hace que una vez pasado el transitorio el comportamiento de la potencia sea opuesto al que en otros ensayos. La potencia que entra por el secundario del transformador electrónico fluye para alimentar a los distintos elementos del dispositivo y va a ser absorbida por la red del primario del transformador electrónico.

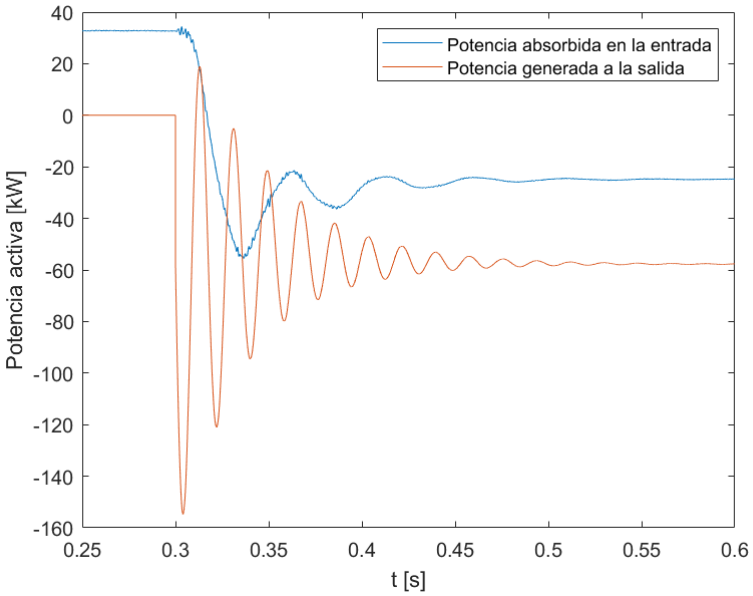


Figura 156. Potencia activa absorbida en el primario y generada en el secundario en el ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico.

6.6.1. Comentarios del ensayo de generación en el secundario del transformador electrónico

El control del transformador electrónico y de sus tres submódulos por separado se ha diseñado y basado en un flujo de potencia que va del primario al secundario puesto que siempre había generación en el primario y una carga en el secundario. En este ensayo se ha mostrado que si una corriente, lo suficientemente grande, entra por el filtro LC el sistema también es capaz de regularse para mantener sus medidas en las referencias una vez pasado el transitorio. De tal forma que tanto el flujo de potencia activa del primario al secundario como del secundario al primario del transformador electrónico son posibles aunque no exista una simetría en el control ni en la topología del circuito utilizados.

6.7. Ensayo de regulación de los límites de operación del DAB en el transformador electrónico

En este ensayo se muestra como reacciona el transformador electrónico cuando está alimentando una carga en el secundario, $z_{load} = 0,5 + j0,2$ en bases del filtro LC, y el

transformador de alta frecuencia del DAB se encuentra próximo a su límite de corriente o potencia activa máxima. Como se propuso en la Sección 4.6 para conseguir que el transformador se aleje de dicho límite se modifica el valor de las moduladoras del VSC del primario del DAB que pasarán de 1 a 3 p.u. en este ejemplo.

La Figura 157 muestra la tensión del secundario del transformador electrónico. Se puede ver que mantiene sus valores en las referencias y no se ve afectada y por el cambio de las moduladoras en el DAB.

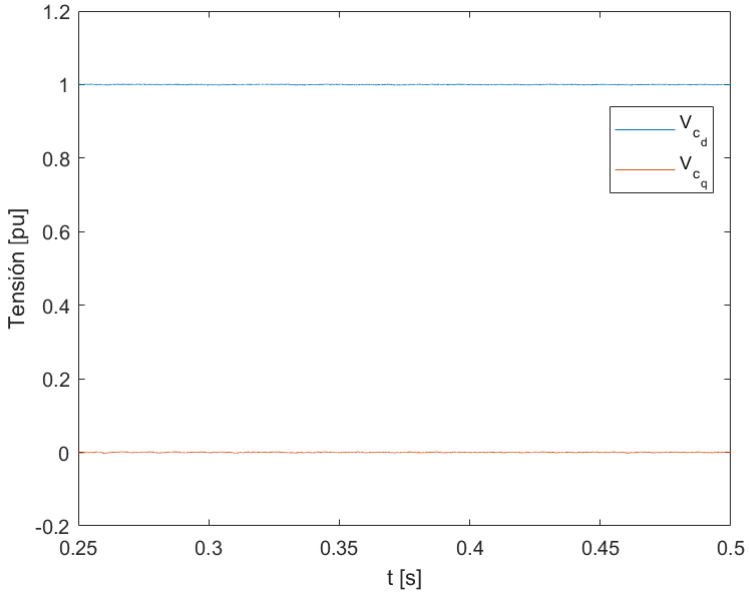


Figura 157. Tensión del filtro LC en el ensayo de regulación de los límites del DAB del transformador electrónico.

En las Figuras 158 y 159 se observan las tensiones de las etapas de CC del primario y del secundario del transformador electrónico, respectivamente. Se puede ver como debido al cambio de las moduladoras la potencia que fluye por el transformador trifásico varía, dando lugar a unas perturbaciones en las tensiones que el control del filtro LCL y el DAB devuelven a sus referencias.

La Figura 160 muestra la respuesta temporal de la corriente por el DAB. Se puede ver que al modificar las moduladoras, y una vez pasado el transitorio, la corriente es menor que es el objetivo de la modificación de la moduladoras.

6.7.1. Comentarios del ensayo de regulación de los límites de operación del DAB en el transformador electrónico

Como se ha podido ver en este ensayo la modificación de las moduladoras del VSC del primario del DAB permite que la corriente que fluye por el transformador de alta frecuencia sea menor. Como se mostró en la Sección 4.6, esto permite que el trasformador se aleje de su límite de operación segura debido tanto a la corriente como a la potencia máxima que puede atravesarlo.

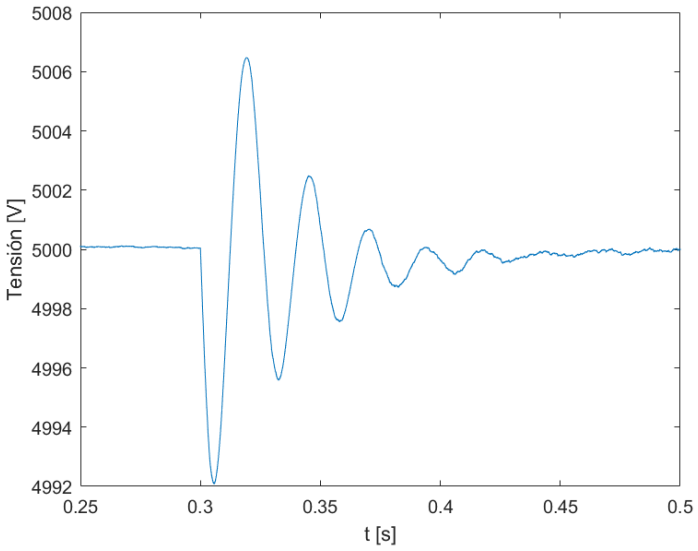


Figura 158. Tensión de la etapa CC del primario en el ensayo de regulación de los límites del DAB del transformador electrónico.

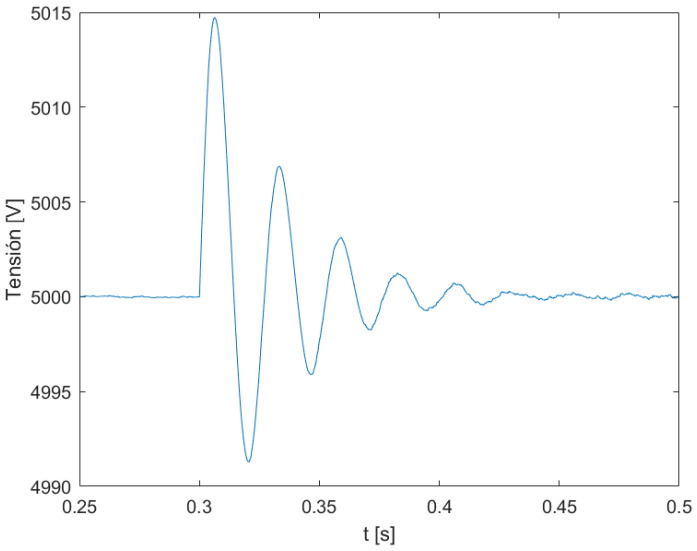


Figura 159. Tensión de la etapa CC del secundario en el ensayo de regulación de los límites del DAB del transformador electrónico.

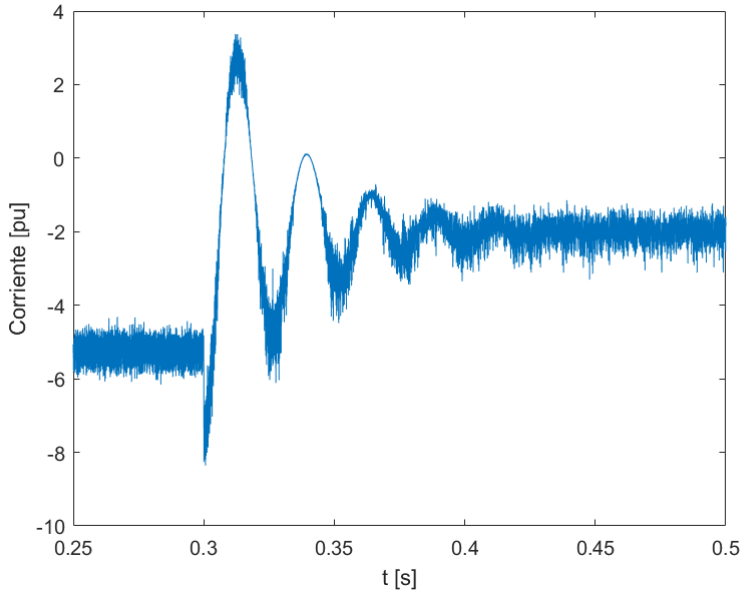


Figura 160. Corriente en el DAB en el ensayo de regulación de los límites del DAB del transformador electrónico.

Al igual que en los otros ensayos se debe comprobar que al modificar las moduladoras el PWM sigue encontrándose en la región de modulación lineal.

6.8. Ensayo de la limitación de la corriente del filtro LC

En este ensayo se aplican los cambios comentados en la Sección 2.9 para ver como la limitación de la corriente que atraviesa el VSC del secundario afecta a la operación del transformador electrónico.

Las referencias de las tensiones del condensador del filtro LC van a ser en todo momento $v_{c_d}^{ref} = 1$ y $v_{c_q}^{ref} = 0$. Al principio de la simulación se alimentará una impedancia $z_{load} = 1 + j$, en bases del filtro LC. En $t = 0,4$ s se conectará otra impedancia en paralelo, luego la nueva impedancia será $z_{load} = \frac{1+j}{7}$. En $t = 1$ s se volverá a conectar la carga original.

En la Figura 161 se puede ver como en cuanto se cambia el valor de la carga, el módulo de la corriente de referencia que se necesita es mayor que el límite y se satura este valor. Por lo tanto el sistema se encuentra en lazo abierto y el condensador no puede llegar a su referencia, Figura 162, y hay un error de referencia en régimen permanente. Una vez que se vuelve a conectar la carga original el sistema tras el transitorio sale de la saturación de la corriente y vuelve a seguir la referencia de tensión.

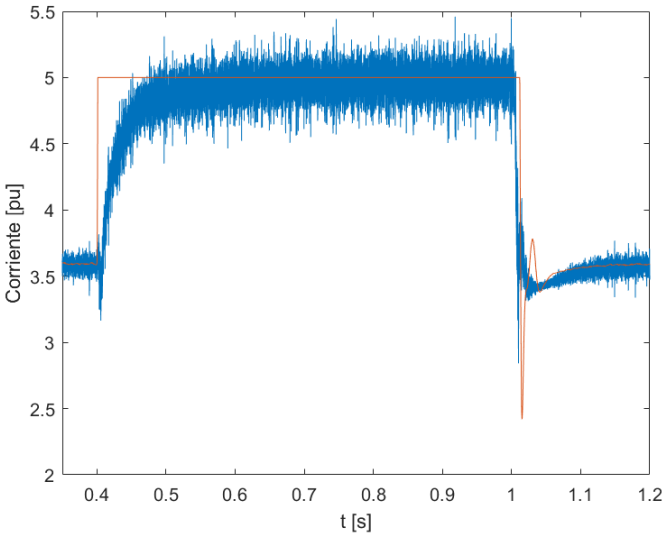


Figura 161. Módulo de la corriente interna del VSC del secundario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LC del transformador electrónico.

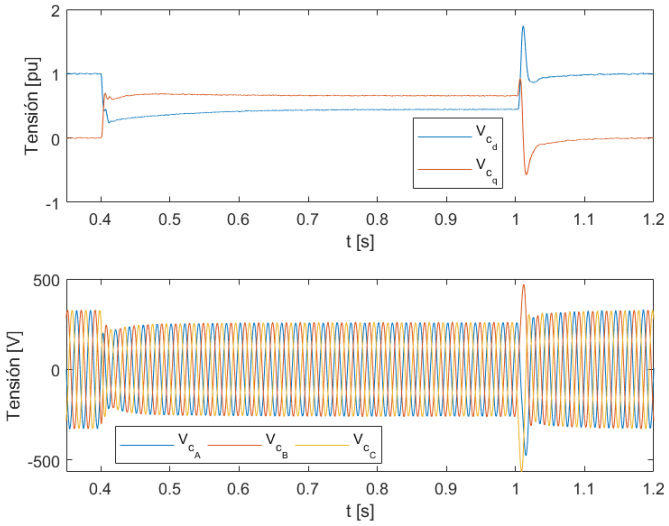


Figura 162. Tensión del filtro LC en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LC del transformador electrónico.

En las Figuras 163 y 164 se observan las tensiones de las etapas de CC del primario y del secundario del transformador electrónico, respectivamente. Se puede ver como debido al cambio de carga, la potencia y corriente requeridas en el secundario es mayor pero al saturar la corriente no se consigue dar. Hay unas perturbaciones en las tensiones de CC tanto en la conexión como en la desconexión pero el control del filtro LCL y el DAB son capaces de devolver las tensiones a sus referencias.

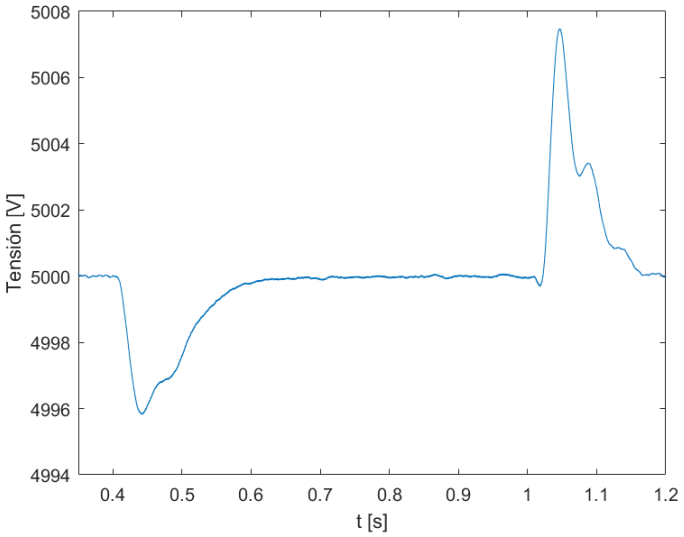


Figura 163. Tensión de la etapa CC del primario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LC del transformador electrónico.

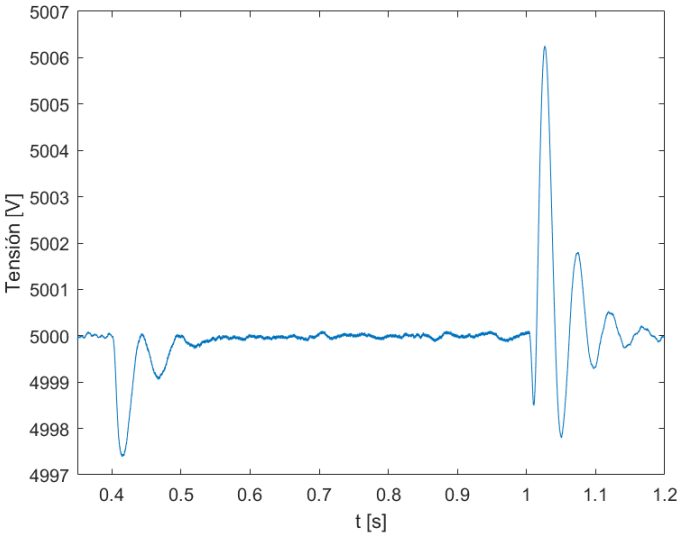


Figura 164. Tensión de la etapa CC del secundario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LC del transformador electrónico.

6.8.1. Comentarios del ensayo de la limitación de la corriente del filtro LC

Los VSC no tienen una protección directa frente a sobre-corrientes por lo que incluir en el control de estos una saturación de la corriente los protege de faltas en la red o de cargas con una impedancia equivalente pequeña, como es el caso del ensayo.

Como se ha podido ver en este ensayo y en ensayo que se hizo en el submódulo del filtro LC de manera independiente, cuando satura la corriente el sistema se encuentra en lazo abierto y no se sigue la referencia del control. Esta técnica de protección es muy importante puesto que protege al transformador electrónico de faltas en la red conectada a su secundario, ya que un cortocircuito en la red puede hacer que el sistema pida mucha corriente al filtro LC pero al estar saturada esta nunca pasará de un límite de operación segura.

6.9. Ensayo de la limitación de la corriente del filtro LCL

En este ensayo se aplican los cambios comentados en la Sección 2.9 pero aplicados al control del filtro LCL para ver como la limitación de la corriente que atraviesa el VSC del primario afecta a la operación del transformador electrónico.

Las referencias de las tensiones del condensador del filtro LC van a ser en todo momento $v_{c_d}^{ref} = 1$ y $v_{c_q}^{ref} = 0$ y se alimentará una impedancia $z_{load} = 0,5 + j0,2$ en el secundario. En $t = 0,4$ s habrá un hueco de tensión donde la red infinita mantendrá un $60\,\%$ de su valor nominal durante $0,1$ s.

En la Figura 165 se puede ver que durante el hueco de tensión el módulo de la corriente de referencia que se necesita es mayor que el límite y se satura este valor. Debido al desacoplo que se consigue con las etapas de CC se observa que el filtro LC consigue mantener su tensión en sus referencias, Figura 166.

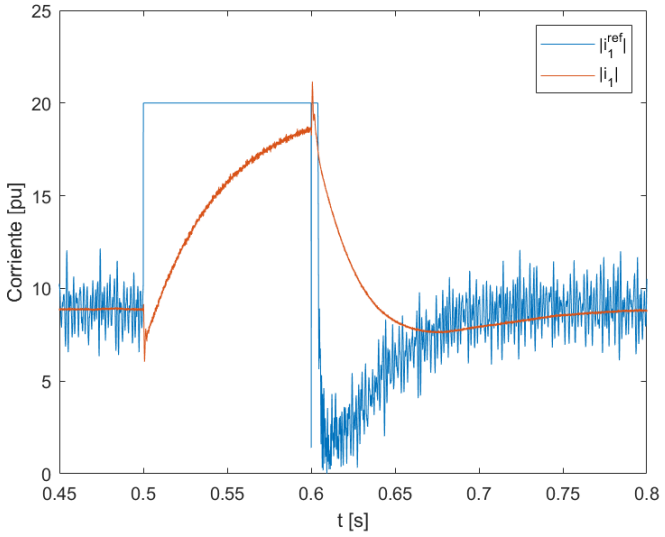


Figura 165. Módulo de la corriente interna del VSC del secundario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LCL del transformador electrónico.

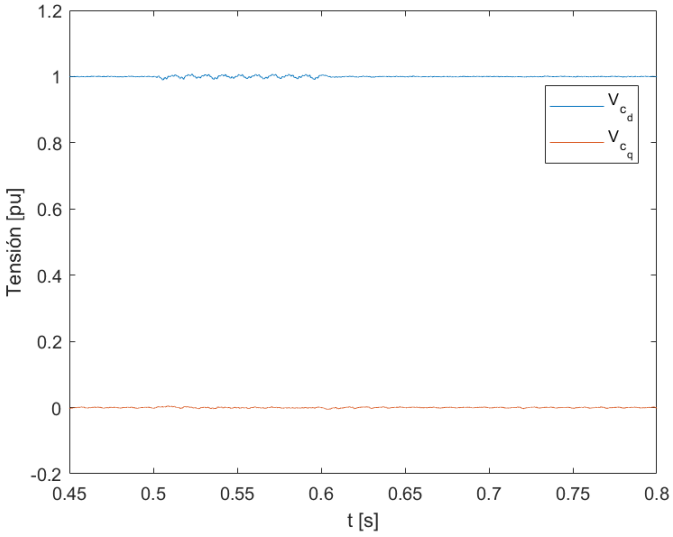


Figura 166. Tensión del filtro LC en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LCL del transformador electrónico.

En las Figuras 167 y 168 se observan las tensiones de las etapas de CC del primario y del secundario del transformador electrónico, respectivamente. Se puede ver como debido al hueco de tensión, la potencia y corriente requeridas en el primario es mayor pero al saturar la corriente no se consigue dar. Esto da lugar a unas perturbaciones en la tensión de CC del primario cuando comienza y cuando acaba el hueco. El control del filtro LCL no es capaz de devolver la tensión de CC a su referencia durante el hueco. Lo que sí se puede observar es que la tensión de CC del secundario no se ve afectada por el hueco de tensión, consiguiendo así el desacoplo entre la entrada y la salida.

6.9.1. Comentarios del ensayo de la limitación de la corriente del filtro LCL

Como se ha podido ver en este ensayo, cuando se da un hueco de la tensión del primario la corriente que debe absorber el primario aumenta considerablemente. Para proteger el VSC del primario se debe saturar la corriente de referencia del control interno. Esta saturación da lugar a una perturbación en la tensión de la etapa de CC del primario que el control LCL no es capaz de devolver a su referencia. La utilización del DAB permite desacoplar esa perturbación de la tensión de la otra etapa de CC y así de esta forma la tensión a la salida del transformador electrónico no se ve afectada. Por lo tanto existe un desacoplo entre la entrada y la salida. Este desacoplo tiene sus límites debido a que los

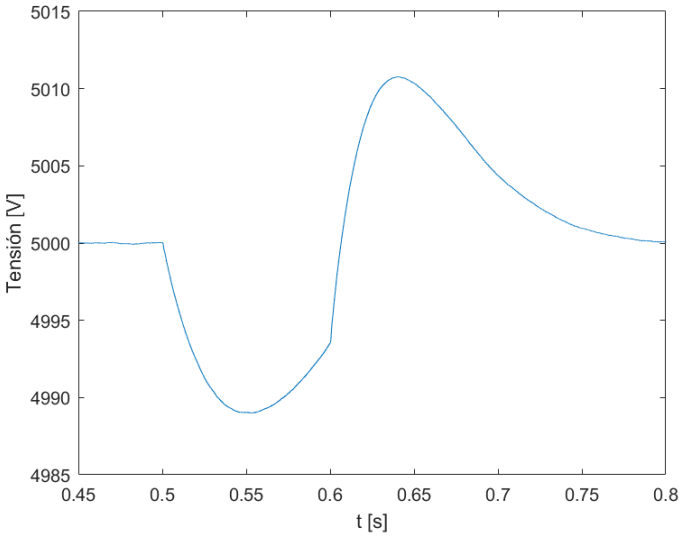


Figura 167. Tensión de la etapa CC del primario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LCL del transformador electrónico.

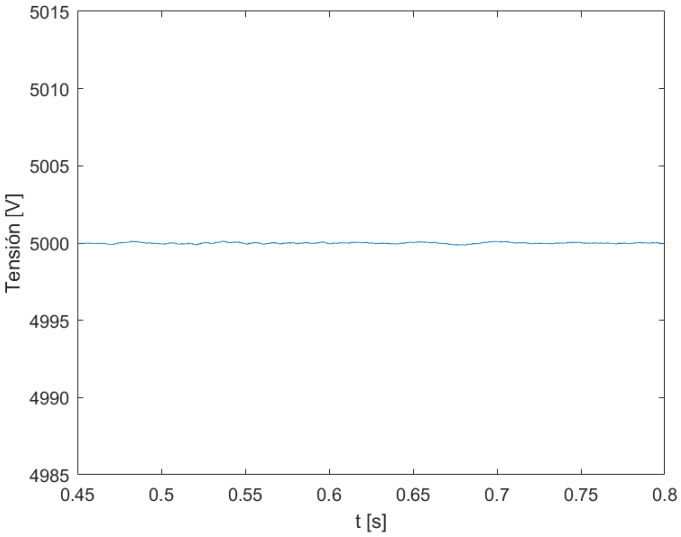


Figura 168. Tensión de la etapa CC del secundario en el ensayo de limitación de la corriente del filtro LCL del transformador electrónico.

condensadores utilizados para la simulación pueden almacenar una cantidad considerable de energía pero si el hueco de tensión es prolongado en el tiempo, los condensadores pueden llegar a descargarse y entonces la tensión de salida se vería afectada y no se podría mantener en sus valores de referencia.

6.10. Futuro desarrollo

Se han han conseguido desarrollar totalmente los dos primeros objetivos de este TFM. Pero debido a la limitación de tiempo el tercer y último objetivo se ha conseguido parcialmente.

Como futuro desarrollo de este TFM se propone hacer un estudio de diversas topologías modulares y multinivel para el estudio del transformador electrónico en sistemas de distribución.

Otra continuación lógica de este proyecto es desarrollar un modelo más complejo del transformador electrónico y hacer una implementación física de este y ver si los modelos se comportan como en la realidad.

Capítulo 7

Resumen y Conclusiones

7.1. Introducción

En este capítulo se va a presentar en primer lugar un breve resumen del control del transformador electrónico y del TFM. En segundo lugar se mostrarán las conclusiones obtenidas en este TFM.

7.2. Resumen

En este TFM se ha estudiado el modelado y el control del convertidores CA/CC y CC/CC de dos niveles que son partes fundamentales de un transformador electrónico. Primero se estudiaron los convertidores de manera independiente, sin tener en cuenta el efecto de las perturbaciones de los otros convertidores conectados en serie. Una vez desarrollados los controles y los simuladores de los diferentes submódulos que componen un transformador electrónico se conectaron los submódulos para crear el resultado final del TFM que es un simulador de un transformador electrónico.

El control del filtro LCL se ha concebido como uno en casada. El objetivo principal del lazo externo, PI, es mantener la tensión del condensador del bus de CC a su tensión de referencia, esto lo consigue calculando $i_{2_d}^{ref}$ (que es equivalente a calcular la potencia activa que se necesita absorber de la red para mantener la tensión de CC. La $i_{2_q}^{ref}$ se puede o bien dejar a 0 o se puede crear a su vez un lazo de control de potencia reactiva y controlar la potencia reactiva que absorbe el VSC. El control intermedio genera las $i_{1_d}^{ref}$ e $i_{1_q}^{ref}$ con un PI. Con estas referencias y las medidas de los estados del circuito, el control interno que se basa en una realimentación de estados con efecto integral calcula la tensión en ejes dq, e_d y e_q, del VSC. Por lo que, primero se debe aplicar a estas tensiones la transformada inversa de Park y luego hay que pasaras a valores reales. Obteniéndose así las tensiones senoidales trifásicas (E_A, E_B y E_C) que se utilizarán como las moduladoras del PWM previo escalado.

El control del DAB se divide en dos partes. El VSC del primario del transformador de alta frecuencia opera en lazo abierto con unas moduladoras constantes. El control del VSC

del secundario se ha concebido como uno en casada y su objetivo principal es mantener la tensión del condensador del bus de CC del secundario en su valor de referencia, esto lo consigue calculando $i_{1_d}^{ref}$ (que es equivalente a calcular la potencia activa que se necesita absorber del VSC del primario para mantener la tensión de CC del secundario) con la ayuda de un PI. La $i_{1_q}^{ref}$ se puede o bien dejar a 0 o se puede crear a su vez un lazo de control de potencia reactiva y controlar la potencia reactiva que atraviesa el transformador. Con estas referencias y las medidas de los estados del circuito, el control interno que se basa en una realimentación de estados con efecto integral calcula la tensión en ejes dq, e_d y e_q, del VSC del secundario. Por lo que, primero se debe aplicar a estas tensiones la transformada inversa de Park y luego hay que pasarlas a valores reales. Obteniéndose así las tensiones senoidales trifásicas (E_A, E_B y E_C) que se utilizarán como las moduladoras del PWM del VSC del secundario previo escalado.

El control del filtro LC se ha concebido como uno en casada. El objetivo principal del lazo externo es controlar la tensión del condensador del filtro LC con un PI. El lazo externo genera $i_{1_d}^{ref}$ e $i_{1_q}^{ref}$ con $v_{c_d}^{ref}$ e $v_{c_q}^{ref}$. Las salidas generadas por el control externo son las referencias del control interno que se basa en una realimentación de estados con efecto integral. El lazo interno calcula la tensión en ejes dq, e_d y e_q, del VSC. Por lo que, primero se debe aplicar a estas tensiones la transformada inversa de Park y luego hay que pasarlas a valores reales. Obteniéndose así las tensiones senoidales trifásicas (E_A, E_B y E_C) que se utilizarán como las moduladoras del PWM previo escalado.

El simulador desarrollado del transformador electrónico es para un dispositivo que conecta un sistema de baja tensión como puede ser la red eléctrica con una micro-red, también de baja tensión. Las limitaciones de los convertidores de dos niveles hacen que no se puedan utilizar para crear un transformador electrónico reductor en un sistema de distribución que es donde el transformador electrónico puede encajar mejor en el sistema eléctrico del futuro, dadas sus características.

Para continuar con la investigación del transformador electrónico en un sistema de distribución se estudia el modelado y el control de los MMC. Estos convertidores modulares se pueden sustituir por los VSC de dos niveles en el lado del primario ya que estos sí que pueden soportar media tensión. El uso de los MMC con un número elevado de submódulos por brazo mejora la respuesta del sistema al reducir el ruido de alta frecuencia en las medidas debido a las conmutaciones si se compara con un convertidor de dos niveles, además reduce también la EMI en las medidas debido al mayor número de escalones en las tensiones.

7.3. Conclusiones

A través de los diversos ensayos desarrollados se pudo comprobar que el transformador electrónico gracias al modelado y a los lazos de control diseñados tiene una serie de características que son prometedoras ya que hacen que este dispositivo sea versátil y

dinámico a la hora de implementarse en el sistema eléctrico del futuro. Las características que se han comprobado en este TFM se pueden resumir en las siguientes:

- Se puede controlar la tensión a la que se alimenta la red en el secundario a través del filtro LC, independientemente de la tensión del primario.

- Se puede controlar la frecuencia del secundario. El uso de convertidores en el transformador permite alimentar una red en el secundario que tenga una frecuencia distinta de la del primario.

- El uso de un transformador de alta frecuencia como núcleo del convertidor DAB permite que haya aislamiento galvánico en el dispositivo además de reducir su tamaño y peso.

- Ante cambios de carga en el secundario del transformador el control es capaz de mantener la tensión a la que se alimenta la carga, una vez pasado el transitorio, gracias a un control de la potencia activa que fluye por el dispositivo.

- La potencia reactiva que entra en el transformador y la que sale de este están desacopladas. La potencia reactiva que sale es la que requiere la carga alimentada. La potencia reactiva que entra se controla con un lazo de potencia externo en el filtro LCL de tal forma que se puede elegir el valor de la potencia reactiva absorbida o generada en el primario del transformador electrónico. Además, los cambios de potencia reactiva en el primario tampoco afectan a la tensión de salida del transformador.

- El flujo de potencia activa puede ser bidireccional con respecto a la entrada y salida trifásica. El control diseñado no es simétrico y siempre en las simulaciones se asumió que la potencia fluía del primario hacia el secundario. Si en el secundario del transformador electrónico se incluye un generador de energía y este es lo suficientemente grande como para alimentar a la red del secundario y suplir las pérdidas del dispositivo entonces el flujo de potencia activa cambia de sentido y pasaría a ir del secundario al primario. En este caso los controles son capaces de mantener las señales en sus referencias una vez pasado el transitorio.

- En las etapas de CC se puede conectar una micro-red que absorba o genere potencia sin afectar a la tensión de salida del transformador electrónico. En función de esa potencia el control es capaz de ajustar la potencia que tiene que absorber de la red del primario. El control es capaz de mantener las señales en sus referencias incluso cuando la potencia inyectada por la red de CC es tan grande que puede alimentar el secundario del transformador electrónico y las pérdidas de este y por lo tanto cambiar también el sentido del flujo de potencia.

- El transformador trifásico del DAB tiene dos límites de operación definidos por la corriente y la potencia que le atraviesa. Se puede proteger el transformador electrónico y por lo tanto alejar el punto de operación del DAB de esos límites aumentando el valor de las moduladoras del convertidor que se encuentra en el primario del transformador del DAB. Un cambio de estos permite que el transformador electrónico pueda ser atravesado por más potencia activa para alimentar al secundario manteniendo el transformador trifásico en un punto de operación seguro sin afectar la tensión de salida del secundario del dispositivo.

- El control del filtro LC que se encuentra en el secundario del transformador electrónico se puede modificar para limitar la corriente que atraviesa el convertidor de salida y protegerlo así de sobre-corrientes debidas a faltas en la red del secundario. Cuando se da una falta la referencia de corriente se satura haciendo imposible mantener la tensión a la salida del transformador electrónico pero protegiéndolo.

- El control del filtro LCL que se encuentra en el primario del transformador electrónico se puede modificar para limitar la corriente que atraviesa el convertidor de salida y protegerlo así de huecos en la red. Cuando se da un hueco en la red el control externo pide tanta corriente que el control interno satura la referencia de corriente. Durante la saturación el flujo de potencia en el dispositivo no es el necesario para mantener las distintas señales en sus valores de referencia, pudiendo darse el caso de que si el hueco es lo suficientemente prologado en el tiempo puede descargar las etapas de CC y afectar a la salida del transformador electrónico a expensas de protegerlo.

Estas características hacen del transformador electrónico un dispositivo que mejorará la red eléctrica del futuro.

Bibliografía

[Aka11] Hirofumi Akagi. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). IEEE Transactions on power electronics, 26(11):3119–3130, 2011.

[AL09] A. M. Abbas and P. W. Lehn. PWM based VSC-HVDC systems — a review. In 2009 IEEE Power Energy Society General Meeting, Calgary, AB, Canada, pages 1–9, July 2009. doi:10.1109/PES.2009.5275751.

[AM04] Salvador Simón Alepuz Menéndez. Aportación al control del convertidor CC/CA de tres niveles. Tesis doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, España, 2004.

[Baj08] Chandra Bajracharya. Control of VSC-HVDC for wind power. Master's thesis, NTNU, Institutt for elkraftteknikk, Noruega, 2008.

[Boy08a] Stephen Boyd. Continuous time linear quadratic regulator, 2008. URL https://stanford.edu/class/ee363/lectures/clqr.pdf. Último acceso: 02/07/2019.

[Boy08b] Stephen Boyd. Ee363 review session 2: Invariant subspaces, sylvester equation, pbh, 2008. URL https://stanford.edu/class/ee363/sessions/s2notes.pdf. Último acceso: 02/07/2019.

[CBL16] L. F. Costa, G. Buticchi, and M. Liserre. Quadruple active bridge DC-DC converter as the basic cell of a modular smart transformer. In 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pages 2449–2456, March 2016. doi:10.1109/APEC.2016.7468209.

[Cer18] Iñigo Cervigón. Control de convertidores electrónicos fuente de tensión para el soporte de la red eléctrica. 2018.

[DDWZ17] Sixing Du, Apparao Dekka, Bin Wu, and Navid Zargari. Modular multilevel converters: analysis, control, and applications. John Wiley & Sons, 2017.

[dEnd] Red Eléctrica de España. Presentación REE: Operación de sistemas HVDC. Particularidades. n.d. URL http://electrica.uc3m.es/geste/HVDC1-UC3M.pdf. Último acceso: 02/07/2019.

[DWF+17] Apparao Dekka, Bin Wu, Ricardo Lizana Fuentes, Marcelo Perez, and Navid R Zargari. Evolution of topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 5(4):1631–1656, 2017.

[FRB+19] Niklas Fritz, Mohamed Rashed, Serhiy Bozhko, Fabrizio Cuomo, and Pat Wheeler. Flux control modulation for the dual active bridge DC/DC converter. The Journal of Engineering, 2019(17):4353–4358, 2019.

[HA09] Makoto Hagiwara and Hirofumi Akagi. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. IEEE transactions on power electronics, 24(7):1737–1746, 2009.

[Had15] Marcos Rejas Haddioui. Control and modulation strategies for MMC based HVDC. Master Thesis, Aalborg University, Aalborg, Dinamarca, 2015.

[HCH+11] A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng, and S. J. Dale. The future renewable electric energy delivery and management (FREEDM) system: The energy internet. Proceedings of the IEEE, 99(1):133–148, Jan 2011. doi:10.1109/JPROC.2010.2081330.

[Ise91] Rolf Isermann. Digital control systems, volume ii. stochastic control, multivariable control, adaptive control, applications, 1991.

[JA15] Dragan Jovcic and Khaled Ahmed. High voltage direct current transmission: converters, systems and DC grids. John Wiley & Sons, 2015.

[Jim15] Adolfo Rivero Jiménez. Protección y localización de faltas en sistemas HVDC mediante onda viajera. ETSI Universidad de Sevilla, 2015. URL http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/5597/fichero/Protecci%C3%B3n+y+localizaci%C3%B3n+de+faltas+en+sistemas+HVDC+mediante+onda+viajera+R1.pdf. Último acceso: 01/07/2019.

[KGDB90] Mustansir H Kheraluwala, RW Gasgoigne, Deepakraj M Divan, and E Bauman. Performance characterization of a high power dual active bridge DC/DC converter. In Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE, pages 1267–1273. IEEE, 1990.

[LBA+16] M. Liserre, G. Buticchi, M. Andresen, G. De Carne, L. F. Costa, and Z. Zou. The smart transformer: Impact on the electric grid and technology challenges. IEEE Industrial Electronics Magazine, 10(2):46–58, June 2016. doi:10.1109/MIE.2016.2551418.

[LBH05] Marco Liserre, Frede Blaabjerg, and Steffan Hansen. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. IEEE Transactions on industry applications, 41(5):1281, 2005.

[LBV17] M. Liserre, G. Buticchi, and C. Vournas. Lecture notes in Ph.D. Course in the Smart Transformer. Christian-Albrechts-Universizät zu Kiel, Kiel Alemania, February 2017.

[Les15] Victor F. Lescale. Presentación ABB: Tecnología HVDC: Características y Beneficios. 2015. URL https://new.abb.com/docs/librariesprovider78/chile-documentos/novenas-jornadas-tecnicas-2015/ps/v%C3%ADctor-lescale-hcdc-parte-1.pdf?sfvrsn=2. Último acceso: 01/07/2019.

[LYX+14] Binbin Li, Rongfeng Yang, Dandan Xu, Gaolin Wang, Wei Wang, and Dianguo Xu. Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters. IEEE Transactions on Power electronics, 30(1):297–310, 2014.

[Matnda] Mathworks. PLL (3ph), n.d. URL https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/pll3ph.html. Último acceso: 04/06/2019.

[Matndb] Mathworks. Sinusoidal Measurement (PLL, Three-Phase), n.d. URL https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/sinusoidalmeasurementpllthreephase.html. Último acceso: 04/06/2019.

[Mcm70] William Mcmurray. Power converter circuits having a high frequency link. (US3517300A), Jun 1970. URL https://patents.google.com/patent/US3517300?oq=Power+converter+circuits+having+a+high\+frequency+link. Último acceso: 15/04/2019.

[MU07] Ned Mohan and Tore M Undeland. Power electronics: converters, applications, and design. John wiley & sons, 2007.

[Nar12] Computer Aided Power System Analysis Course. 2012. URL https://nptel.ac.in/courses/108107028/45. Último acceso: 01/07/2019.

[NLDD14] Alireza Nami, Jiaqi Liang, Frans Dijkhuizen, and Georgios D Demetriades. Modular multilevel converters for HVDC applications: Review on converter cells and functionalities. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(1):18–36, 2014.

[Pag09] Luis L Pagola. Regulación automática. Universidad Pontificia Comillas, 2009.

[Pav13] Zoran Pavlovic. Multiple input-output bidirectional solid state transformer based on a series resonant converter. Último acceso: 01/07/2019, 2013. URL http://oa.upm.es/21622/.

[PBR+14] Marcelo A Perez, Steffen Bernet, Jose Rodriguez, Samir Kouro, and Ricardo Lizana. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. IEEE transactions on power electronics, 30(1):4–17, 2014.

[pDoE10] US Department of Energy. The smart grid: An introduction. 2010. URL https://www.energy.gov/oe/downloads/smart-grid-introduction-0. Última acceso: 15/04/2019.

[Qin12] Hengsi Qin. Dual active bridge converters in solid state transformers. PhD thesis, 2012. URL http://scholarsmine.mst.edu/doctoral_dissertations/1914. Último acceso: 02/07/2019.

[RAS+15] A. Rodríguez, M. Arias, J. Sebastián, M. López, A. Zapico, and F. Briz. Retos tecnológicos en el desarrollo de un transformador de estado sólido basado en un convertidor modular multinivel con inyección de potencia a nivel de celda. XXII Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2015 (SAAEI'15),, 2015. Zaragoza, España.

[RJC+01] Paulo F Ribeiro, Brian K Johnson, Mariesa L Crow, Aysen Arsoy, and Yilu Liu. Energy storage systems for advanced power applications. Proceedings of the IEEE, 89(12):1744–1756, 2001.

[SHB13] Xu She, Alex Q Huang, and Rolando Burgos. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 1(3):186–198, 2013.

[SHN+16] Kamran Sharifabadi, Lennart Harnefors, Hans-Peter Nee, Staffan Norrga, and Remus Teodorescu. Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems. John Wiley & Sons, 2016.

[SP07] Sigurd Skogestad and Ian Postlethwaite. Multivariable feedback control: analysis and design, volume 2. Wiley New York, 2007.

[SYX14] Shunke Sui, Rongfeng Yang, and Dianguo Xu. An improved modulation scheme for voltage balancing in modular multilevel converter. Journal of International Council on Electrical Engineering, 4(2):162–166, 2014.

[SZK17] Wolf-Peter Schill, Alexander Zerrahn, and Friedrich Kunz. Prosumage of solar electricity: Pros, cons, and the system perspective. Proceedings of the IEEE, 1637, Jan 2017. URL https://ssrn.com/abstract=2912814. Último acceso: 15/04/2019.

[Tej18] Ion Zaballa Tejada. Teoría de control: Controlabilidad y observabilidad. estabilización, 2018. URL http://www.ehu.eus/izaballa/Control/Transparencias/trans6-1x2.pdf. Último acceso: 13/07/2019.

PARTE II

APÉNDICE

Capítulo 1

Transformada de Park

1.1. Introducción

La transformación de Park [AM04] convierte las componentes 'ABC' de un sistema trifásico a otro sistema de referencia 'dq0'. Cualquier variable trifásica se puede descomponer en sus componentes de secuencia directa, inversa y homopolar que se pueden describir como un vector espacial. Estos vectores son de módulo constante y giran con una frecuencia angular Ω constante.

1.2. Matriz de transformación

El vector con las componentes en el nuevo sistema de referencia dq0, $\overline{x}_r$, se obtiene multiplicando el vector de coordenadas trifásicas $\overline{x}$ por la matriz de transformación T según la ecuación:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \overline{x}_r = T\overline{x} = T \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \tag{1}$$

La matriz de la transformación es:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2}$$

donde θ es el ángulo de rotación de los ejes dq0:

$$\theta = \int_0^t \omega t \; dt + \theta_0 \tag{3}$$

donde ω es la frecuencia angular del sistema dq0 que es igual a la del sistema trifásico y θ_0 es el ángulo inicial del sistema dq0. La relación que existe entre el sistema trifásico y dq0 se puede observar en la Figura 1.

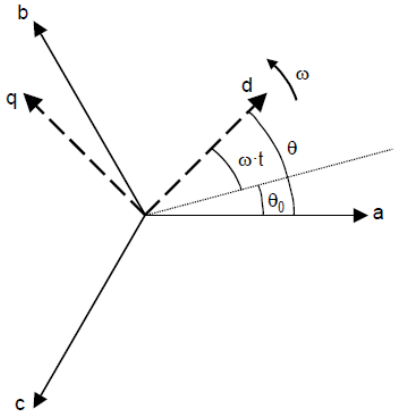


Figura 1. Sistemas de referencia trifásico y D-Q.

Si la frecuencia angular ω es constante que es el caso para un sistema trifásico, entonces la matriz de transformación se puede expresar como en (4).

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_0) & \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t + \theta_0) & -\sin(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{4}$$

1.3. Propiedades de la transformación

El término $\sqrt{\frac{2}{3}}$ que está multiplicando a la matriz en (2) o en (4) permite la transformación sea ortonormal ya que se verifica $T^{-1} = T^T$

Una característica importante de las transformaciones ortonormales es que mantienen invariante el producto escalar. De tal forma que si se tienen las siguientes dos transformaciones de Park:

$$\begin{aligned} \overline{x}_r &= T\overline{x} \\ \overline{y}_r &= T\overline{y} \end{aligned} \tag{5}$$

entonces el producto escalar de los vectores transformados queda:

$$\overline{x}_r^T \cdot \overline{y}_r = \overline{x}^T T^T T \overline{y} = \overline{x}^T \cdot \overline{y} \tag{6}$$

Al ser producto escalar invariante debido a que estamos ante una transformación ortonormal se puede deducir que el valor de la potencia instantánea se mantiene también invariante independiente mente del sistema de referencia usado:

$$p = \overline{v}_r^T \cdot \overline{i}_r = \overline{v}^T \cdot \overline{i} \tag{7}$$

1.4. Propiedades del sistema trifásico y componentes homopolares

El tercer componente del sistema en ejes dq0, también conocido como homopolar o cero se calcula según (1), así:

$$x_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(x_A + x_B + x_C) \tag{8}$$

A partir de (8) se pueden deducir las siguientes propiedades:

- Si el sistema trifásico de tensiones está equilibrado, la suma de las tensiones 'ABC' es en todo momento nula ($v_A + v_B + v_C = 0$) y por lo tanto también la tensión homopolar ($v_0 = 0$).

- Si el neutro del sistema trifásico está aislado, la suma de las corrientes 'ABC' es en todo momento nula ($i_A + i_B + i_C = 0$) y por lo tanto también la corriente homopolar ($i_0 = 0$).

- Si el sistema trifásico de tensiones y la carga están equilibrados entonces las propiedades mencionadas anteriormente se cumplen y por lo tanto las tensiones y corrientes homopolares son nulas ($v_0 = 0$ y $i_0 = 0$).

Es habitual que se trabaje con un sistema trifásico de tensiones simétrico y equilibrado, y que la carga trifásica también esté equilibrada. Es común encontrar cargas equilibradas y con neutro aislado. En estas condiciones, las componentes homopolares de tensión y de corriente son nulas. Si la carga es de neutro aislado, pero desequilibrada, la corriente no tiene componente homopolar pero las tensiones simples sí que pueden tener componente homopolar. La ausencia de componentes homopolares permite que a la hora de estudiar estos sistemas, si se aplica la transformación de Park, se pase de tres variables trifásicas 'ABC' a dos variables dq que son de valor constante en régimen permanente.

Para simplificar más los valores a la hora de hacer la transformación lo que se puede hacer es alinear el eje d con el fasor de tensión, aunque se podría hacer con cualquier otra variable trifásica. De esta forma las tensiones trifásicas equilibradas:

$$\begin{aligned} v_A &= \sqrt{2}V\cos(\omega t) \\ v_B &= \sqrt{2}V\cos(\omega t - \tfrac{2\pi}{3}) \\ v_C &= \sqrt{2}V\cos(\omega t + \tfrac{2\pi}{3}) \end{aligned} \tag{9}$$

donde V es el valor eficaz de la tensión de fase. Al aplicar la transformación asumiendo que $\theta_0 = 0$:

$$\begin{aligned} v_d &= \sqrt{3}V = V_{LL} \\ v_q &= 0 \\ v_0 &= 0 \end{aligned} \tag{10}$$

En el caso de que el eje d no esté alineado con el fasor de tensión se cumplirá la siguiente relación:

$$V_{LL} = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \tag{11}$$

1.5. Transformación aplicada a un sistema representado en espacio de estado

Sea el sistema trifásico representado en el espacio de estado:

$$\dot{\overline{x}}(t) = A\overline{x}(t) + B\overline{u}(t) \tag{12}$$

Al transformar al sistema a ejes dq0 se obtiene:

$$\dot{\overline{x}}_r(t) = A\overline{x}_r(t) + B\overline{u}_r(t) \tag{13}$$

Se puede demostrar que las matrices transformadas se expresan según:

$$\begin{aligned} A_r &= TAT^T - T\,\tfrac{d}{dt}T^T = TAT^T - \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B_r &= TBT^T \end{aligned} \tag{14}$$

En (14) se puede ver como al transformar el sistema aparece el acoplamiento entre ejes dq.

Capítulo 2

Tests de PBH

Los tests de PBH permiten demostrar si un sistema es controlable y observable [Boy08b, Tej18]. Sea un sistema en tiempo continuo cuya representación en espacio de estado es de la forma:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{cases} \tag{15}$$

2.1. Test de controlabilidad

El par (A, B) es controlable si y sólo si no existe un autovector izquierdo, $v \neq 0$, de A que sea ortogonal a las columnas de B, es decir:

$$vB = 0 \tag{16}$$

Esto es equivalente a: el par (A,B) es controlable si y sólo si se cumple

$$\text{rango}\,[\lambda I_n - A \quad B] = n \text{ para cada valor propio de } A \tag{17}$$

Para ejemplificar como se haría esta versión del test de controlabilidad PBH se muestra el Código 1

```
eigenvalues = eig(matA);
x = ones(1,length(eigenvalues));
for n = 1:1:length(eigenvalues)
    matControlabilidad = [autovalores(n)*eye(length(eigenvalues))-matA, mat B];
    x(n) = rank(matControlabilidad);
end
```

Code 1. Ejemplo de implementación en Matlab del test de controlabilidad PBH.

2.2. Test de observabilidad

El par (C, A) es observable si y sólo si no existe un autovector derecho de A que sea ortogonal a las columnas de C.

Capítulo 3

Regulador cuadrático lineal en tiempo continuo

Sea un sistema en tiempo continuo cuya representación en espacio de estado es de la forma:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \qquad x(0) = x_0 \tag{18}$$

Se quiere buscar el mando $u : [0; t_f] \to \mathbb{R}^m$ que minimice la función de coste:

$$J = \int_0^{t_f} \left(x(\tau)^T Q x(\tau) + u(\tau)^T R u(\tau) \right) d\tau + x(t_f)^T Q_f x(t_f) \tag{19}$$

donde t_f es el horizonte de predicción y $Q = Q^T \geq 0$, $Q_f = Q_f^T \geq 0$ y $R = R^T > 0$ son las matrices de coste de estados, estados finales y entradas, respectivamente.

Se puede resolver este problema con programación dinámica donde se acaba obteniendo que hay que resolver la ecuación diferencial de Riccati que representa la marcha hacia atrás en el tiempo, para obtener así el control en lazo cerrado:

$$-\dot{P}_t = A^T P_t + P_t A - P_t B R^{-1} B^T P_t + Q, \qquad P_{t_f} = Q_f \tag{20}$$

De tal forma que el mando óptimo queda definido por una realimentación de los estados del sistema:

$$u_{LQR}(t) = -K_t x(t), \qquad K_t = R^{-1} B^t P_t \tag{21}$$

Si $T \to \infty$ y en el caso estacionario el problema de minimizar (20) pasa a ser:

$$J = \int_0^{\infty} \left(x(\tau)^T Q x(\tau) + u(\tau)^T R u(\tau) \right) d\tau \tag{22}$$

Cuya solución se obtiene con la ecuación algebraica de Riccati:

$$Q + A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P = 0 \tag{23}$$

donde la solución es $P \geq 0$ y es única.

De tal forma que el mando óptimo del LQR con horizonte de predicción infinito queda definido por una realimentación de los estados del sistema:

$$u_{LQR_\infty}(t) = -Kx(t), \qquad K = R^{-1}B^tP \tag{24}$$

A la hora de hacer el diseño de este regulador es importante tener en cuenta el efecto de las matrices de coste Q y R. Lo que se intenta es minimizar (22), luego poner unos valores grandes en los elementos diagonales de las matrices hace que el control tienda a hacer que el valor asociado a esa posición sea lo más pequeño posible. De tal forma que, si se usa un valor grande en Q se busca que el estado asociado a ese elemento de la diagonal en la respuesta temporal sea más rápido para minimizar el valor de J. Si se usa un valor grande en R se busca que el mando asociado a ese elemento de la diagonal en la respuesta temporal sea menos energético para así minimizar el valor de J dando lugar así a un respuesta más lenta en los estados afectados por ese mando.

Capítulo 4

RGA

Cuando se usan algunos controles como puede ser los PID o PR para poder controlar un sistema MIMO hay que decidir que emparejamiento de entradas y salidas es el más aconsejable [SP07, SP07]. Para el caso de un sistema con m entradas y m salidas si todos los lazos están abiertos se tiene:

$$U(s) = P^{-1}(s)Y(s) \Rightarrow U_j = \sum_{k=1}^{m} T_{pjk}Y_k \tag{25}$$

donde $U(s)$ es el vector con los mandos del sistema, $P(s)$ es la matriz transferencia de plantas del sistema e $Y(s)$ es el vector de salidas del sistema MIMO.

Si ahora sólo se tiene el lazo $i-$esimo abierto y los otros $m-1$ lazos están cerrados con acción integral y referencia cero, todas las salidas serían cero menos una, la $j-$esima. De esta forma se puede obtener una ganancia:

$$\lambda_{ij} = P_{ij}(0)T_{pji}(0) \tag{26}$$

La matriz cuyos elementos son λ_{ij} se conoce como matriz de ganacias relativas (RGA, del inglés *relative gain array*) donde sus filas representan las salidas y sus columnas las entradas. Simplificando ae obtiene:

$$RGA = P(0) * .P^{-1^T}(0) \tag{27}$$

donde $*.$ representa el producto de las dos matrices elemento a elemento. Esta matriz cumple que la suma de los elementos de una columna o de una fila es igual a 1.

Las recomendaciones a la hora de elegir los emparejamientos entrada-salida del sistema MIMO son los siguientes:

- Si $\lambda_{ij} = 1$: la salida i y la entrada j deben emparejarse.

- Si $\lambda_{ij} = 0$: No se puede cambiar la salida i con la entrada j, luego no se recomienda usar ese emparejamiento.

- Si $\lambda_{ij} < 0$: Existen lazos que al cerrarlos cambian el signo de la ganancia de salida i con la entrada j. Si se pierde algún lazo de control el sistema podría ser inestable por lo que no se puede trabajar en este caso.
- Otros valores de λ_{ij} indican que existe un efecto de otros lazos sobre la pareja estudiada. Este efecto es mayor cuanto λ_{ij} más se aleja de 1.

Luego se recomienda emparejar la salida i con la entrada j cuando $\lambda_{ij} > 0$ y está cerca de 1. Pero no se debe olvidar que si $|\lambda_{ij}| \gg 1$ el sistema es poco robusto a errores de modelado y será difícil de controlar. También pueden existir varias parejas recomendables por lo que es necesario obtener información adicional.

Capítulo 5

Diseño de control PI y análisis de sensibilidad

5.1. Diseño de control PI

En esta sección se va a presentar el proceso y las ecuaciones que se utilizan para diseñar por margen de fase el controlador PI, con el lazo cerrado de la Figura 2 según [Pag09].

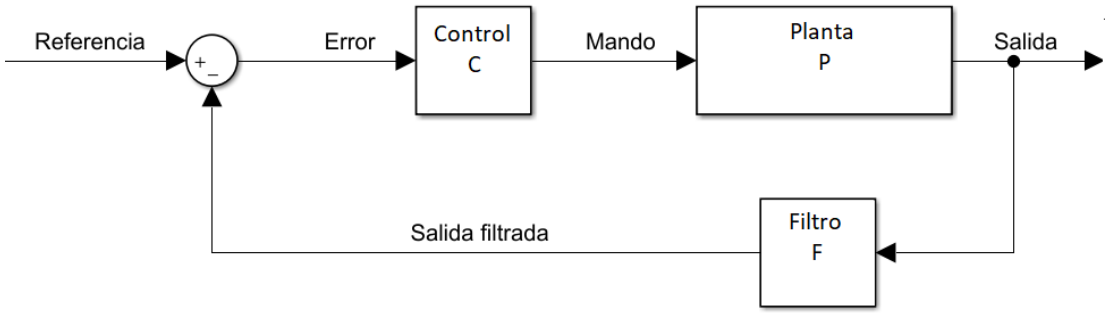


Figura 2. Lazo cerrado de control.

Se define el control como:

$$C(s) = K_p \frac{1 + Is}{Is} \tag{28}$$

Se define el lazo abierto como:

$$G(s) = C(s)P(s)F(s) = C(s)\tilde{P}(s) \tag{29}$$

El margen de fase, ϕ_m, se define como el retraso de fase que se tiene que añadir al lazo abierto para que el sistema sea oscilante. La frecuencia de cruce, ω_o, es la frecuencia a la que el módulo de la función de transferencia tiene valor 1 o 0 dB. La relación existente entre estos dos conceptos es:

$$\begin{cases} |G(j\omega_o)| &= 1 \\ \phi_m &= \pi + \angle G(j\omega_o) \end{cases} \tag{30}$$

La función de transferencia de la ecuación (28) tiene una fase negativa $\phi_C \in \left(\frac{-\pi}{2}; 0\right)$. De las ecuaciones (30) y (29) se deduce:

$$\phi_m = \phi_{C_o} - \pi + \angle \tilde{P}(j\omega_o) \tag{31}$$

Luego los únicos dos grados de libertad que se van a utilizar a la hora de diseñar el control son la frecuencia de cruce, ω_o, y la fase del control a la frecuencia de cruce, ϕ_{C_o}. A partir de la ecuación de fase del control (28) se obtiene I:

$$\omega I = \frac{-1}{\tan \phi_{C_o}} \tag{32}$$

A partir de la ecuación de módulo de (30) se puede obtener K_p:

$$K_p \frac{\sqrt{1^2 + (I\omega_o)^2}}{I\omega_o} = \frac{1}{\left|\tilde{P}(j\omega_o)\right|} \tag{33}$$

5.2. Análisis de sensibilidad

El margen de fase y el margen de ganancia miden la distancia de $G(s)$ a los límites de estabilidad en dos casos específicos. Son necesarias otras formas de medir estas distancias para otras situaciones que no sean cuando $|G(j\omega)| = 1 = 0$ dB o cuando $\angle G(j\omega) = -\pi$.

Se pueden definir varias medidas para ver la distancia del lazo a los límites de estabilidad. Una de estas medidas, conocida como la sensibilidad , aumenta su valor cuando el lazo abierto se aproxima al punto -1:

$$S(s) = \frac{1}{1 + G(s)} \tag{34}$$

Se puede observar que $|1 + G(s)|$ es la distancia euclídea de cada punto de $G(s)$ al punto -1 en el gráfico de Nyquist. Como el diseño del control se va a desarrollar en la respuesta en frecuencia, a mayor valor de $G(s)$ más próximos a la inestabilidad [Pag09]. Para obtener una medida global de $S(s)$ se define el valor de máxima sensibilidad:

$$M_s = \text{máx}\{S(s)\} \tag{35}$$

PARTE III

CÓDIGO MATLAB

Capítulo 1

Código calibrado PWM-VSC y VSC con filtro LC

1.1. Código calibrado del PWM del VSC

Este código es el utilizado para la simulación desarrollada en la Sección 2.4.2.1 donde se comprueba que el PWM desarrollado en la Sección 2.4.2 funciona de manera correcta.

```
%% Calibrado del VSC
% Jorge Lopez Rodriguez-Rosello

clear all
clc
s=tf('s');

%% La red electrica

V_gridpeak = 220*sqrt(2);              % V (valor pico)
grid_on = 1;                           % 0 es grid apagada

%% Magnitudes base

f_b = 50;                              % freq base, Hz
w_b = f_b*2*pi;                        % freq base, rad/s
U_b = 220;                             % tension base simple rms, V
S_b = 100e3;                           % Potencia base trifasica, VA
I_b = S_b/3/U_b;                       % Corriente base, A
Z_b = U_b/I_b;                         % Impedancia base, Ohm
L_b = Z_b/w_b;                         % Inductancia base

%% Parametros inversor

m_a = 0.8;
m_f = 25;
f_portadora = f_b*m_f;                 % Hz

%% Parametros del circuito

Lpu = 0.15;                            % L en pu
Rpu = 0.005;                           % R en pu
w1pu = 1;                              % freq. de trabajo en pu
VDC = 1000;                            % V
```

1.2. Código VSC con filtro LC

Este código es el utilizado para la simulación desarrollada en la Sección 2.6 donde se calculan los controles para el filtro LC.

```
%% SCRIPT PARA EL SIMULADOR DEL VSC-FILTRO LC
% Jorge Lopez Rodriguez-Rosello

clear all
clc
s=tf('s');

%% Parametros del filtro LC

% Bases
S_b_LC = 1e4;                   % Potencia base trifasica, VA
V_b_LC = 400;                   % Tension base fase-fase, V
Z_b_LC = V_b_LC^2/S_b_LC;       % Impedancia base, Ohm
I_b_LC = S_b_LC/V_b_LC/sqrt(3); % Corriente base, A
f_b_LC = 50;                    % Frecuencia base, Hz
w_b_LC = f_b_LC*2*pi;           % Velocidad angular base, rad/s
L_b_LC = Z_b_LC/w_b_LC;         % Inductancia base, H
C_b_LC = 1/Z_b_LC/w_b_LC;       % Capacidad base, F

% Parametros del filtro en valores reales
L1_real_LC = 0.0002;            % H
C_real_LC = 0.5e-3;             % F
R1_real_LC = 0.05;              % Ohm
f_real_LC = 50;                 % Hz
w_real_LC = 2*pi*f_real_LC;     % rad/s

%Parametros del filtro en pu
L1_LC = L1_real_LC/L_b_LC;
C_LC = C_real_LC/C_b_LC;
R1_LC = R1_real_LC/Z_b_LC;
f_pu_LC = f_real_LC/f_b_LC;
w_pu_LC = w_real_LC/w_b_LC;

% Parametros del PWM el inversor
m_f_LC = 399;
f_portadora_LC = f_real_LC*m_f_LC;

% Parametros del bus CC del lado secundario
VDC_LV = 5000;                  % V

%% Filtros de mebegindida de variables CA

orden_filtro_LC = 1;
f_filtro_LC = 2000;                 % Hz
w_filtro_LC = f_filtro_LC*2*pi;     % rad/s
[Fnum_LC,Fden_LC] = besself(orden_filtro_LC,w_filtro_LC,'low');
FBessel_LC = minreal(tf(Fnum_LC,Fden_LC));

%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LC

% Matriz A para las 4 ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC
matA_lc = w_b_LC*[ 0 w_pu_LC 1/C_LC 0;
    -w_pu_LC 0 0 1/C_LC;
    -1/L1_LC 0 -R1_LC/L1_LC w_pu_LC;
    0 -1/L1_LC -w_pu_LC -R1_LC/L1_LC];
```

```
56
57 % Matriz B con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
58 % del filtro LC
59 matB_contr_lc = w_b_LC*[0 0;
60     0 0;
61     1/L1_LC 0;
62     0 1/L1_LC];
63
64 % Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
65 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC
66 matB_pert_lc = w_b_LC*[-1/C_LC 0;
67     0 -1/C_LC;
68     0 0;
69     0 0];
70
71 % Matriz B con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC
72 matB_lc = [matB_contr_lc matB_pert_lc];
73
74 % Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
75 matC_lc = eye(4);
76 matD_lc = zeros(4,4);
77
78 % Definicion del espacio de estado del filtro LC
79 SS_filtro_lc = ss(matA_lc, matB_lc, matC_lc, matD_lc);
80 TF_filtro_lc = minreal(tf(SS_filtro_lc));
81
82 %% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LC y las integrales del
       control interno
83
84 % Matriz A ampliada con las variables de estado de las integrales de error
85 % de la corriente
86 matA_lc_ampliada = [matA_lc zeros(4,2);
87     0 0 -1 0 0 0;
88     0 0 0 -1 0 0];
89
90 % Matriz B ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
91 % del filtro LC y las integrales de error de la corriente
92 matB_contr_lc_ampliada = [matB_contr_lc;
93     zeros(2,2)];
94
95 % Matriz B ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
96 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC y las integrales de error de la corriente
97 matB_pert_lc_ampliada = [matB_pert_lc zeros(4,2);
98     0 0 1 0;
99     0 0 0 1];
100
101 % Matriz B ampliada con todas las entradas de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
102 % del filtro lc y las ecuaciones de las integrales de error de la corriente
103 matB_lc_ampliada = [matB_contr_lc_ampliada matB_pert_lc_ampliada];
104
105 % Matriz C ampliada con todo el vector de estado como salida
106 matC_lc_ampliada = eye(6);
107
108 % Matriz D ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
109 % del filtro LC y las integrales de error de la corriente
110 matD_contr_lc_ampliada = zeros(6,2);
111
112 % Matriz D ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
113 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC y las integrales de error de la corriente
114 matD_pert_lc_ampliada = zeros(6,4);
```

```
115
116 % Matriz D ampliada con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
117 % del filtro LC y las ecuaciones de las integrales de error de la corriente
118 matD_lc_ampliada = [matD_contr_lc_ampliada matD_pert_lc_ampliada];
119
120 % Definicion del filtro LC y las integrales de error de la corriente
121 SS_filtro_lc_ampliado = ss(matA_lc_ampliada, matB_lc_ampliada, matC_lc_ampliada,
        matD_lc_ampliada);
122 TF_filtro_lc_ampliada = minreal(tf(SS_filtro_lc_ampliado));
123
124 %% Disenno del control interno (regulador LQR)
125
126 % Matriz Q de pesos de los estados
127 matQ_lc_ampliada = [eye(4,6);
128     0 0 0 0 1500 0;
129     0 0 0 0 0 1500];
130
131 % Matriz R de pesos de las entradas
132 matR_lc_ampliada = eye(2);
133
134 % Disenno del regulador LQR
135 [K_lc_ampliada,S_lc_ampliada,E_lc_ampliada]=lqr(matA_lc_ampliada,matB_contr_lc_ampliada,...
136     matQ_lc_ampliada,matR_lc_ampliada);
137 K_LC = K_lc_ampliada;
138
139 % Definicion del sistema con el lazo interno cerrado
140 [matA_lc_ampliada_bessel_fb,matB_lc_ampliada_bessel_fb,matC_lc_ampliada_bessel_fb,...
141     matD_lc_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_LC_dq_lazo_interno_cerrado');
142 SS_filtro_lc_ampliado_bessel_fb =
        ss(matA_lc_ampliada_bessel_fb,matB_lc_ampliada_bessel_fb,...
143     matC_lc_ampliada_bessel_fb,matD_lc_ampliada_bessel_fb);
144 TF_filtro_lc_ampliada_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_lc_ampliado_bessel_fb));
145 damp(SS_filtro_lc_ampliado_bessel_fb);
146
147 %% Disenno del control PI de la tension del condensador
148
149 % Diagramas de black de los lazos abiertos
150 P_1_LC = TF_filtro_lc_ampliada_bessel_fb(2,3)*FBessel_LC;
151 nichols(P_1_LC);  % v_c_q(filtrada)/i_d_ref
152 P_2_LC = TF_filtro_lc_ampliada_bessel_fb(1,4)*FBessel_LC;
153 nichols(P_2_LC);  % v_c_d(filtrada)/i_q_ref
154
155 % Parametros de diseno para P_2_LC
156 wo_pi_2_LC = 150;                                                    % rad/s
157 retraso_fase_2_LC = -10;                                             % \grad
158 Fm_2_LC = retraso_fase_2_LC+180+180/pi*angle(freqresp(P_2_LC,wo_pi_2_LC));  % \grad
159
160 % Parametros del control externo de P_2_LC
161 I_2_LC = -1/(wo_pi_2_LC*tand(retraso_fase_2_LC));
162 Kp_2_LC =
        1/abs(freqresp(P_2_LC,wo_pi_2_LC))*I_2_LC*wo_pi_2_LC/sqrt(1+(I_2_LC*wo_pi_2_LC)^2);
163
164 % Definicion del control PI
165 C_2_LC = minreal(Kp_2_LC*(1+I_2_LC*s)/(I_2_LC*s));
166
167 % Diagrama de black del lazo abierto con el control
168 nichols(P_2_LC*C_2_LC)
169
170 % Analisis de sensibilidad:
171 Sen_2_LC = 1/(1+C_2_LC*P_2_LC);
```

```
172 bodemag(Sen_2_LC);
173
174 % Definicion del sistema con el lazo interno y externo cerrados
175 [matA_lc_cerrado,matB_lc_cerrado,matC_lc_cerrado,matD_lc_cerrado] =
        linmod('sim_LC_dq_lazo_externo_cerrado');
176 SS_filtro_lc_cerrado =
        ss(matA_lc_cerrado,matB_lc_cerrado,matC_lc_cerrado,matD_lc_cerrado)
177 TF_filtro_lc_cerrado = minreal(tf(SS_filtro_lc_cerrado));
178 [wnP_cerrado,setaP_cerrado] = damp(SS_filtro_lc_cerrado);
179 damp(SS_filtro_lc_cerrado)
180
181 %%  Saturacion de la referencia de la corriente interna:
182
183 % Valor maximo del modulo de la referencia de la corriente interna
184 sat_i_LC = 5;                %pu
185
186 % Parametros del control PI externo para incluir el anti-windup back
187 % calculation
188 K_p_sat_LC = Kp_2_LC;
189 K_i_sat_LC = K_p_sat_LC/I_2_LC;
190 K_b_sat_LC = K_i_sat_LC;
```

Capítulo 2

Código VSC con filtro LCL

Este código es el utilizado para la simulación desarrollada en la Sección 3.3 donde se calculan los controles para el filtro LCL.

```
%% SCRIPT PARA EL SIMULADOR DEL VSC-FILTRO LCL
% Jorge Lopez Rodriguez-Rosello

clear all
clc
s=tf('s');

%% Parametros del Filtro LCL

% Bases
S_b_LCL = 1e4;                      % Potencia base trifasica, VA
V_b_LCL = 400;                      % Tension base fase-fase, V
Z_b_LCL = V_b_LCL^2/S_b_LCL;        % Impedancia base, Ohm
I_b_LCL = S_b_LCL/V_b_LCL/sqrt(3);  % Corriente base, A
f_b_LCL = 50;                       % Frecuencia base, Hz
w_b_LCL = f_b_LCL*2*pi;             % Velocidad angular base, rad/s
L_b_LCL = Z_b_LCL/w_b_LCL;          % Inductancia base, H
C_b_LCL = 1/Z_b_LCL/w_b_LCL;        % Capacidad base, F

% Parametros del filtro en valores reales
L1_real_LCL = 0.0005;               % H
L2_real_LCL = 0.0005;               % H
C_real_LCL = 0.1e-3;                % F
R1_real_LCL = 0.05;                 % Ohm
R2_real_LCL = 0.05;                 % Ohm
f_real_LCL = 50;                    % Hz
w_real_LCL = 2*pi*f_real_LCL;       % rad/s

%Parametros del filtro en pu
L1_LCL = L1_real_LCL/L_b_LCL;
L2_LCL = L2_real_LCL/L_b_LCL;
C_LCL = C_real_LCL/C_b_LCL;
R1_LCL = R1_real_LCL/Z_b_LCL;
R2_LCL = R2_real_LCL/Z_b_LCL;
f_pu_LCL = f_real_LCL/f_b_LCL;
w_pu_LCL = w_real_LCL/w_b_LCL;

% Parametros del PWM el inversor
m_f_LCL = 399;
f_portadora_LCL = f_real_LCL*m_f_LCL;  % Hz

```

```
% Parametros del bus CC del lado primario
VDC_HV = 5000;                      % V
C_HV = 10000e-6;                    % F
P_load = 0;

%% Filtro de medida de variables CA

orden_filtro_LCL = 1;
f_filtro_LCL = 2500;                % Hz
w_filtro_LCL = f_filtro_LCL*2*pi;   % rad/s
[Fnum_LCL,Fden_LCL] = besself(orden_filtro_LCL,w_filtro_LCL,'low');
FBessel_LCL = minreal(tf(Fnum_LCL,Fden_LCL));

%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LCL

% Matriz A para las 6 ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL
matA_lcl = w_b_LCL*[ 0 w_pu_LCL 1/C_LCL 0 -1/C_LCL 0;
    -w_pu_LCL 0 0 1/C_LCL 0 -1/C_LCL;
    -1/L1_LCL 0 -R1_LCL/L1_LCL w_pu_LCL 0 0;
    0 -1/L1_LCL -w_pu_LCL -R1_LCL/L1_LCL 0 0;
    1/L2_LCL 0 0 0 -R2_LCL/L2_LCL w_pu_LCL;
    0 1/L2_LCL 0 0 -w_pu_LCL -R2_LCL/L2_LCL];

% Matriz B con las entradas controlables de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
% del filtro LCL
matB_contr_lcl = w_b_LCL*[0 0;
    0 0;
    1/L1_LCL 0;
    0 1/L1_LCL;
    0 0;
    0 0];

% Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 6
% ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL
matB_pert_lcl = w_b_LCL*[0 0;
    0 0;
    0 0;
    0 0;
    -1/L2_LCL 0;
    0 -1/L2_LCL];

% Matriz B con todas las entradas de las 6 ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL
matB_lcl = [matB_contr_lcl matB_pert_lcl];

% Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
matC_lcl = eye(6);
matD_lcl = zeros(6,4);

% Definicion del espacio de estado del filtro LCL
SS_filtro_lcl = ss(matA_lcl, matB_lcl, matC_lcl, matD_lcl);
TF_filtro_lcl = minreal(tf(SS_filtro_lcl));

%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LCL y las integrales de
    error de la corriente

% Matriz A ampliada con las variables de estado de las integrales de error
% de la corriente interna
matA_lcl_ampliada = [ matA_lcl zeros(6,2);
    0 0 -1 0 0 0 0 0;
    0 0 0 -1 0 0 0 0];
```

```
101
102 % Matriz B ampliada con las entradas controlables de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
103 % del filtro LCL y las integrales de error de la corriente interna
104 matB_contr_lcl_ampliada = [matB_contr_lcl;
105     zeros(2,2)];
106
107 % Matriz B ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 6
108 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL y las integrales de error de la
109 % corriente interna
110 matB_pert_lcl_ampliada = [matB_pert_lcl zeros(6,2);
111     0 0 1 0;
112     0 0 0 1];
113
114 % Matriz B ampliada con todas las entradas de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
115 % del filtro LCL y las ecuaciones de las integrales de error de la
116 % corriente interna
117 matB_lcl_ampliada = [matB_contr_lcl_ampliada matB_pert_lcl_ampliada];
118
119 % Matriz C ampliada con todo el vector de estado como salida
120 matC_lcl_ampliada = eye(8);
121
122 % Matriz D ampliada con las entradas controlables de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
123 % del filtro LCL y las integrales de error de la corriente interna
124 matD_contr_lcl_ampliada = zeros(8,2);
125
126 % Matriz D ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 6
127 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL y las integrales de error de la corriente
128 matD_pert_lcl_ampliada = zeros(8,4);
129
130 % Matriz D ampliada con todas las entradas de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
131 % del filtro LCL y las ecuaciones de las integrales de error de la
132 % corriente interna
133 matD_lcl_ampliada = [matD_contr_lcl_ampliada matD_pert_lcl_ampliada];
134
135 % Definicion del filtro LCL y las integrales de error de la corriente interna
136 SS_filtro_lcl_ampliado = ss(matA_lcl_ampliada, matB_lcl_ampliada, matC_lcl_ampliada,
        matD_lcl_ampliada);
137 TF_filtro_lcl_ampliada = minreal(tf(SS_filtro_lcl_ampliado));
138
139 %% Diseno del control interno (regulador LQR)
140
141 % Matriz Q de pesos de los estados
142 matQ_lcl_ampliada = [eye(6,8);
143     0 0 0 0 0 0 1000 0;
144     0 0 0 0 0 0 0 1000];
145
146 % Matriz R de pesos de las entradas
147 matR_lcl_ampliada = eye(2);
148
149 % Diseno del regulador LQR
150 [K_lcl_ampliada,S_lcl_ampliada,E_lcl_ampliada]=lqr(matA_lcl_ampliada,...
151     matB_contr_lcl_ampliada,matQ_lcl_ampliada,matR_lcl_ampliada);
152 K_LCL = K_lcl_ampliada;
153
154 % Definicion del sistema con el lazo interno cerrado
155 [matA_lcl_ampliada_bessel_fb,matB_lcl_ampliada_bessel_fb,matC_lcl_ampliada_bessel_fb,...
156     matD_lcl_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_LCL_dq_lazo_interno_cerrado');
157 SS_filtro_lcl_ampliado_bessel_fb =
        ss(matA_lcl_ampliada_bessel_fb,matB_lcl_ampliada_bessel_fb,...
158     matC_lcl_ampliada_bessel_fb,matD_lcl_ampliada_bessel_fb);
```

```
159 TF_filtro_lcl_ampliada_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_lcl_ampliado_bessel_fb));
160 damp(SS_filtro_lcl_ampliado_bessel_fb)
161
162 %% Diseno del control PI intermedio
163 % C=K*I*s/(1+I*s), asuminedo que los dos controles son iguales para
164 % simplificar el codigo (son muy parecidos)
165
166
167 % Lazo abierto del lazo externo
168 P_1 = TF_filtro_lcl_ampliada_bessel_fb(1,3)*FBessel_LCL;  % i_2d_filtr/i_1d_ref
169 P_2 = TF_filtro_lcl_ampliada_bessel_fb(2,4)*FBessel_LCL;  % i_2q_filtr/i_1q_ref
170
171 % Diagramas de black de los lazos abiertos
172 hold on
173 nichols(P_1); %i_2d_filtr/i_1d_ref
174 nichols(P_2); % i_2q_filtr/i_1q_ref
175 hold off
176
177 % Parametros de disenno
178 wo_pi_C_LCL =1500;            % rad/s
179 retraso_fase_C_LCL = -10;     % \grad
180
181 % Margen de fase en \grad
182 Fm_C_LCL = retraso_fase_C_LCL+180+180/pi*angle(freqresp(P_1,wo_pi_C_LCL));
183
184 % Parametros del control, I K
185 I_1_LCL = -1/(wo_pi_C_LCL*tand(retraso_fase_C_LCL));
186 Kp_1_LCL =
        1/abs(freqresp(P_1,wo_pi_C_LCL))*I_1_LCL*wo_pi_C_LCL/sqrt(1+(I_1_LCL*wo_pi_C_LCL)^2);
187
188 % Definicion del control PI
189 C_1_LCL=minreal(Kp_1_LCL*(1+I_1_LCL*s)/(I_1_LCL*s));
190
191 % Diagramas de black del lazo abierto con el control
192 hold on
193 nichols(P_1*C_1_LCL)  % i_2d/i_2d_ref
194 nichols(P_2*C_1_LCL)  % i_2q/i_2q_ref
195 hold off
196
197 % Analisis de sensibilidad:
198 Sen_1_LCL = 1/(1+C_1_LCL*P_1);
199 bodemag(Sen_1_LCL);
200
201 % Definicion del sistema con el lazo interno y intermedio cerrados
202 [matA_lcl_cerrado,matB_lcl_cerrado,matC_lcl_cerrado,matD_lcl_cerrado] =
        linmod('sim_LCL_dq_lazo_intermedio_cerrado');
203 SS_filtro_lcl_cerrado =
        ss(matA_lcl_cerrado,matB_lcl_cerrado,matC_lcl_cerrado,matD_lcl_cerrado);
204 TF_filtro_lcl_cerrado = minreal(tf(SS_filtro_lcl_cerrado));
205 damp(SS_filtro_lcl_cerrado)
206
207 %% Filtro de medida Condensador
208
209 orden_filtro_C_LCL = 1;
210 f_filtro_C_LCL = 2500;                  % Hz
211 w_filtro_C_LCL = f_filtro_C_LCL*2*pi;   % rad/s
212 [Fnum_C_LCL,Fden_C_LCL] = besself(orden_filtro_C_LCL,w_filtro_C_LCL,'low');
213 FBessel_C_LCL = minreal(tf(Fnum_C_LCL,Fden_C_LCL));
214
```

```
215 %% G. Planta de tension Condensador y Modelo en espacio de estado incluyendo nueva
        salida con potencia
216
217 % Planta Vc^2/i_d_ref
218 Planta_tension_LCL = (-S_b_LCL*2)/(C_HV*s);
219 P_C_LCL = (-1)*TF_filtro_lcl_cerrado(1,3)*Planta_tension_LCL*FBessel_C_LCL; %
        Multiplicada por -1 para disenar el control
220 nichols(P_C_LCL)
221
222 % Disenno del control de tension
223 wo_pi_C_LCL = 100;              % rad/sec
224 retraso_fase_C_LCL = -10;       % \grad
225 Fm_C_LCL = retraso_fase_C_LCL+180+180/pi*angle(freqresp(P_C_LCL,wo_pi_C_LCL)); % \grad
226
227 I_C_LCL = -1/(wo_pi_C_LCL*tand(retraso_fase_C_LCL));
228 Kp_C_LCL =
        1/abs(freqresp(P_C_LCL,wo_pi_C_LCL))*I_C_LCL*wo_pi_C_LCL/sqrt(1+(I_C_LCL*wo_pi_C_LCL)^2);
229 C_P_LCL = minreal(Kp_C_LCL*(1+I_C_LCL*s)/(I_C_LCL*s));
230
231 nichols(C_P_LCL*P_C_LCL);
232
233 % Analisis de sensibilidad:
234 Sen_2_LCL = 1/(1+C_P_LCL*P_C_LCL);
235 bodemag(Sen_2_LCL);
236
237 % Definicion del sistema con el lazo interno, intermedio y externo cerrados
238 [matA_lcl_C_fb,matB_lcl_C_fb,matC_lcl_C_fb,matD_lcl_C_fb] =
        linmod('sim_LCL_dq_lazo_externo_cerrado');
239 SS_filtro_lcl_C_fb = ss(matA_lcl_C_fb,matB_lcl_C_fb,matC_lcl_C_fb,matD_lcl_C_fb);
240 TF_filtro_lcl_C_fb = minreal(tf(SS_filtro_lcl_C_fb));
241 damp(SS_filtro_lcl_C_fb)
242
243 %% Parametros del control PI intermedio para incluir el anti-windup back calculation
244
245 sat_i_LCL= 35; %pu
246 K_p_sat_LCL = Kp_1_LCL;
247 K_i_sat_LCL = K_p_sat_LCL/I_1_LCL;
248 K_b_sat_LCL = K_i_sat_LCL;
```

Capítulo 3

Código DAB con transformador trifásico

Este código es el utilizado para la simulación desarrollada en la Sección 4.3 donde se calculan los controles para el DAB.

```
%% SCRIPT PARA EL SIMULADOR DEL DAB
% Jorge Lopez Rodriguez-Rsello

clear all
clc
s=tf('s');

%% Parametros del DAB

% Bases generales
S_b_DAB = 1e4;                              % Potencia base trifasica, VA
f_b_DAB = 5000;                             % Frecuencia base, Hz
w_b_DAB = f_b_DAB*2*pi;                     % Velocidad angular base, rad/s

% Bases del devanado primario
V_b_pri_DAB = 400;                          % Tension base fase-fase, V
Z_b_pri_DAB = V_b_pri_DAB^2/S_b_DAB;        % Impedancia base, Ohm
I_b_pri_DAB = S_b_DAB/V_b_pri_DAB/sqrt(3);  % Corriente base, A
L_b_pri_DAB = Z_b_pri_DAB/w_b_DAB;          % Inductancia base, H
C_b_pri_DAB = 1/Z_b_pri_DAB/w_b_DAB;        % Capacidad base, F

% Bases del devanado secundario
V_b_sec_DAB = 400;                          % Tension base fase-fase, V
Z_b_sec_DAB = V_b_sec_DAB^2/S_b_DAB;        % Impedancia base, Ohm
I_b_sec_DAB = S_b_DAB/V_b_sec_DAB/sqrt(3);  % Corriente base, A
L_b_sec_DAB = Z_b_sec_DAB/w_b_DAB;          % Inductancia base, H
C_b_sec_DAB = 1/Z_b_sec_DAB/w_b_DAB;        % Capacidad base, F

% Converidores
m_f_DAB = 10;
f_real_DAB = f_b_DAB;
f_portadora_DAB = f_real_DAB*m_f_DAB;
w_real_DAB = f_real_DAB*2*pi;  % rad/s

% Devanado primario transformador
L_leak_pri_DAB = 250e-7;                    % H
L_leak_pri_pu_DAB = L_leak_pri_DAB/L_b_pri_DAB;
R_pri_DAB = 0.002;                          % Ohm
R_pri_pu_DAB = R_pri_DAB/Z_b_pri_DAB;
```

```
X_leak_pri_DAB = L_leak_pri_DAB*2*pi*f_real_DAB;     % Ohm
X_leak_pri_pu_DAB = X_leak_pri_DAB/Z_b_pri_DAB;
R_perm_pri_DAB = 1e3;                                % Ohm (por recomendacion de
    simscape)
L_perm_pri_DAB = inf;                                % H

% Devanado secundario transformador
L_leak_sec_DAB = 250e-7;                             % H
L_leak_sec_pu_DAB = L_leak_sec_DAB/L_b_sec_DAB;
R_sec_DAB = 0.002;                                   % Ohm
R_sec_pu_DAB = R_sec_DAB/Z_b_sec_DAB;
X_leak_sec_DAB = L_leak_sec_DAB*2*pi*f_real_DAB;     % Ohm
X_leak_sec_pu_DAB = X_leak_sec_DAB/Z_b_sec_DAB;

% Parametros modelo transformador pu:
w_pu_DAB = w_real_DAB/w_b_DAB;
L_DAB = L_leak_pri_pu_DAB+L_leak_sec_pu_DAB;
R_DAB = R_pri_pu_DAB+R_sec_pu_DAB;

% Lado CC
C_LV = 6000e-6;                                      %F
P_load = 0;
VDC_HV = 5000;                                       % V
VDC_LV = 5000;                                       % V

%% Filtro de medida

orden_filtro_DAB = 1;
f_filtro_DAB = 10000;                                % Hz
w_filtro_DAB = f_filtro_DAB*2*pi;                    % rad/s
[Fnum_DAB,Fden_DAB] = besself(orden_filtro_DAB,w_filtro_DAB,'low');
FBessel_DAB = minreal(tf(Fnum_DAB,Fden_DAB));

 %% A. Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del modelo de inductancia del trafo

% Matriz A con los estados las 2 ecuaciones en ejes D-Q
matA_l = w_b_DAB*[-R_DAB/L_DAB w_pu_DAB;
              -w_pu_DAB -R_DAB/L_DAB];

% Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
matB_contr_l = w_b_DAB*[1/L_DAB 0 ;
                    0 1/L_DAB];

% Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 2
% ecuaciones en ejes D-Q
matB_pert_l = w_b_DAB*[-1/L_DAB 0 ;
                    0 -1/L_DAB];

% Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
matB_l = [matB_contr_l matB_pert_l];

% Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
matC_l = eye(2);
matD_l = zeros(2,4);

% Definicion del espacio de estado del filtro LCL
SS_filtro_l = ss(matA_l, matB_l, matC_l, matD_l);
TF_filtro_l = minreal(tf(SS_filtro_l));

%% B.1. Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LCL y las integrales
```

```
99
100 % Matriz A ampliada con las variables de estado de las integrales de error
101 % de la corriente
102 matA_l_ampliada = [ matA_l zeros(2,2);
103     -1 0 0 0;
104     0 -1 0 0];
105
106 % Matriz B ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
107 % de L y las integrales
108 matB_contr_l_ampliada = [matB_contr_l;
109     zeros(2,2)];
110
111 % Matriz B ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
112 % ecuaciones en ejes D-Q de L y las integrales
113 matB_pert_l_ampliada = [matB_pert_l zeros(2,2);
114     0 0 1 0;
115     0 0 0 1];
116
117 % Matriz B ampliada con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
118 % del L y las ecuaciones de las integrales
119 matB_l_ampliada = [matB_contr_l_ampliada matB_pert_l_ampliada];
120
121 % Matriz C ampliada con todo el vector de estado como salida
122 matC_l_ampliada = eye(4);
123
124 % Matriz D ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
125 % de L y las integrales
126 matD_contr_l_ampliada = zeros(4,2);
127
128 % Matriz D ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
129 % ecuaciones en ejes D-Q de L y las integrales
130 matD_pert_l_ampliada = zeros(4,4);
131
132 % Matriz D ampliada con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
133 % del  L y las ecuaciones de las integrales
134 matD_l_ampliada = [matD_contr_l_ampliada matD_pert_l_ampliada];
135
136 % Definicion del L y las integrales
137 SS_filtro_l_ampliado = ss(matA_l_ampliada, matB_l_ampliada, matC_l_ampliada,
        matD_l_ampliada);
138 TF_filtro_l_ampliada = minreal(tf(SS_filtro_l_ampliado));
139
140 %% E.1. Disenno del Regulador Corriente Interna LQR e integrales
141
142 % Matriz Q de pesos de los estados
143 matQ_l_ampliada = [eye(2,4);
144     0 0 5000 0;
145     0 0 0 5000];
146
147 % Matriz R de pesos de las entradas
148 matR_l_ampliada = eye(2);
149
150 % Disenno del Regulador Corriente Interna LQR
151 [K_l_ampliada,S_l_ampliada,E_l_ampliada]=lqr(matA_l_ampliada,matB_contr_l_ampliada,...
152     matQ_l_ampliada,matR_l_ampliada);
153
154 %% Definicion del sistema con el lazo interno cerrado
155
156 K_DAB = K_l_ampliada;
157
```

```
158 [matA_l_ampliada_bessel_fb,matB_l_ampliada_bessel_fb,matC_l_ampliada_bessel_fb,...
159     matD_l_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_DAB_dq_lazo_interno_cerrado');
160 SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb =
        ss(matA_l_ampliada_bessel_fb,matB_l_ampliada_bessel_fb,matC_l_ampliada_bessel_fb,...
161     matD_l_ampliada_bessel_fb);
162 TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb));
163 damp(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb)
164 [wnP_fb,setaP_fb] = damp(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb);
165
166 %% Filtro de medida del condensador de CC
167
168 orden_filtro_C_DAB = 1;
169 f_filtro_C_DAB = 5000; % Hz
170
171 w_filtro_C_DAB = f_filtro_C_DAB*2*pi;
172 [Fnum_C_DAB,Fden_C_DAB] = besself(orden_filtro_C_DAB,w_filtro_C_DAB,'low');
173 FBessel_C_DAB = minreal(tf(Fnum_C_DAB,Fden_C_DAB));
174
175 %% Definicion de la planta de tension del condensador de baja
176
177 % Planta Vc^2/i_d_ref = TF_filtro_l_tensionC
178 Planta_tension_DAB = (-S_b_DAB*2)/(C_LV*s);
179 P_C_DAB = (-1)*TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb(1,3)*Planta_tension_DAB*FBessel_C_DAB; %
        Multiplico por -1 para disennar el control
180 nichols(P_C_DAB)
181
182 wo_pi_DAB = 100;                        % rad/sec
183 retraso_fase_DAB = -10;                  % \grad
184 Fm_DAB = retraso_fase_DAB+180+180/pi*angle(freqresp(P_C_DAB,wo_pi_DAB)); % \grad
185
186 I_DAB = -1/(wo_pi_DAB*tand(retraso_fase_DAB));
187 Kp_DAB = 1/abs(freqresp(P_C_DAB,wo_pi_DAB))*I_DAB*wo_pi_DAB/sqrt(1+(I_DAB*wo_pi_DAB)^2);
188 C_P_DAB = minreal(Kp_DAB*(1+I_DAB*s)/(I_DAB*s));
189 nichols(C_P_DAB*P_C_DAB);
190
191 % Analisis de sensibilidad:
192 Sen_1_L = 1/(1+C_P_DAB*P_C_DAB);
193 bodemag(Sen_1_L);
194
195 % Definicion del sistema con el lazo externo cerrado
196 [matA_l_ampliada_tension,matB_l_ampliada_tension,matC_l_ampliada_tension,...
197     matD_l_ampliada_tension] = linmod('sim_DAB_dq_lazo_externo_cerrado');
198 SS_filtro_l_ampliado_tension =
        ss(matA_l_ampliada_tension,matB_l_ampliada_tension,matC_l_ampliada_tension,...
199     matD_l_ampliada_tension);
200 TF_filtro_l_ampliada_tension = minreal(tf(SS_filtro_l_ampliado_tension));
201 damp(SS_filtro_l_ampliado_tension)
202 LazoCerrado = C_P_DAB*TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb(1,3)*
203     Planta_tension_DAB/(1+C_P_DAB*...
204     TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb(1,3)*Planta_tension_DAB*FBessel_C_DAB);
```

Capítulo 4

Código del MMC

4.1. Código calibrado del PSC-PWM del MMC

Este código es el utilizado para la simulación desarrollada en la Sección 5.3.3 donde se comprueba que el PSC-PWM desarrollado en la Sección 5.3.1 funciona de manera correcta.

```
%% Calibrado del MMC
% Jorge Lopez Rodriguez-Rosello

clear all
clc
s=tf('s');

%% La red electrica

V_gridpeak = 220*sqrt(2);               % V (valor pico)
grid_on = 0;                            % 0 es grid apagada

%% Magnitudes base

f_b = 50;                              % freq base, Hz
w_b = f_b*2*pi;                        % freq base, rad/s
U_b = 220;                             % tension base simple rms, V
S_b = 100e3;                           % Potencia base trifasica, VA
I_b = S_b/3/U_b;                       % Corriente base, A
Z_b = U_b/I_b;                         % Impedancia base, Ohm
L_b = Z_b/w_b;                         % Inductancia base


%% Parametros del circuito

number_bridges = 4;
Lpu = 0.15;                             % L en pu
Rpu = 0.005;                            % R en pu
w1pu = 1;                               % freq. de trabajo en pu
VDC = 1000;                             % V

%% Parametros inversor

m_a = 0.8;
m_f = 25;
f_portadora = f_b*m_f;                          % Hz
```

```
37
38 % Desfase entre brazos
39 if rem(number_bridges,2) == 0
40     desfase_brazos = pi/number_bridges;          % rad
41 else
42     desfase_brazos = 0;                          % rad
43 end
44
45 % Desfase entre portadoras
46 phase_ini = zeros(1,number_bridges);
47 for j = 1: 1 : number_bridges
48     phase_ini(j) = 2*pi/number_bridges*(j-1);    % rad
49 end
```

4.2. Código MMC con filtro L

Este código es el utilizado para la simulación desarrollada en la Sección 5.4 donde se calculan los controles para el MMC.

```
1  %% SCRIPT PARA EL SIMULADOR DEL MMC CON FILTRO L
2  % Jorge Lopez Rodriguez-Rosello
3
4  clear all
5  clc
6  s=tf('s');
7
8  %% Parametros del Filtro MMC
9
10 % Bases
11 S_b_MMC = 1e4;                      % Potencia base trifasica, VA
12 V_b_MMC = 400;                      % Tension base fase-fase, V
13 Z_b_MMC = V_b_MMC^2/S_b_MMC;        % Impedancia base, Ohm
14 I_b_MMC = S_b_MMC/V_b_MMC/sqrt(3);  % Corriente base, A
15 f_b_MMC = 50;                       % Frecuencia base, Hz
16 w_b_MMC = f_b_MMC*2*pi;             % Velocidad angular base, rad/s
17 L_b_MMC = Z_b_MMC/w_b_MMC;          % Inductancia base, H
18 C_b_MMC = 1/Z_b_MMC/w_b_MMC;        % Capacidad base, F
19
20 % Parametros del MMC en valores reales
21 number_bridges = 11;
22 L_brazo_real_MMC = 0.005;           % H
23 R_brazo_real_MMC = 0.05;            % Ohm
24 L1_real_MMC = 0.005;                % H
25 R1_real_MMC = 0.05;                 % Ohm
26 f_real_MMC = 50;                    % Hz
27 w_real_MMC = 2*pi*f_real_MMC;       % rad/s
28
29 % Parametros del MMC en pu
30 L_brazo_MMC = L_brazo_real_MMC/L_b_MMC;
31 R_brazo_MMC = R_brazo_real_MMC/Z_b_MMC;
32 L1_MMC = L1_real_MMC/L_b_MMC;
33 R1_MMC = R1_real_MMC/Z_b_MMC;
34 f_pu_MMC = f_real_MMC/f_b_MMC;
35 w_pu_MMC = w_real_MMC/w_b_MMC;
36 L_eq_s = L_brazo_MMC/2+L1_MMC;
37 R_eq_s = R_brazo_MMC/2+R1_MMC;
38
39 % Parametros CC
```

```
VDC_HV = 5000;                      % V

%% Parametros del inversor

m_f_MMC = 100;
f_portadora_MMC = f_real_MMC*m_f_MMC;                    % Hz

% Desfase entre brazos
if rem(number_bridges,2) == 0
    desfase_brazos = pi/number_bridges;                  % rad
else
    desfase_brazos = 0;                                  % rad
end

% Desfase entre portadoras
phase_ini = zeros(1,number_bridges);
for j = 1: 1 : number_bridges
    phase_ini(j) = 2*pi/number_bridges*(j-1);            % rad
end

%% Filtro de medida

orden_filtro_MMC = 1;
f_filtro_MMC = 5000;                % Hz
w_filtro_MMC = f_filtro_MMC*2*pi;   % rad/s
[Fnum_MMC,Fden_MMC] = besself(orden_filtro_MMC,w_filtro_MMC,'low');
FBessel_MMC = minreal(tf(Fnum_MMC,Fden_MMC));

%% A. Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q de i_s

% Matriz A con las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_s
matA_mmc_is = w_b_MMC*[-R_eq_s/L_eq_s w_pu_MMC;
    -w_pu_MMC -R_eq_s/L_eq_s];

% Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
% del MMC i_s
matB_contr_mmc_is = w_b_MMC*[1/L_eq_s 0;
    0 1/L_eq_s];

% Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 2
% ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_s
matB_pert_mmc_is = w_b_MMC*[-1/L_eq_s 0;
    0 -1/L_eq_s];

% Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC
% i_s
matB_mmc_is = [matB_contr_mmc_is matB_pert_mmc_is];

% Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
matC_mmc_is = eye(2);
matD_mmc_is = zeros(2,4);

% Definicion del espacio de estado del MMC i_s
SS_mmc_is = ss(matA_mmc_is, matB_mmc_is, matC_mmc_is, matD_mmc_is);
TF_mmc_is = minreal(tf(SS_mmc_is));

%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q de i_s junto con las integrales

% Matriz A ampliada con las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_s y las
% integrales de la corriente
```

```
matA_mmc_is_ampliada = [matA_mmc_is zeros(2,2);
    -1 0 0 0;
    0 -1 0 0];

% Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
% del MMC i_s y las integrales de la corriente
matB_contr_mmc_is_ampliada = [matB_contr_mmc_is;
    zeros(2,2)];

% Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 2
% ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_s y las integrales de la corriente
matB_pert_mmc_is_ampliada = [matB_pert_mmc_is zeros(2,2);
    0 0 1 0;
    0 0 0 1];

% Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC
% i_s y las integrales de la corriente
matB_mmc_is_ampliada = [matB_contr_mmc_is_ampliada matB_pert_mmc_is_ampliada];

% Matriz C y D con todo el vector de estado como salida y las integrales de la corriente
matC_mmc_is_ampliada = eye(4);
matD_mmc_is_ampliada = zeros(4,6);

% Definicion del espacio de estado del MMC i_s y las integrales de la corriente
SS_mmc_is_ampliada = ss(matA_mmc_is_ampliada, matB_mmc_is_ampliada,
    matC_mmc_is_ampliada, matD_mmc_is_ampliada);
TF_mmc_is = minreal(tf(SS_mmc_is_ampliada));

%% E.1. Diseno del Regulador Corriente de salida LQR e integrales

% Matriz Q de pesos de los estados
matQ_mmc_is_ampliada = [eye(2,4);
    0 0 10000 0;
    0 0 0 10000];

% Matriz R de pesos de las entradas
matR_mmc_is_ampliada = eye(2)*0.9;

% Diseno del Regulador Corriente Interna LQR
[K_mmc_is_ampliada,S_mmc_is_ampliada,E_mmc_is_ampliada]=lqr(matA_mmc_is_ampliada,...
    matB_contr_mmc_is_ampliada,    matQ_mmc_is_ampliada,matR_mmc_is_ampliada);
K_MMC_is = K_mmc_is_ampliada;

% Definicion del sistema con el lazo interno cerrado
[matA_mmc_is_ampliada_bessel_fb,matB_mmc_is_ampliada_bessel_fb,...
    matC_mmc_is_ampliada_bessel_fb,matD_mmc_is_ampliada_bessel_fb] =
        linmod('sim_MMC_is_dq_lazo_interno_cerrado');
SS_filtro_mmc_is_ampliado_bessel_fb =
    ss(matA_mmc_is_ampliada_bessel_fb,matB_mmc_is_ampliada_bessel_fb,...
    matC_mmc_is_ampliada_bessel_fb,matD_mmc_is_ampliada_bessel_fb);
TF_filtro_mmc_is_ampliada_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_mmc_is_ampliado_bessel_fb));
damp(SS_filtro_mmc_is_ampliado_bessel_fb);

%% A. Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q de i_c

% Matriz A con las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_c
matA_mmc_ic = w_b_MMC*[-R_brazo_MMC/L_brazo_MMC w_pu_MMC;
    -w_pu_MMC -R_brazo_MMC/L_brazo_MMC];

% Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
```

```
157 % del MMC i_c
158 matB_contr_mmc_ic = w_b_MMC*[1/L_brazo_MMC 0;
159     0 1/L_brazo_MMC];
160
161 % Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC
162 % i_c
163 matB_mmc_ic = matB_contr_mmc_ic;
164
165 % Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
166 matC_mmc_ic = eye(2);
167 matD_mmc_ic = zeros(2,2);
168
169 % Definicion del espacio de estado del MMC i_c
170 SS_mmc_ic = ss(matA_mmc_ic, matB_mmc_ic, matC_mmc_ic, matD_mmc_ic);
171 TF_mmc_ic = minreal(tf(SS_mmc_ic));
172
173 %% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q de i_c junto con las integrales
174
175 % Matriz A ampliada con las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_c y las
176 % integrales de la corriente
177 matA_mmc_ic_ampliada = [matA_mmc_ic zeros(2,2);
178     -1 0 0 0;
179     0 -1 0 0];
180
181 % Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
182 % del MMC i_c y las integrales de la corriente
183 matB_contr_mmc_ic_ampliada = [matB_contr_mmc_ic;
184     zeros(2,2)];
185
186 % Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 2
187 % ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_c y las integrales de la corriente
188 matB_pert_mmc_ic_ampliada = [zeros(2,2);
189     1 0;
190     0 1];
191
192 % Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC
193 % i_c y las integrales de la corriente
194 matB_mmc_ic_ampliada = [matB_contr_mmc_ic_ampliada matB_pert_mmc_ic_ampliada];
195
196 % Matriz C y D con todo el vector de estado como salida y las integrales de la corriente
197 matC_mmc_ic_ampliada = eye(4);
198 matD_mmc_ic_ampliada = zeros(4,4);
199
200 % Definicion del espacio de estado del MMC i_c y las integrales de la corriente
201 SS_mmc_ic_ampliada = ss(matA_mmc_ic_ampliada, matB_mmc_ic_ampliada,
        matC_mmc_ic_ampliada, matD_mmc_ic_ampliada);
202 TF_mmc_ic_ampliada = minreal(tf(SS_mmc_ic_ampliada));
203
204 %% E.1. Diseno del Regulador Corriente de salida LQR e integrales
205
206 % Matriz Q de pesos de los estados
207 matQ_mmc_ic_ampliada = [eye(2,4);
208     0 0 10000 0;
209     0 0 0 10000];
210
211 % Matriz R de pesos de las entradas
212 matR_mmc_ic_ampliada = eye(2)*0.9;
213
214 % Diceno del Regulador Corriente Interna LQR
215 [K_mmc_ic_ampliada,S_mmc_ic_ampliada,E_mmc_ic_ampliada]=lqr(matA_mmc_ic_ampliada,...
```

```
216     matB_contr_mmc_ic_ampliada, matQ_mmc_ic_ampliada,matR_mmc_ic_ampliada);
217 K_MMC_ic = K_mmc_ic_ampliada;
218
219 % Definicion del sictema con el lazo interno cerrado
220 [matA_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,matB_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,matC_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,...
221     matD_mmc_ic_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_MMC_ic_dq_lazo_interno_cerrado');
222 SS_filtro_mmc_ic_ampliado_bessel_fb =
        ss(matA_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,matB_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,..
223     matC_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,matD_mmc_ic_ampliada_bessel_fb);
224 TF_filtro_mmc_ic_ampliado_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_mmc_ic_ampliado_bessel_fb));
225 damp(SS_filtro_mmc_ic_ampliado_bessel_fb);
```

4.3. Código DAB con MMC

Este código es el utilizado para la simulación desarrollada en la Sección 5.7.2 donde se calculan los controles para el DAB con MMC.

```
1  %% SCRIPT PARA EL SIMULADOR DEL DAB con MMC en el primario
2  % Jorge Lopez RR
3
4  clear all
5  clc
6  s=tf('s');
7
8  %% Parametros del DAB
9
10 % Bases generales
11 S_b_DAB = 1e4;                                % Potencia base trifasica, VA
12 f_b_DAB = 500;                                % Frecuencia base, Hz
13 w_b_DAB = f_b_DAB*2*pi;                       % Velocidad angular base, rad/s
14 w_b_MMC = w_b_DAB;                           % Velocidad angular base, rad/s
15
16 % Bases del devanado primario
17 V_b_pri_DAB = 400;                           % Tension base fase-fase, V
18 Z_b_pri_DAB = V_b_pri_DAB^2/S_b_DAB;         % Impedancia base, Ohm
19 I_b_pri_DAB = S_b_DAB/V_b_pri_DAB/sqrt(3);   % Corriente base, A
20 L_b_pri_DAB = Z_b_pri_DAB/w_b_DAB;           % Inductancia base, H
21 C_b_pri_DAB = 1/Z_b_pri_DAB/w_b_DAB;         % Capacidad base, F
22
23 % Bases del devanado secundario
24 V_b_sec_DAB = 400;                           % Tension base fase-fase, V
25 Z_b_sec_DAB = V_b_sec_DAB^2/S_b_DAB;         % Impedancia base, Ohm
26 I_b_sec_DAB = S_b_DAB/V_b_sec_DAB/sqrt(3);   % Corriente base, A
27 L_b_sec_DAB = Z_b_sec_DAB/w_b_DAB;           % Inductancia base, H
28 C_b_sec_DAB = 1/Z_b_sec_DAB/w_b_DAB;         % Capacidad base, F
29
30 number_bridges = 11;
31
32 % Converidores
33 m_f_DAB = 100;
34 m_f_MMC = 10;
35 f_real_DAB = f_b_DAB;
36 f_portadora_DAB = f_real_DAB*m_f_DAB;
37 w_real_DAB = f_real_DAB*2*pi;                 % rad/s
38 f_real_MMC = f_b_DAB;
39 f_portadora_MMC = f_real_MMC*m_f_MMC;         % Hz
40
41 % Desfase entre brazos
```

```
42 if rem(number_bridges,2) == 0
43     desfase_brazos = pi/number_bridges;          % rad
44 else
45     desfase_brazos = 0;                          % rad
46 end
47
48 % Desfase entre portadoras
49 phase_ini = zeros(1,number_bridges);
50 for j = 1: 1 : number_bridges
51     phase_ini(j) = 2*pi/number_bridges*(j-1);    % rad
52 end
53
54 % Devanado primario transformador
55 L_leak_pri_DAB = 250e-7;                              % H
56 L_leak_pri_pu_DAB = L_leak_pri_DAB/L_b_pri_DAB;
57 R_pri_DAB = 0.002;                                    % Ohm
58 R_pri_pu_DAB = R_pri_DAB/Z_b_pri_DAB;
59 X_leak_pri_DAB = L_leak_pri_DAB*2*pi*f_real_DAB;     % Ohm
60 X_leak_pri_pu_DAB = X_leak_pri_DAB/Z_b_pri_DAB;
61 R_perm_pri_DAB = 1e3;                                % Ohm (por recomendacion de
       simscape)
62 L_perm_pri_DAB = inf;                                % H
63
64 % Devanado secundario transformador
65 L_leak_sec_DAB = 250e-7;                              % H
66 L_leak_sec_pu_DAB = L_leak_sec_DAB/L_b_sec_DAB;
67 R_sec_DAB = 0.002;                                    % Ohm
68 R_sec_pu_DAB = R_sec_DAB/Z_b_sec_DAB;
69 X_leak_sec_DAB = L_leak_sec_DAB*2*pi*f_real_DAB;     % Ohm
70 X_leak_sec_pu_DAB = X_leak_sec_DAB/Z_b_sec_DAB;
71
72 % Parametros del MMC
73 number_bridges = 11;
74 L_brazo_real_MMC = 0.007;                             % H
75 R_brazo_real_MMC = 0.05;                              % Ohm
76 L_brazo_MMC = L_brazo_real_MMC/L_b_pri_DAB;
77 R_brazo_MMC = R_brazo_real_MMC/Z_b_pri_DAB;
78 f_pu_MMC = f_real_DAB/f_b_DAB;
79 w_pu_MMC = w_real_DAB/w_b_DAB;
80
81 % Parametros modelo transformador pu:
82 w_pu_DAB = w_real_DAB/w_b_DAB;
83 L_DAB_trafo = L_leak_pri_pu_DAB+L_leak_sec_pu_DAB;
84 R_DAB_trafo = R_pri_pu_DAB+R_sec_pu_DAB;
85
86 % Parametros modelo equivalente de corriente por el transformador
87 L_DAB = L_DAB_trafo + L_brazo_MMC/2;
88 R_DAB = R_DAB_trafo + R_brazo_MMC/2;
89
90 % Parametros CC
91 C_LV = 6000e-6;                                       % F
92 P_load = 0;
93 VDC_HV = 5000;                                        % V
94 VDC_LV = 5000;                                        % V
95
96 %% Filtro de medida
97
98 % Filtro de medida de la corriente del transformador en el primario (para
99 % el lazo de control del VSC)
100 orden_filtro_DAB = 1;
```

```
f_filtro_DAB = 5000;                                % Hz
w_filtro_DAB = f_filtro_DAB*2*pi;                   % rad/s
[Fnum_DAB,Fden_DAB] = besself(orden_filtro_DAB,w_filtro_DAB,'low');
FBessel_DAB = minreal(tf(Fnum_DAB,Fden_DAB));

% Filtro de medida de las corrientes de brazo del MMC para el control de la
% corriente circulante
orden_filtro_MMC = 1;
f_filtro_MMC = 3000;                                % Hz
w_filtro_MMC = f_filtro_MMC*2*pi;                   % rad/s
[Fnum_MMC,Fden_MMC] = besself(orden_filtro_MMC,w_filtro_MMC,'low');
FBessel_MMC = minreal(tf(Fnum_MMC,Fden_MMC));

%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del modelo equivalente de inductancia
    del trafo+MMC

% Matriz A con los estados las 2 ecuaciones en ejes D-Q
matA_l = w_b_DAB*[-R_DAB/L_DAB w_pu_DAB;
              -w_pu_DAB -R_DAB/L_DAB];

% Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
matB_contr_l = w_b_DAB*[1/L_DAB 0 ;
                    0 1/L_DAB];

% Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 2
% ecuaciones en ejes D-Q
matB_pert_l = w_b_DAB*[-1/L_DAB 0 ;
                    0 -1/L_DAB];

% Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
matB_l = [matB_contr_l matB_pert_l];

% Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
matC_l = eye(2);
matD_l = zeros(2,4);

% Definicion del espacio de estado
SS_filtro_l = ss(matA_l, matB_l, matC_l, matD_l);
TF_filtro_l = minreal(tf(SS_filtro_l));

%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del modelo equivalente de inductancia
    del trafo+MMC

% Matriz A ampliada con las variables de estado de las integrales de error
% de la corriente
matA_l_ampliada = [ matA_l zeros(2,2);
    -1 0 0 0;
    0 -1 0 0];

% Matriz B ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
% de L y las integrales
matB_contr_l_ampliada = [matB_contr_l;
    zeros(2,2)];

% Matriz B ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
% ecuaciones en ejes D-Q de L y las integrales
matB_pert_l_ampliada = [matB_pert_l zeros(2,2);
    0 0 1 0;
    0 0 0 1];

```

```
% Matriz B ampliada con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
% del L y las ecuaciones de las integrales
matB_l_ampliada = [matB_contr_l_ampliada matB_pert_l_ampliada];

% Matriz C ampliada con todo el vector de estado como salida
matC_l_ampliada = eye(4);

% Matriz D ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
% de L y las integrales
matD_contr_l_ampliada = zeros(4,2);

% Matriz D ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
% ecuaciones en ejes D-Q de L y las integrales
matD_pert_l_ampliada = zeros(4,4);

% Matriz D ampliada con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
% del  L y las ecuaciones de las integrales
matD_l_ampliada = [matD_contr_l_ampliada matD_pert_l_ampliada];

% Definicion del L y las integrales
SS_filtro_l_ampliado = ss(matA_l_ampliada, matB_l_ampliada, matC_l_ampliada,
    matD_l_ampliada);
TF_filtro_l_ampliada = minreal(tf(SS_filtro_l_ampliado));

%% Diseno del Regulador Corriente Interna LQR e integrales de la corriente por el
    transformador

% Matriz Q de pesos de los estados
matQ_l_ampliada = [eye(2,4);
    0 0 5000 0;
    0 0 0 5000];

% Matriz R de pesos de las entradas
matR_l_ampliada = eye(2);

% Diseno del Regulador Corriente Interna LQR
[K_l_ampliada,S_l_ampliada,E_l_ampliada]=lqr(matA_l_ampliada,matB_contr_l_ampliada,...
    matQ_l_ampliada,matR_l_ampliada);

K_DAB = K_l_ampliada;

[matA_l_ampliada_bessel_fb,matB_l_ampliada_bessel_fb,matC_l_ampliada_bessel_fb,...
    matD_l_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_DAB_dq_lazo_interno_cerrado');
SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb =
    ss(matA_l_ampliada_bessel_fb,matB_l_ampliada_bessel_fb,...
    matC_l_ampliada_bessel_fb,matD_l_ampliada_bessel_fb);
TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb));
damp(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb)
[wnP_fb,setaP_fb] = damp(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb);

%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q de i_c

% Matriz A con las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_c
matA_mmc_ic = w_b_MMC*[-R_brazo_MMC/L_brazo_MMC w_pu_MMC;
    -w_pu_MMC -R_brazo_MMC/L_brazo_MMC];

% Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
% del MMC i_c
matB_contr_mmc_ic = w_b_MMC*[1/L_brazo_MMC 0;
    0 1/L_brazo_MMC];
```

```
216
217 % Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC
218 % i_c
219 matB_mmc_ic = matB_contr_mmc_ic;
220
221 % Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
222 matC_mmc_ic = eye(2);
223 matD_mmc_ic = zeros(2,2);
224
225 % Definicion del espacio de estado del MMC i_c
226 SS_mmc_ic = ss(matA_mmc_ic, matB_mmc_ic, matC_mmc_ic, matD_mmc_ic);
227 TF_mmc_ic = minreal(tf(SS_mmc_ic));
228
229 %% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q de i_c junto con las integrales
230
231 % Matriz A ampliada con las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_c y las
232 % integrales de la corriente
233 matA_mmc_ic_ampliada = [matA_mmc_ic zeros(2,2);
234     -1 0 0 0;
235     0 -1 0 0];
236
237 % Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
238 % del MMC i_c y las integrales de la corriente
239 matB_contr_mmc_ic_ampliada = [matB_contr_mmc_ic;
240     zeros(2,2)];
241
242 % Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 2
243 % ecuaciones en ejes D-Q del MMC i_c y las integrales de la corriente
244 matB_pert_mmc_ic_ampliada = [zeros(2,2);
245     1 0;
246     0 1];
247
248 % Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q del MMC
249 % i_c y las integrales de la corriente
250 matB_mmc_ic_ampliada = [matB_contr_mmc_ic_ampliada matB_pert_mmc_ic_ampliada];
251
252 % Matriz C y D con todo el vector de estado como salida y las integrales de la corriente
253 matC_mmc_ic_ampliada = eye(4);
254 matD_mmc_ic_ampliada = zeros(4,4);
255
256 % Definicion del espacio de estado del MMC i_c y las integrales de la corriente
257 SS_mmc_ic_ampliada = ss(matA_mmc_ic_ampliada, matB_mmc_ic_ampliada,
        matC_mmc_ic_ampliada, matD_mmc_ic_ampliada);
258 TF_mmc_ic_ampliada = minreal(tf(SS_mmc_ic_ampliada));
259
260 %% E.1. Diseno del Regulador Corriente de salida LQR e integrales
261
262 % Matriz Q de pesos de los estados
263 matQ_mmc_ic_ampliada = [eye(2,4);
264     0 0 10000 0;
265     0 0 0 10000];
266
267 % Matriz R de pesos de las entradas
268 matR_mmc_ic_ampliada = eye(2)*0.9;
269
270 % Diceno del Regulador Corriente Interna LQR
271 [K_mmc_ic_ampliada,S_mmc_ic_ampliada,E_mmc_ic_ampliada]=lqr(matA_mmc_ic_ampliada,...
272     matB_contr_mmc_ic_ampliada,    matQ_mmc_ic_ampliada,matR_mmc_ic_ampliada);
273
274 K_MMC_ic = K_mmc_ic_ampliada;
```

```
275
276 % Definicion del sictema con el lazo interno cerrado
277 [matA_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,matB_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,matC_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,...
278     matD_mmc_ic_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_MMC_ic_dq_lazo_interno_cerrado');
279 SS_filtro_mmc_ic_ampliado_bessel_fb =
        ss(matA_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,matB_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,...
280     matC_mmc_ic_ampliada_bessel_fb,matD_mmc_ic_ampliada_bessel_fb);
281 TF_filtro_mmc_ic_ampliado_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_mmc_ic_ampliado_bessel_fb));
282 damp(SS_filtro_mmc_ic_ampliado_bessel_fb);
```

Capítulo 5

Código transformador electrónico

Este código es el utilizado para la simulación desarrollada en el Capítulo 6 donde se realizan todos los ensayos del transformador electrónico

```
%% SCRIPT PARA EL SIMULADOR DEL TRANSFORMADOR ELECTRONICO
% Jorge Lopez Rodriguez-Rosello

clear all
clc
s=tf('s');

%% Parametros de CC

% Tensiones de contiua
VDC_LV = 5000;              % V
VDC_HV = 5000;              % V

% Parametros de continua
C_LV = 6000e-6;             % F
C_HV = 10000e-6;            % F
R_CC = 500;                 % Ohm
P_load = 0;

%% SUBMODULO LC
%% Parametros del filtro LC

% Bases
S_b_LC = 1e4;                   % Potencia base trifasica, VA
V_b_LC = 400;                   % Tension base fase-fase, V
Z_b_LC = V_b_LC^2/S_b_LC;       % Impedancia base, Ohm
I_b_LC = S_b_LC/V_b_LC/sqrt(3); % Corriente base, A
f_b_LC = 50;                    % Frecuencia base, Hz
w_b_LC = f_b_LC*2*pi;           % Velocidad angular base, rad/s
L_b_LC = Z_b_LC/w_b_LC;         % Inductancia base, H
C_b_LC = 1/Z_b_LC/w_b_LC;       % Capacidad base, F

% Parametros del filtro en valores reales
L1_real_LC = 0.0002;            % H
C_real_LC = 0.5e-3;             % F
R1_real_LC = 0.05;              % Ohm
f_real_LC = 50;                 % Hz
w_real_LC = 2*pi*f_real_LC;     % rad/s

%Parametros del filtro en pu
L1_LC = L1_real_LC/L_b_LC;
```

```
C_LC = C_real_LC/C_b_LC;
R1_LC = R1_real_LC/Z_b_LC;
f_pu_LC = f_real_LC/f_b_LC;
w_pu_LC = w_real_LC/w_b_LC;

% Parametros del PWM el inversor
m_f_LC = 399;
f_portadora_LC = f_real_LC*m_f_LC;


%% Filtro de medida

orden_filtro_LC = 1;
f_filtro_LC = 2000;                 % Hz
w_filtro_LC = f_filtro_LC*2*pi;     % rad/s
[Fnum_LC,Fden_LC] = besself(orden_filtro_LC,w_filtro_LC,'low');
FBessel_LC = minreal(tf(Fnum_LC,Fden_LC));

%% CONTROL VARIABLES DE ESTADO INTERNO:
%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LC

% Matriz A con los estados las 4 ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC
matA_lc = w_b_LC*[ 0 w_pu_LC 1/C_LC 0;
    -w_pu_LC 0 0 1/C_LC;
    -1/L1_LC 0 -R1_LC/L1_LC w_pu_LC;
    0 -1/L1_LC -w_pu_LC -R1_LC/L1_LC];

% Matriz B con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
% del filtro LC
matB_contr_lc = w_b_LC*[0 0;
    0 0;
    1/L1_LC 0;
    0 1/L1_LC];

% Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
% ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC
matB_pert_lc = w_b_LC*[-1/C_LC 0;
    0 -1/C_LC;
    0 0;
    0 0];

% Matriz B con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC
matB_lc = [matB_contr_lc matB_pert_lc];

% Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
matC_lc = eye(4);
matD_lc = zeros(4,4);

% Definicion del espacio de estado del filtro LC
SS_filtro_lc = ss(matA_lc, matB_lc, matC_lc, matD_lc);
TF_filtro_lc = minreal(tf(SS_filtro_lc));

%% B.1. Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LC y las integrales

% Matriz A ampliada con las variables de estado de las integrales de error
% de la corriente interna
matA_lc_ampliada = [ matA_lc zeros(4,2);
    0 0 -1 0 0 0;
    0 0 0 -1 0 0];

```

```
102 % Matriz B ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
103 % del filtro LC y las integrales
104 matB_contr_lc_ampliada = [matB_contr_lc;
105     zeros(2,2)];
106
107 % Matriz B ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
108 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC y las integrales
109 matB_pert_lc_ampliada = [matB_pert_lc zeros(4,2);
110     0 0 1 0;
111     0 0 0 1];
112
113 % Matriz B ampliada con todas las entradas de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
114 % del filtro lc y las ecuaciones de las integrales
115 matB_lc_ampliada = [matB_contr_lc_ampliada matB_pert_lc_ampliada];
116
117 % Matriz C ampliada con todo el vector de estado como salida
118 matC_lc_ampliada = eye(6);
119
120 % Matriz D ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
121 % del filtro LC y las integrales
122 matD_contr_lc_ampliada = zeros(6,2);
123
124 % Matriz D ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
125 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LC y las integrales
126 matD_pert_lc_ampliada = zeros(6,4);
127
128 % Matriz D ampliada con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
129 % del filtro LC y las ecuaciones de las integrales
130 matD_lc_ampliada = [matD_contr_lc_ampliada matD_pert_lc_ampliada];
131
132 % Definicion del filtro lc y las integrales
133 SS_filtro_lc_ampliado = ss(matA_lc_ampliada, matB_lc_ampliada, matC_lc_ampliada,
        matD_lc_ampliada);
134 TF_filtro_lc_ampliada = minreal(tf(SS_filtro_lc_ampliado));
135
136 %% E.1. Diseno del Regulador Corriente Interna LQR e integrales
137
138 % Matriz Q de pesos de los estados
139 matQ_lc_ampliada = [eye(4,6);
140     0 0 0 0 1500 0;
141     0 0 0 0 0 1500];
142
143 % Matriz R de pesos de las entradas
144 matR_lc_ampliada = eye(2);
145
146 % Diseno del Regulador Corriente Interna LQR
147 [K_lc_ampliada,S_lc_ampliada,E_lc_ampliada]=lqr(matA_lc_ampliada,matB_contr_lc_ampliada,...
        matQ_lc_ampliada,matR_lc_ampliada);
149
150 K_LC = K_lc_ampliada;
151
152 % Definicion del sistema con el lazo interno cerrado
153 [matA_lc_ampliada_bessel_fb,matB_lc_ampliada_bessel_fb,matC_lc_ampliada_bessel_fb,...
        matD_lc_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_LC_dq_lazo_interno_cerrado');
155 SS_filtro_lc_ampliado_bessel_fb =
        ss(matA_lc_ampliada_bessel_fb,matB_lc_ampliada_bessel_fb,...
156     matC_lc_ampliada_bessel_fb,matD_lc_ampliada_bessel_fb);
157 TF_filtro_lc_ampliada_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_lc_ampliado_bessel_fb));
158 damp(SS_filtro_lc_ampliado_bessel_fb);
159
```

```
160 %% F.2. Control PI de la tension del condensador utilizando como mando la referencia de
        Corriente Interna
161 % C=K*I*s/(1+I*s) (para v_c_d/i_q_ref)
162
163 % Diagramas de black de los lazos abiertos
164 P_1_LC = TF_filtro_lc_ampliada_bessel_fb(2,3)*FBessel_LC;
165 nichols(P_1_LC); % v_c_q(filtrada)/i_d_ref
166 P_2_LC = TF_filtro_lc_ampliada_bessel_fb(1,4)*FBessel_LC;
167 nichols(P_2_LC); % v_c_d(filtrada)/i_q_ref
168
169 % Parametros de disenoP1
170 wo_pi_2_LC = 150; % rad/s
171 retraso_fase_2_LC = -10; % \grad
172 Fm_2_LC = retraso_fase_2_LC+180+180/pi*angle(freqresp(P_2_LC,wo_pi_2_LC));
173
174 % Parametros del control, I, K
175 I_2_LC = -1/(wo_pi_2_LC*tand(retraso_fase_2_LC));
176 Kp_2_LC =
        1/abs(freqresp(P_2_LC,wo_pi_2_LC))*I_2_LC*wo_pi_2_LC/sqrt(1+(I_2_LC*wo_pi_2_LC)^2);
177
178 % Definicion del control PI
179 C_2_LC = minreal(Kp_2_LC*(1+I_2_LC*s)/(I_2_LC*s));
180
181 % Diagrama de black del lazo abierto con el control
182 nichols(P_2_LC*C_2_LC)
183
184 % Analisis de sensibilidad:
185 Sen_2_LC = 1/(1+C_2_LC*P_2_LC);
186 bodemag(Sen_2_LC);
187
188 % Definicion del sistema con el lazo interno y externo cerrados
189 [matA_lc_cerrado,matB_lc_cerrado,matC_lc_cerrado,matD_lc_cerrado] =
        linmod('sim_LC_dq_lazo_externo_cerrado');
190 SS_filtro_lc_cerrado =
        ss(matA_lc_cerrado,matB_lc_cerrado,matC_lc_cerrado,matD_lc_cerrado)
191 TF_filtro_lc_cerrado = minreal(tf(SS_filtro_lc_cerrado));
192
193 [wnP_cerrado,setaP_cerrado] = damp(SS_filtro_lc_cerrado);
194 damp(SS_filtro_lc_cerrado)
195
196 %%  Saturacion de la referencia de la corriente interna:
197
198 % Valor maximo del modulo de la referencia de la corriente interna
199 sat_i_LC = 5;                %pu
200
201 % Parametros del control PI externo para incluir el anti-windup back
202 % calculation
203 K_p_sat_LC = Kp_2_LC;
204 K_i_sat_LC = K_p_sat_LC/I_2_LC;
205 K_b_sat_LC = K_i_sat_LC;
206
207 %% SUBMODULO DAB
208 %% Parametros del DAB
209
210 % Bases generales
211 S_b_DAB = 1e4;                                  % Potencia base trifasica, VA
212 f_b_DAB = 5000;                                 % Frecuencia base, Hz
213 w_b_DAB = f_b_DAB*2*pi;                         % Velocidad angular base, rad/s
214
215 % Bases del devanado primario
```

```
216 V_b_pri_DAB = 400;                              % Tension base fase-fase, V
217 Z_b_pri_DAB = V_b_pri_DAB^2/S_b_DAB;            % Impedancia base, Ohm
218 I_b_pri_DAB = S_b_DAB/V_b_pri_DAB/sqrt(3);      % Corriente base, A
219 L_b_pri_DAB = Z_b_pri_DAB/w_b_DAB;              % Inductancia base, H
220 C_b_pri_DAB = 1/Z_b_pri_DAB/w_b_DAB;            % Capacidad base, F
221
222 % Bases del devanado secundario
223 V_b_sec_DAB = 400;                              % Tension base fase-fase, V
224 Z_b_sec_DAB = V_b_sec_DAB^2/S_b_DAB;            % Impedancia base, Ohm
225 I_b_sec_DAB = S_b_DAB/V_b_sec_DAB/sqrt(3);      % Corriente base, A
226 L_b_sec_DAB = Z_b_sec_DAB/w_b_DAB;              % Inductancia base, H
227 C_b_sec_DAB = 1/Z_b_sec_DAB/w_b_DAB;            % Capacidad base, F
228
229 % Converidores
230 m_f_DAB = 10;
231 f_real_DAB = f_b_DAB;
232 f_portadora_DAB = f_real_DAB*m_f_DAB;
233 w_real_DAB = f_real_DAB*2*pi;  % rad/s
234
235 % Devanado primario transformador
236 L_leak_pri_DAB = 250e-7;                            % H
237 L_leak_pri_pu_DAB = L_leak_pri_DAB/L_b_pri_DAB;
238 R_pri_DAB = 0.002;                                  % Ohm
239 R_pri_pu_DAB = R_pri_DAB/Z_b_pri_DAB;
240 X_leak_pri_DAB = L_leak_pri_DAB*2*pi*f_real_DAB;    % Ohm
241 X_leak_pri_pu_DAB = X_leak_pri_DAB/Z_b_pri_DAB;
242 R_perm_pri_DAB = 1e3;                               % Ohm (por recomendacion de
        simscape)
243 L_perm_pri_DAB = inf;                               % H
244
245 % Devanado secundario transformador
246 L_leak_sec_DAB = 250e-7;                            % H
247 L_leak_sec_pu_DAB = L_leak_sec_DAB/L_b_sec_DAB;
248 R_sec_DAB = 0.002;                                  % Ohm
249 R_sec_pu_DAB = R_sec_DAB/Z_b_sec_DAB;
250 X_leak_sec_DAB = L_leak_sec_DAB*2*pi*f_real_DAB;    % Ohm
251 X_leak_sec_pu_DAB = X_leak_sec_DAB/Z_b_sec_DAB;
252
253 % Parametros modelo transformador pu:
254 w_pu_DAB = w_real_DAB/w_b_DAB;
255 L_DAB = L_leak_pri_pu_DAB+L_leak_sec_pu_DAB;
256 R_DAB = R_pri_pu_DAB+R_sec_pu_DAB;
257
258 %% Filtro de medida
259
260 orden_filtro_DAB = 1;
261 f_filtro_DAB = 10000;               % Hz
262 w_filtro_DAB = f_filtro_DAB*2*pi;   % rad/s
263 [Fnum_DAB,Fden_DAB] = besself(orden_filtro_DAB,w_filtro_DAB,'low');
264 FBessel_DAB = minreal(tf(Fnum_DAB,Fden_DAB));
265
266 %% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del modelo de inductancia del trafo
267
268 % Matriz A con los estados las 2 ecuaciones en ejes D-Q
269 matA_l = w_b_DAB*[-R_DAB/L_DAB w_pu_DAB;
270               -w_pu_DAB -R_DAB/L_DAB];
271
272 % Matriz B con las entradas controlables de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
273 matB_contr_l = w_b_DAB*[1/L_DAB 0 ;
274                     0 1/L_DAB];
```

```
275
276 % Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 2
277 % ecuaciones en ejes D-Q
278 matB_pert_l = w_b_DAB*[-1/L_DAB 0 ;
279                     0 -1/L_DAB];
280
281 % Matriz B con todas las entradas de las 2 ecuaciones en ejes D-Q
282 matB_l = [matB_contr_l matB_pert_l];
283
284 % Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
285 matC_l = eye(2);
286 matD_l = zeros(2,4);
287
288 % Definicion del espacio de estado del filtro LCL
289 SS_filtro_l = ss(matA_l, matB_l, matC_l, matD_l);
290 TF_filtro_l = minreal(tf(SS_filtro_l));
291
292 %% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LCL y las integrales
293
294 % Matriz A ampliada con las variables de estado de las integrales de error
295 % de la corriente
296 matA_l_ampliada = [ matA_l zeros(2,2);
297     -1 0 0 0;
298     0 -1 0 0];
299
300 % Matriz B ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
301 % de L y las integrales
302 matB_contr_l_ampliada = [matB_contr_l;
303     zeros(2,2)];
304
305 % Matriz B ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
306 % ecuaciones en ejes D-Q de L y las integrales
307 matB_pert_l_ampliada = [matB_pert_l zeros(2,2);
308     0 0 1 0;
309     0 0 0 1];
310
311 % Matriz B ampliada con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
312 % del L y las ecuaciones de las integrales
313 matB_l_ampliada = [matB_contr_l_ampliada matB_pert_l_ampliada];
314
315 % Matriz C ampliada con todo el vector de estado como salida
316 matC_l_ampliada = eye(4);
317
318 % Matriz D ampliada con las entradas controlables de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
319 % de L y las integrales
320 matD_contr_l_ampliada = zeros(4,2);
321
322 % Matriz D ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 4
323 % ecuaciones en ejes D-Q de L y las integrales
324 matD_pert_l_ampliada = zeros(4,4);
325
326 % Matriz D ampliada con todas las entradas de las 4 ecuaciones en ejes D-Q
327 % del  L y las ecuaciones de las integrales
328 matD_l_ampliada = [matD_contr_l_ampliada matD_pert_l_ampliada];
329
330 % Definicion del L y las integrales
331 SS_filtro_l_ampliado = ss(matA_l_ampliada, matB_l_ampliada, matC_l_ampliada,
        matD_l_ampliada);
332 TF_filtro_l_ampliada = minreal(tf(SS_filtro_l_ampliado));
333
```

```
334 %% Diseno del Regulador Corriente Interna LQR e integrales
335
336 % Matriz Q de pesos de los estados
337 matQ_l_ampliada = [eye(2,4);
338     0 0 5000 0;
339     0 0 0 5000];
340
341 % Matriz R de pesos de las entradas
342 matR_l_ampliada = eye(2);
343
344 % Diseno del Regulador Corriente Interna LQR
345 [K_l_ampliada,S_l_ampliada,E_l_ampliada]=lqr(matA_l_ampliada,matB_contr_l_ampliada,...
346     matQ_l_ampliada,matR_l_ampliada);
347
348 %% Definicion del sistema con el lazo interno cerrado
349
350 K_DAB = K_l_ampliada;
351
352 [matA_l_ampliada_bessel_fb,matB_l_ampliada_bessel_fb,matC_l_ampliada_bessel_fb,...
353     matD_l_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_DAB_dq_lazo_interno_cerrado');
354 SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb =
        ss(matA_l_ampliada_bessel_fb,matB_l_ampliada_bessel_fb,...
355     matC_l_ampliada_bessel_fb,matD_l_ampliada_bessel_fb);
356 TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb));
357 damp(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb)
358 [wnP_fb,setaP_fb] = damp(SS_filtro_l_ampliado_bessel_fb);
359
360 %% Diseno del filtro de medida para la tension del condensador
361
362 orden_filtro_C_DAB = 1;
363 f_filtro_C_DAB = 5000; % Hz
364
365 w_filtro_C_DAB = f_filtro_C_DAB*2*pi;
366 [Fnum_C_DAB,Fden_C_DAB] = besself(orden_filtro_C_DAB,w_filtro_C_DAB,'low');
367 FBessel_C_DAB = minreal(tf(Fnum_C_DAB,Fden_C_DAB));
368
369 %% Definicion de la planta de tension del condensador de baja
370
371 % Planta Vc^2/i_d_ref = TF_filtro_l_tensionC
372 Planta_tension_DAB = (-S_b_DAB*2)/(C_LV*s);
373 P_C_DAB = (-1)*TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb(1,3)*Planta_tension_DAB*FBessel_C_DAB; %
        Multiplico por -1 para disenar el control
374 nichols(P_C_DAB)
375
376 wo_pi_DAB = 150;                % rad/s
377 retraso_fase_DAB = -10;         % \grad
378 Fm_DAB = retraso_fase_DAB+180+180/pi*angle(freqresp(P_C_DAB,wo_pi_DAB)); % \grad
379
380 I_DAB = -1/(wo_pi_DAB*tand(retraso_fase_DAB));
381 Kp_DAB = 1/abs(freqresp(P_C_DAB,wo_pi_DAB))*I_DAB*wo_pi_DAB/sqrt(1+(I_DAB*wo_pi_DAB)^2);
382 C_P_DAB = minreal(Kp_DAB*(1+I_DAB*s)/(I_DAB*s));
383 nichols(C_P_DAB*P_C_DAB);
384
385 % Analisis de sensibilidad:
386 Sen_1_L = 1/(1+C_P_DAB*P_C_DAB);
387 bodemag(Sen_1_L);
388
389 % Definicion del sistema con el lazo externo cerrado
390 [matA_l_ampliada_tension,matB_l_ampliada_tension,matC_l_ampliada_tension,...
391     matD_l_ampliada_tension] = linmod('sim_DAB_dq_lazo_externo_cerrado');
```

```
SS_filtro_l_ampliado_tension = ss(matA_l_ampliada_tension,matB_l_ampliada_tension,...
    matC_l_ampliada_tension,matD_l_ampliada_tension);
TF_filtro_l_ampliada_tension = minreal(tf(SS_filtro_l_ampliado_tension));
damp(SS_filtro_l_ampliado_tension)
LazoCerrado = C_P_DAB*TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb(1,3)*Planta_tension_DAB...
    /(1+C_P_DAB*TF_filtro_l_ampliada_bessel_fb(1,3)*Planta_tension_DAB*FBessel_C_DAB);

%% SUBMODULO LCL
%% Parametros del Filtro LCL

% Bases
S_b_LCL = 1e4;                      % Potencia base trifasica, VA
V_b_LCL = 400;                      % Tension base fase-fase, V
Z_b_LCL = V_b_LCL^2/S_b_LCL;        % Impedancia base, Ohm
I_b_LCL = S_b_LCL/V_b_LCL/sqrt(3);  % Corriente base, A
f_b_LCL = 50;                       % Frecuencia base, Hz
w_b_LCL = f_b_LCL*2*pi;             % Velocidad angular base, rad/s
L_b_LCL = Z_b_LCL/w_b_LCL;          % Inductancia base, H
C_b_LCL = 1/Z_b_LCL/w_b_LCL;        % Capacidad base, F

% Parametros del filtro en valores reales
L1_real_LCL = 0.0005;               % H
L2_real_LCL = 0.0005;               % H
C_real_LCL = 0.1e-3;                % F
R1_real_LCL = 0.05;                 % Ohm
R2_real_LCL = 0.05;                 % Ohm
f_real_LCL = 50;                    % Hz
w_real_LCL = 2*pi*f_real_LCL;       % rad/s

%Parametros del filtro en pu
L1_LCL = L1_real_LCL/L_b_LCL;
L2_LCL = L2_real_LCL/L_b_LCL;
C_LCL = C_real_LCL/C_b_LCL;
R1_LCL = R1_real_LCL/Z_b_LCL;
R2_LCL = R2_real_LCL/Z_b_LCL;
f_pu_LCL = f_real_LCL/f_b_LCL;
w_pu_LCL = w_real_LCL/w_b_LCL;

% Parametros del PWM el inversor
m_f_LCL = 399;
f_portadora_LCL = f_real_LCL*m_f_LCL;  % Hz

%% Filtro de medida de variables CA

orden_filtro_LCL = 1;
f_filtro_LCL = 2500;                % Hz
w_filtro_LCL = f_filtro_LCL*2*pi;   % rad/s
[Fnum_LCL,Fden_LCL] = besself(orden_filtro_LCL,w_filtro_LCL,'low');
FBessel_LCL = minreal(tf(Fnum_LCL,Fden_LCL));

%% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LCL

% Matriz A con los estados las 6 ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL
matA_lcl = w_b_LCL*[ 0 w_pu_LCL 1/C_LCL 0 -1/C_LCL 0;
    -w_pu_LCL 0 0 1/C_LCL 0 -1/C_LCL;
    -1/L1_LCL 0 -R1_LCL/L1_LCL w_pu_LCL 0 0;
    0 -1/L1_LCL -w_pu_LCL -R1_LCL/L1_LCL 0 0;
    1/L2_LCL 0 0 0 -R2_LCL/L2_LCL w_pu_LCL;
    0 1/L2_LCL 0 0 -w_pu_LCL -R2_LCL/L2_LCL];
```

```
452 % Matriz B con las entradas controlables de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
453 % del filtro LCL
454 matB_contr_lcl = w_b_LCL*[0 0;
455     0 0;
456     1/L1_LCL 0;
457     0 1/L1_LCL;
458     0 0;
459     0 0];
460
461 % Matriz B con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 6
462 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL
463 matB_pert_lcl = w_b_LCL*[0 0;
464     0 0;
465     0 0;
466     0 0;
467     -1/L2_LCL 0;
468     0 -1/L2_LCL];
469
470 % Matriz B con todas las entradas de las 6 ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL
471 matB_lcl = [matB_contr_lcl matB_pert_lcl];
472
473 % Matriz C y D con todo el vector de estado como salida
474 matC_lcl = eye(6);
475 matD_lcl = zeros(6,4);
476
477 % Definicion del espacio de estado del filtro LCL
478 SS_filtro_lcl = ss(matA_lcl, matB_lcl, matC_lcl, matD_lcl);
479 TF_filtro_lcl = minreal(tf(SS_filtro_lcl));
480
481 %% Definicion de Espacio de Estados en ejes D-Q del filtro LCL y las integrales de
        error de la corriente
482
483 % Matriz A ampliada con las variables de estado de las integrales de error
484 % de la corriente interna
485 matA_lcl_ampliada = [ matA_lcl zeros(6,2);
486     0 0 -1 0 0 0 0 0;
487     0 0 0 -1 0 0 0 0];
488
489 % Matriz B ampliada con las entradas controlables de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
490 % del filtro LCL y las integrales
491 matB_contr_lcl_ampliada = [matB_contr_lcl;
492     zeros(2,2)];
493
494 % Matriz B ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 6
495 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL y las integrales
496 matB_pert_lcl_ampliada = [matB_pert_lcl zeros(6,2);
497     0 0 1 0;
498     0 0 0 1];
499
500 % Matriz B ampliada con todas las entradas de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
501 % del filtro LCL y las ecuaciones de las integrales
502 matB_lcl_ampliada = [matB_contr_lcl_ampliada matB_pert_lcl_ampliada];
503
504 % Matriz C ampliada con todo el vector de estado como salida
505 matC_lcl_ampliada = eye(8);
506
507 % Matriz D ampliada con las entradas controlables de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
508 % del filtro LCL y las integrales
509 matD_contr_lcl_ampliada = zeros(8,2);
510
```

```
511 % Matriz D ampliada con las entradas no controlables (perturbaciones) de las 6
512 % ecuaciones en ejes D-Q del filtro LCL y las integrales
513 matD_pert_lcl_ampliada = zeros(8,4);
514
515 % Matriz D ampliada con todas las entradas de las 6 ecuaciones en ejes D-Q
516 % del filtro LCL y las ecuaciones de las integrales
517 matD_lcl_ampliada = [matD_contr_lcl_ampliada matD_pert_lcl_ampliada];
518
519 % Definicion del filtro LCL y las integrales
520 SS_filtro_lcl_ampliado = ss(matA_lcl_ampliada, matB_lcl_ampliada, matC_lcl_ampliada,
        matD_lcl_ampliada);
521 TF_filtro_lcl_ampliada = minreal(tf(SS_filtro_lcl_ampliado));
        %((s*eye(8)-matA_lcl_ampliada)^-1)*matB_lcl_ampliada
522
523 %% Diseno del control interno (regulador LQR)
524
525 % Matriz Q de pesos de los estados
526 matQ_lcl_ampliada = [eye(6,8);
527     0 0 0 0 0 0 1000 0;
528     0 0 0 0 0 0 0 1000];
529
530 % Matriz R de pesos de las entradas
531 matR_lcl_ampliada = eye(2);
532
533 % Diseno del Regulador Corriente Interna LQR
534 [K_lcl_ampliada,S_lcl_ampliada,E_lcl_ampliada]=lqr(matA_lcl_ampliada,...
535     matB_contr_lcl_ampliada,    matQ_lcl_ampliada,matR_lcl_ampliada);
536
537 % Definicion del sistema teniendo en cuenta la realimentacion con
538 % K_lcl_ampliada sin filtros de medida
539 SS_filtro_lcl_ampliado_fb =
        ss(matA_lcl_ampliada-matB_contr_lcl_ampliada*K_lcl_ampliada,...
540     matB_pert_lcl_ampliada, matC_lcl_ampliada, matD_pert_lcl_ampliada);
541 TF_filtro_lcl_ampliada_fb = minreal(tf(SS_filtro_lcl_ampliado_fb));
542
543 K_LCL = K_lcl_ampliada;
544
545 % Definicion del sistema con el lazo interno cerrado
546 [matA_lcl_ampliada_bessel_fb,matB_lcl_ampliada_bessel_fb,matC_lcl_ampliada_bessel_fb,...
547     matD_lcl_ampliada_bessel_fb] = linmod('sim_LCL_dq_lazo_interno_cerrado');
548 SS_filtro_lcl_ampliado_bessel_fb =
        ss(matA_lcl_ampliada_bessel_fb,matB_lcl_ampliada_bessel_fb,...
549     matC_lcl_ampliada_bessel_fb,matD_lcl_ampliada_bessel_fb);
550 TF_filtro_lcl_ampliada_bessel_fb = minreal(tf(SS_filtro_lcl_ampliado_bessel_fb));
551 damp(SS_filtro_lcl_ampliado_bessel_fb)
552
553 %% Diseno del control PI intermedio
554 % C=K*I*s/(1+I*s), asuminedo que los dos controles son iguales para
555 % simplificar el codigo (son muy parecidos)
556
557 % Lazo abierto del lazo externo
558 P_1 = TF_filtro_lcl_ampliada_bessel_fb(1,3)*FBessel_LCL;  % i_2d_filtr/i_1d_ref
559 P_2 = TF_filtro_lcl_ampliada_bessel_fb(2,4)*FBessel_LCL;  % i_2q_filtr/i_1q_ref
560
561 % Diagramas de black de los lazos abiertos
562 hold on
563 nichols(P_1);  %i_2d_filtr/i_1d_ref
564 nichols(P_2);  % i_2q_filtr/i_1q_ref
565 hold off
566
```

```
% Parametros de disenno
wo_pi_C_LCL =1500;            % rad/s
retraso_fase_C_LCL = -10;     % \grad

% Margen de fase en \grad
Fm_C_LCL = retraso_fase_C_LCL+180+180/pi*angle(freqresp(P_1,wo_pi_C_LCL));

% Parametros del control, I K
I_1_LCL = -1/(wo_pi_C_LCL*tand(retraso_fase_C_LCL));
Kp_1_LCL =
    1/abs(freqresp(P_1,wo_pi_C_LCL))*I_1_LCL*wo_pi_C_LCL/sqrt(1+(I_1_LCL*wo_pi_C_LCL)^2);

% Definicion del control PI
C_1_LCL=minreal(Kp_1_LCL*(1+I_1_LCL*s)/(I_1_LCL*s));

% Diagramas de black del lazo abierto con el control
hold on
nichols(P_1*C_1_LCL)  % i_2d/i_2d_ref
nichols(P_2*C_1_LCL)  % i_2q/i_2q_ref
hold off

% Analisis de sensibilidad:
Sen_1_LCL = 1/(1+C_1_LCL*P_1);
bodemag(Sen_1_LCL);

% Definicion del sistema con el lazo interno y intermedio cerrados
[matA_lcl_cerrado,matB_lcl_cerrado,matC_lcl_cerrado,matD_lcl_cerrado] =
    linmod('sim_LCL_dq_lazo_intermedio_cerrado');
SS_filtro_lcl_cerrado =
    ss(matA_lcl_cerrado,matB_lcl_cerrado,matC_lcl_cerrado,matD_lcl_cerrado);
TF_filtro_lcl_cerrado = minreal(tf(SS_filtro_lcl_cerrado));
damp(SS_filtro_lcl_cerrado)

%% Filtro de medida Condensador

orden_filtro_C_LCL = 1;
f_filtro_C_LCL = 2500;                  % Hz
w_filtro_C_LCL = f_filtro_C_LCL*2*pi;   % rad/s
[Fnum_C_LCL,Fden_C_LCL] = besself(orden_filtro_C_LCL,w_filtro_C_LCL,'low');
FBessel_C_LCL = minreal(tf(Fnum_C_LCL,Fden_C_LCL));

%% Planta de tension Condensador y Modelo en espacio de estado incluyendo nueva salida
    con potencia

% Planta Vc^2/i_d_ref
Planta_tension_LCL = (-S_b_LCL*2)/(C_HV*s);
P_C_LCL = (-1)*TF_filtro_lcl_cerrado(1,3)*Planta_tension_LCL*FBessel_C_LCL;  %
    Multiplicada por -1 para disenar el control
nichols(P_C_LCL)

% Disenno del control de tension
wo_pi_C_LCL = 100;              % rad/sec
retraso_fase_C_LCL = -10;       % \grad
Fm_C_LCL = retraso_fase_C_LCL+180+180/pi*angle(freqresp(P_C_LCL,wo_pi_C_LCL)); % \grad

I_C_LCL = -1/(wo_pi_C_LCL*tand(retraso_fase_C_LCL));
Kp_C_LCL =
    1/abs(freqresp(P_C_LCL,wo_pi_C_LCL))*I_C_LCL*wo_pi_C_LCL/sqrt(1+(I_C_LCL*wo_pi_C_LCL)^2);
C_P_LCL = minreal(Kp_C_LCL*(1+I_C_LCL*s)/(I_C_LCL*s));

```

```
621 nichols(C_P_LCL*P_C_LCL);
622
623 % Analisis de sensibilidad:
624 Sen_2_LCL = 1/(1+C_P_LCL*P_C_LCL);
625 bodemag(Sen_2_LCL);
626
627 % Definicion del sistema con el lazo interno, intermedio y externo cerrados
628 [matA_lcl_C_fb,matB_lcl_C_fb,matC_lcl_C_fb,matD_lcl_C_fb] =
        linmod('sim_LCL_dq_lazo_externo_cerrado');
629 SS_filtro_lcl_C_fb = ss(matA_lcl_C_fb,matB_lcl_C_fb,matC_lcl_C_fb,matD_lcl_C_fb);
630 TF_filtro_lcl_C_fb = minreal(tf(SS_filtro_lcl_C_fb));
631 damp(SS_filtro_lcl_C_fb)
632
633 %%  Saturacion de la referencia de la corriente interna:
634
635 % Valor maximo del modulo de la referencia de la corriente interna
636 sat_i_LCL= 35;                %pu
637
638 % Parametros del control PI externo para incluir el anti-windup back
639 % calculation
640 K_p_sat_LCL = Kp_1_LCL;
641 K_i_sat_LCL = K_p_sat_LCL/I_1_LCL;
642 K_b_sat_LCL = K_i_sat_LCL;
```